

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

"GENERADOR ESTATICO DE POTENCIA REACTIVA
MEDIANTE CONVERTOR TRIFASICO AC/AC"

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO
DE INGENIERO EN ELECTRONICA Y CONTROL

JAVIER GONZALO MONTIEL ESTRELLA

QUITO, DICIEMBRE DE 1993

CERTIFICACION

Certifico que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr. Javier Gonzalo Montiel Estrella.

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'B. Ledesma G.', written in a cursive style.

ING. BOLIVAR S. LEDESMA G.

AGRADECIMIENTO

Al Sr. Ing. Bolivar S. Ledesma G.,
Director de Tesis, de quien recibí todo
el apoyo y la dirección técnica
necesaria, a Gloria Estrella y a todas
las personas que de una u otra forma me
ayudaron en el desarrollo del presente
trabajo.

JAVIER G. MONTIEL E.

A MIS PADRES
Y HERMANOS

INDICE

	Página.
INTRODUCCION	1
CAPITULO 1. GENERALIDADES	
1. Generalidades	5
1.1. Compensación estática de potencia reactiva	5
1.1.1. Banco de capacitores	5
1.1.2. La máquina sincrónica	6
1.1.3. Generador estático con conmutación forzada	6
1.1.4. Síntesis de una inductancia variable	7
1.1.5. Generador estático híbrido	8
1.1.6. Generadores con circuitos complementarios	9
1.2. Conversor AC-AC como generador de potencia reactiva	14
1.2.1. Definiciones fundamentales	16
1.2.1.1. Valor medio	17
1.2.1.2. Valor eficaz	17
1.2.1.3. Potencia instantánea	17
1.2.1.4. Potencia media	18
1.2.1.5. Potencia aparente	19
1.2.1.6. Potencia reactiva	19
1.2.2. Rectificadores controlados de media onda	24

1.2.2.1.	Rectificador controlado de media onda con carga RL	24
1.2.2.2.	Rectificador controlado de media onda con carga puramente inductiva	30
1.2.3.	Convertidores AC-AC controlados de onda completa	32
1.2.3.1.	Convertidor AC-AC controlado de onda completa con carga RL	33
1.2.3.2.	Convertidor AC-AC controlado de onda completa con carga puramente inductiva	38
1.2.4.	Rectificadores controlados trifásicos de onda completa	44
1.2.4.1.	Convertidores AC-AC controlados trifásicos de onda completa, conexión estrella	44
1.2.4.2.	Convertidores AC-AC trifásicos de onda completa, conexión triángulo	46
1.2.4.3.	Rectificador trifásico tipo puente	48
1.3.	Análisis de armónicos y efectos sobre la red . . .	49
1.3.1.	Convertidor AC-AC monofásico con carga inductiva	49
1.3.2.	Convertidor trifásico AC-AC con carga inductiva	60

CAPITULO 2. DISEÑO DEL GENERADOR ESTÁTICO

2.	Diseño del generador estático	79
2.1.	Descripción general y especificaciones del generador de potencia reactiva	79
2.2.	Diseño del módulo de potencia	83
2.2.1.	Dimensionamiento de los tiristores y disipadores	83
2.2.2.	Diseño del snubber	90
2.2.3.	Diseño de las inductancias	94
2.2.4.	Diseño de las tarjetas de tiristores	99
2.3.	Diseño del módulo de control	100
2.3.1.	Tarjeta MCPD51DA	101
2.3.2.	Diseño de los detectores de cruce por cero	103
2.3.3.	Diseño de los drivers para los transformadores de pulsos	106
2.3.4.	Diseño del teclado y de los drivers de leds y display	109
2.3.5.	Diseño del programa de control	112
2.3.5.1.	Programa principal	114
2.3.5.2.	Subrutina DISPLAYON	118
2.3.5.3.	Subrutina EXINT0	122
2.3.5.4.	Subrutina TIMER0	125
2.3.5.5.	Subrutina TIMER1	125
2.3.5.6.	Subrutina VARIARALFA	128
2.3.5.7.	Subrutina CHECKDISP	129
2.3.5.8.	Subrutina CHECKSEC	129
2.3.5.9.	Subrutina RETARDO	130
2.3.5.10.	Subrutina LOADT0	134

2.4.	Circuitos auxiliares y protecciones	141
2.4.1.	Diseño de las fuentes	141
2.4.2.	Diseño del transformador	149
2.4.3.	Protecciones	152

CAPITULO 3. PRUEBAS Y RESULTADOS

3	Pruebas y resultados	155
3.1.	Operación del convertidor AC-AC monofásico . . .	155
3.1.1.	Variación de voltajes y corrientes en función del ángulo de activado de los tiristores	155
3.1.2.	Formas de onda de voltajes y corrientes	158
3.2.	Operación del convertidor AC-AC trifásico . . .	173
3.2.1.	Variación de voltajes y corrientes en función del ángulo de activado de los tiristores	173
3.2.2.	Formas de onda de voltajes y corriente	176
3.3.	Evaluación de armónicos y efectos sobre la red	189
3.3.1.	Convertidor AC-AC monofásico	189
3.3.2.	Convertidor AC-AC trifásico	192
3.4.	Detalles constructivos	205

CAPITULO 4. CONCLUSIONES

4.	Conclusiones	212
4.1.	Análisis técnico-económico	212

4.2. Discusión de resultados experimentales	215
4.3. Conclusiones y recomendaciones	218
4.3.1. Conclusiones	218
4.3.2. Recomendaciones	227
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	231
BIBLIOGRAFIA	233
ANEXO 1. DIAGRAMAS CIRCUITALES	
ANEXO 2. ESQUEMAS DE CIRCUITOS IMPRESOS	
ANEXO 3. CARACTERISTICAS DE LOS ELEMENTOS UTILIZADOS	

INTRODUCCION

El constante crecimiento en la utilización de convertidores estáticos para el control de máquinas y automatización en el sector industrial ha provocado efectos secundarios que deben ser estudiados y corregidos. Entre los principales efectos negativos están: el deterioro del factor de potencia, la inyección de armónicos en las corrientes de red y un desaprovechamiento de las líneas eléctricas. [1]

Los problemas que se tienen pueden verse desde dos puntos de vista: por un lado los usuarios con cargas de bajo factor de potencia o variable en un amplio margen, se ven obligados a penalizaciones en la facturación de la energía eléctrica consumida, esto es común en instalaciones con alumbrados fluorescentes, en convertidores estáticos conectados a la red principal y en motores trabajando con carga variable; Por otro lado las compañías que suministran energía eléctrica necesitan utilizar equipos de compensación de energía reactiva en puntos claves de la red, para así mejorar la estabilidad de la tensión. En el caso de los usuarios, se debe hacer un análisis de la inversión económica que supone la instalación de un equipo de

compensación, mientras que en el caso de la compañías eléctricas es una necesidad ya que se debe garantizar una tensión aceptablemente estable.

Las soluciones que se dan para el problema de la compensación de potencia reactiva son muchas y dependen de la aplicación; en muchos casos es suficiente utilizar bancos de capacitores fijos o conmutables en pocos escalones mediante interruptores estáticos o electromecánicos. Cuando se necesita una variación continua de la potencia reactiva los métodos mencionados no son aplicables y tradicionalmente se recurre a la utilización de máquinas síncronas que al actuar sobre la excitación se comportan como generadores de potencia reactiva variable. [2]

El problema de compensar la potencia reactiva en una instalación donde la carga es altamente variable y requiere niveles considerables de potencia reactiva resulta difícil de solucionar mediante métodos convencionales como los indicados. En estos casos la mejor alternativa es utilizar técnicas más versátiles, como la compensación estática, que presenta las ventajas típicas de las soluciones estáticas como son: robustez y bajo costo de mantenimiento, se garantiza mayor estabilidad del sistema eléctrico, menor desgaste de componentes y una regulación continua. El desarrollo de los componentes característicos de la Electrónica de Potencia, especialmente los SCR capaces de manejar corrientes y tensiones muy importantes ha abierto

nuevas posibilidades al control de la potencia reactiva que sustituyen con ventajas a las soluciones tradicionales. La selección del equipo de compensación reactiva y el diseño de filtros para armónicos es una mezcla de arte, ciencia y análisis económicos como la mayoría de las decisiones en ingeniería. [3]

Dentro de los métodos de compensación estática tenemos al convertidor estático AC-AC con carga inductiva y control directo de fase que provoca la circulación de potencia reactiva variable en retraso. A todo este equipo se le puede ver como una inductancia variable, que conectado en paralelo a un banco de capacitores puede generar potencia reactiva en adelanto (comportándose el sistema como un "banco de capacitores variable") o potencia reactiva en atraso y adelanto dependiendo del dimensionamiento de los capacitores. Cualquiera sea el caso, el equipo se puede utilizar en un sistema de control automático para la compensación estática de potencia reactiva.

El presente trabajo se dedicará al estudio teórico-experimental del comportamiento del convertidor AC/AC monofásico (220 VAC; 1 KVA) con carga inductiva y al diseño y construcción de una configuración trifásica capaz de generar potencia reactiva inductiva. El estudio de este tipo de convertidor es una etapa fundamental en la perspectiva de desarrollar un compensador estático de potencia reactiva para uso en el sector industrial.

CAPITULO 1

GENERALIDADES

CAPITULO 1

1. GENERALIDADES.

1.1. COMPENSACION ESTATICA DE POTENCIA REACTIVA.

El problema planteado es claro y consiste en conectar a la red un equipo capaz de generar o consumir potencia reactiva entre unos límites acotados y definidos por las condiciones del problema. Existen básicamente tres métodos para generar potencia reactiva: 1) por medio de dispositivos lineales que almacenan energía; 2) utilizando convertidores rotativos y, 3) a base de convertidores estáticos.

1.1.1. BANCOS DE CAPACITORES.

Se utilizan bancos de capacitores fijos o conmutables en pocos escalones que se conectan y desconectan a la red por medio de interruptores estáticos o electromecánicos. Cuando se usan capacitores se debe hacer un análisis para ver que no exista resonancia entre el banco de capacitores y la reactancia inductiva del sistema. [4]

Los capacitores son una fuente barata de potencia reactiva pero no son fácilmente controlables y pueden producir condiciones resonantes indeseables si no se aplican

correctamente.

La conexión y desconexión de los capacitores se puede realizar por medio de conmutación de circuitos a base de "breakers" o "switches" al vacío, o por conmutación de tiristores conectados con los capacitores.

1.1.2. LA MAQUINA SINCRONICA.

Los motores sincrónicos pueden ser equipados con tiristores para controlar adecuadamente el voltaje de excitación de continua (en el campo). Así logramos controlar y regular los VAR's. Si analizamos desde la red a la que se suministra la potencia reactiva, cuando el motor está sobreexcitado le consideramos como un circuito capacitivo, y si el motor está subexcitado actúa como un circuito inductivo. Este tipo especial de generadores de potencia reactiva se utiliza para compensar la potencia reactiva que generan los convertidores estáticos y otras cargas que tienen factores de potencia variable. Generalmente los motores sincrónicos son diseñados para un factor de potencia de 0.8 (o 0.7) en adelanto. [5]

1.1.3 GENERADOR ESTATICO CON CONMUTACION FORZADA.

Conocido también con el nombre de inversor de corriente; el circuito es el que se muestra en la figura 1.1

V es una fuente de voltaje sinusoidal e I es la corriente unidireccional constante. Los interruptores S_1 ,

S_2 , S_3 y S_4 controlan la trayectoria de la corriente, para lo cual deben accionarse en pares (S_1 con S_4 y S_2 con S_3).

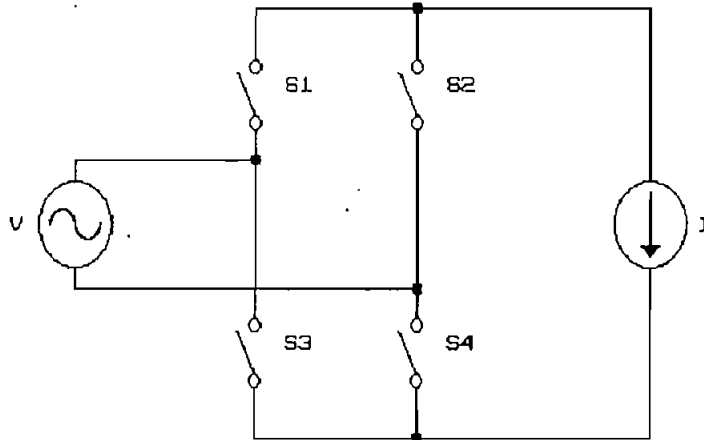


Figura 1.1

La potencia reactiva inductiva se controla si se cierran los interruptores S_1 y S_4 en el punto $+\pi/2$ de la onda de voltaje, 180° grados más tarde se apagan y se conectan los interruptores S_2 y S_3 , y así se repite el ciclo. Para la generación de potencia reactiva capacitiva los interruptores S_1 y S_4 se conectan en el punto $-\pi/2$ de la onda de voltaje y de manera similar, 180° después se apagan y se conectan los interruptores S_2 y S_3 , este ciclo se repite nuevamente. [6]

1.1.4 SINTESIS DE UNA INDUCTANCIA VARIABLE.

Se busca conectar y desconectar cíclicamente una inductancia a la red mediante interruptores a base de SCR's, así se consigue que desde la red se vea como una inductancia variable. El circuito que se utiliza es el que se indica en

la figura 1.2, el mismo que se constituye de dos tiristores en antiparalelo en serie con una inductancia. Con este circuito se puede generar solo potencia reactiva inductiva.

[7]

El control que se puede hacer es del tipo ON-OFF o del tipo control de fase. Con esta configuración básica se puede hacer una conexión trifásica y se tiene un generador trifásico de potencia reactiva.

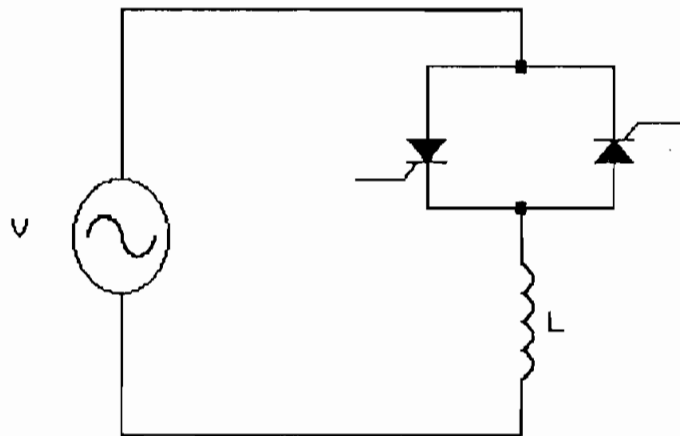


Figura 1.2

El tema de este trabajo de tesis es precisamente construir el convertor AC/AC trifásico y hacer un control de fase directo. Así, variando el ángulo de disparo α de los tiristores obtenemos una potencia reactiva inductiva variable.

1.1.5 GENERADOR ESTÁTICO HÍBRIDO.

Al Generador anterior se le conecta en paralelo un capacitor, y de acuerdo a su dimensionamiento podemos

obtener potencia reactiva capacitiva, o potencia reactiva variable desde inductiva hasta capacitiva. Este tipo de generadores (figura 1.3) se utilizan donde existen consumidores con factor de potencia variable y cargas que absorben altas potencias en poquisimo tiempo. [8]

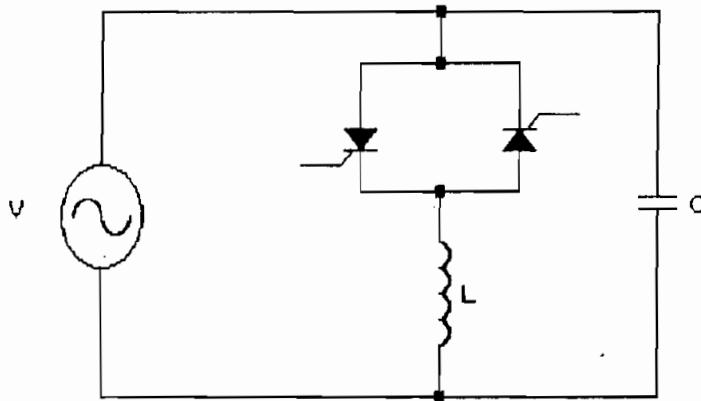


Figura 1.3

1.1.6 GENERADORES CON CIRCUITOS COMPLEMENTARIOS. [9]

Se utiliza el circuito general de la figura 1.4, en el cual la carga de compensación permite tener una corriente instantánea i_c , con lo cual a la entrada se tiene $i_s = i_c + i_L$. Se trata de que la corriente i_c se complemente con la corriente i_L para que i_s represente una corriente sinusoidal defasada con el voltaje de entrada.

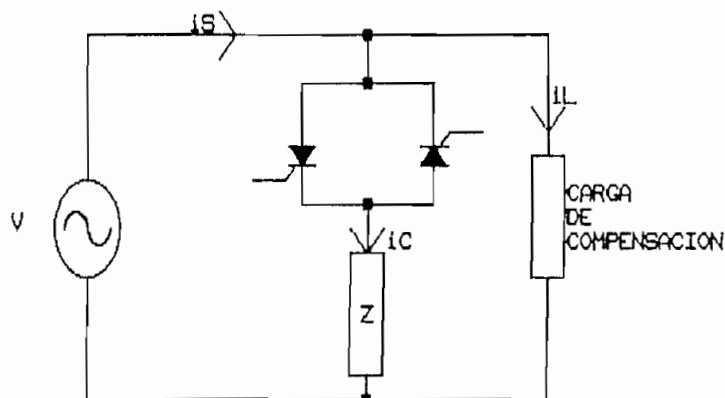


Figura 1.4

La impedancia Z es puramente resistiva y la carga complementaria puede ser resistiva, un almacenador de energía como un condensador, o una combinación de ambos. Para corregir el factor de potencia se pueden tener las siguientes configuraciones.

- Compensación resistiva.

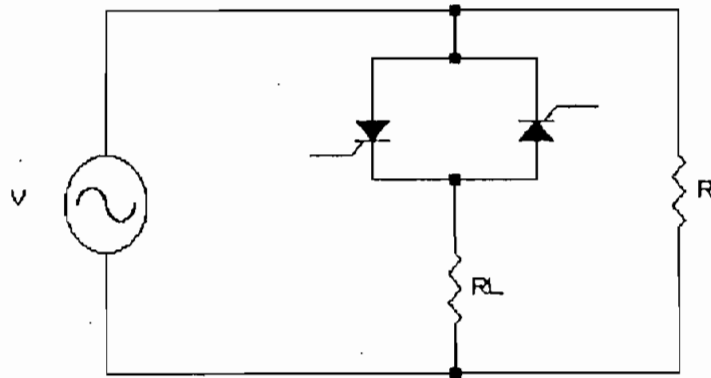


Figura 1.5

Dependiendo de la relación de R y R_L , y del ángulo de disparo en el conversor; que se refleja como una potencia en la resistencia R_L ; se tiene una variación del factor de potencia que tiende a la unidad mientras R sea menor a R_L y mientras se tenga una mayor disipación de potencia en la resistencia de carga R_L , ángulo de disparo que tienda a cero. Se puede establecer una condición de factor de potencia mínimo, lo que implica tener una resistencia R fija mínima, a partir de la cual el factor de potencia aumenta conforme disminuye el ángulo de disparo.

- Compensación puramente capacitiva.

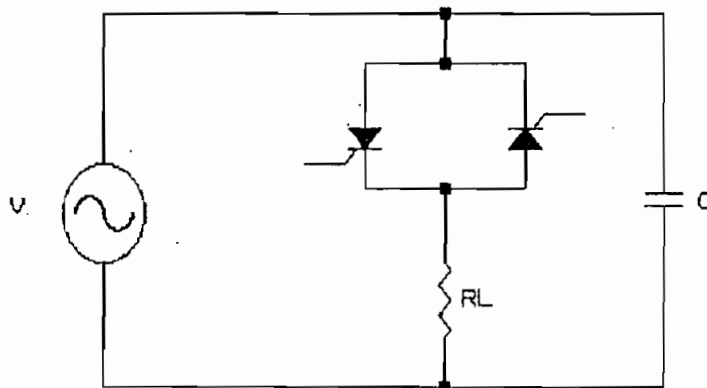


Figura 1.6

A diferencia de la configuración anterior, en esta, se establece una condición de factor de potencia máximo, lo que implica tener un capacitor de valor óptimo C_s , condición en la cual la corriente fasor resultante de la fundamental de corriente en el convertidor y de la corriente en el capacitor, está en fase con el voltaje de alimentación.

El factor de potencia en función del ángulo de disparo que se puede obtener, es ligeramente mejor que si tuvieramos solamente el convertidor con la carga resistiva sin carga de compensación, y es menor que la compensación puramente resistiva.

- Compensación resistiva-capacitiva.

Se conecta una red RC paralela en paralelo al convertidor con carga resistiva para mejorar las características del factor de potencia que se obtienen con compensación

puramente resistiva y compensación puramente capacitiva

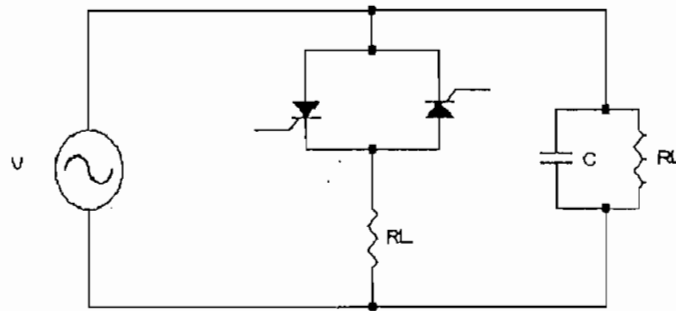


Figura 1.7

Para ángulos de disparo menores a 90° , las características de esta configuración son mejores que las dos anteriores. En la figura 1.8 se indica la variación del factor de potencia en función del ángulo de disparo, para los diferentes casos de compensación indicados.

Power factor correction of single-phase thyristor converter loads 14

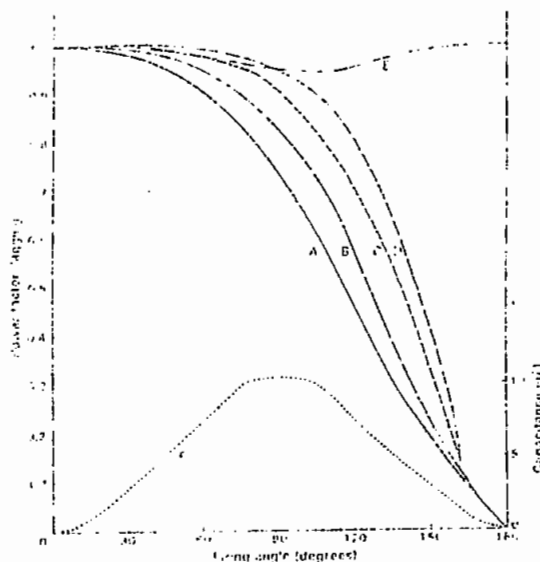


Fig. 4.7 Variation of power factor with firing angle
 A no compensation
 B max. power factor with constant capacitance compensation
 C variable capacitance compensation where $C = \frac{V_m}{\omega} \tan \phi$
 D variable capacitance compensation where $C = \frac{V_m}{\omega} \tan \phi$
 E constant capacitance compensation where $C = \frac{V_m}{\omega} \tan \phi$
 F variation of capacitance to give highest realisable power factor
 with pure capacitance compensation
 (Shepherd and Zakikhani, 1979)

Figura 1.8

En la tabla 1.1 se encuentran resumidas las expresiones para el factor de potencia para las diferentes configuraciones de los compensadores indicados. Es conveniente indicar la nomenclatura que utilizada.

- I_{L1} Fundamental de la corriente del convertidor con carga resistiva.
- I_{Ln} Componentes de la corriente del convertidor con carga resistiva, $n \geq 2$.
- Ψ_1 Defasaje entre la fundamental de la corriente en el convertidor y la corriente en el capacitor.
- P_L Potencia en la resistencia de carga del convertidor.

Power-factor correction of single-phase thyristor-controlled loads 141

Table 4.1

Power factor with different forms of passive network compensation (Shepherd and Zakikhani, 1973b)

Form of compensation	Power factor
(A) Uncompensated	$\frac{P_L}{V \sqrt{I_{L1}^2 + \sum I_{Ln}^2}}$
Constant capacitance C	$\frac{P_L}{V \sqrt{I_{L1}^2 + \sum I_{Ln}^2 + V^2 \omega^2 C^2 - 2I_{L1} \omega C \sin \phi_1}}$
Variable (optimum) capacitance $C = \frac{I_{L1} \sin \phi_1}{\omega V}$	$\frac{P_L}{V \sqrt{I_{L1}^2 \cos^2 \phi_1 + \sum I_{Ln}^2}}$
(B) Constant resistance R	$\frac{P_L + V^2 R}{V \sqrt{I_{L1}^2 + \sum I_{Ln}^2 + \frac{V^2}{R^2} + \frac{2P_L}{R}}}$
Variable resistance $R = \frac{V^2}{P_L}$	$\frac{2P_L}{V \sqrt{I_{L1}^2 + \sum I_{Ln}^2 + \frac{3P_L^2}{V^2}}}$
Constant resistance R Constant capacitance C	$\frac{P_L + V^2 R}{V \sqrt{I_{L1}^2 + \sum I_{Ln}^2 + V^2 \omega^2 C^2 - 2I_{L1} \omega C \sin \phi_1 + \frac{V^2}{R^2} + \frac{2P_L}{R}}}$
Constant resistance R Variable capacitance C_s	$\frac{P_L + V^2 R}{V \sqrt{I_{L1}^2 \cos^2 \phi_1 + \sum I_{Ln}^2 + \frac{V^2}{R^2} + \frac{2P_L}{R}}}$
Variable resistance $R = \frac{V^2 P_L}{P_L}$ Variable capacitance C_s	$\frac{2P_L}{V \sqrt{I_{L1}^2 \cos^2 \phi_1 + \sum I_{Ln}^2 + \frac{3P_L^2}{V^2}}}$

Tabla 1.1

1.2. CONVERTOR AC/AC COMO GENERADOR DE POTENCIA REACTIVA.

Los convertidores de voltaje AC/AC, como el nombre indica, son empleados para variar el valor rms del voltaje alterno aplicado al circuito de carga por la introducción de tiristores entre la carga y el voltaje constante AC de la fuente. Hay dos métodos de control:

- 1.- Control On-Off
- 2.- Control de fase.

En el control On-Off, los tiristores son empleados como interruptores para conectar la carga a la fuente por unos pocos ciclos de la señal de voltaje y entonces desconectarla por un período similar.

En el control de fase los tiristores son empleados como interruptores para conectar la carga a la fuente por tiempos pequeños dentro de cada ciclo de la señal de voltaje. Las configuraciones del circuito de potencia para control On-Off no difieren en mucho de aquellos utilizados para el control de fase. Además el análisis en el desarrollo de los controladores On-Off no presenta muchas dificultades como en los sistemas de control por fase. En este estudio la atención se concentra en el control de fase para así variar el voltaje rms entregado a la carga.

Las aplicaciones de los convertidores AC/AC de voltaje incluyen las siguientes:

- 1.- Calentamiento industrial.
- 2.- Calentamiento de metales por inducción.
- 3.- Control de iluminación.
- 4.- Control de transformación primaria para procesos electromecánicos.
- 5.- Intercambiador de taps de transformadores.
- 6.- Control de velocidad de motores de inducción manejadores de bombas y ventiladores.

Los convertidores de voltaje AC/AC pueden ser empleados en sistemas de control de lazo cerrado, donde funcionan como amplificadores operacionales de alta potencia en los cuales el ángulo de retardo α (al cual empiezan a conducir los tiristores) varía en respuesta a una señal de error. Si es esencial que la forma de onda de corriente de un controlador deba tener el menor contenido armónico, entonces se puede usar un controlador de voltaje sinusoidal.

Puesto que todos los sistemas indicados anteriormente son excitados con AC, la conmutación por la línea es posible. Consecuentemente los convertidores de voltaje AC/AC están entre los menos complicados para la construcción de sistemas acondicionadores de potencia. Sin embargo, esta simplicidad no se extiende a su análisis y diseño, puesto que con cargas diferentes a las puramente resistivas el ángulo de extinción no es determinado fácilmente a menos que la carga sea puramente inductiva o puramente resistiva. [10]

Para llegar hasta la configuración trifásica del convertidor AC/AC se hace necesario un análisis desde el rectificador de media onda (con carga RL y carga L), pasando por el de onda completa (con carga RL y carga L) y finalmente llegar al convertidor trifásico con carga inductiva que es el motivo de nuestro interés.

1.2.1. DEFINICIONES FUNDAMENTALES.

Dentro del análisis de los convertidores AC/AC es necesario determinar formas de onda de voltajes y corrientes, expresiones para la corriente en el tiempo, corriente media, corriente rms, potencia aparente, potencia activa, potencia reactiva y potencia de distorsión. Es por esta razón que se hace necesario revisar estos términos antes de continuar, y de especial importancia es revisar los conceptos de potencia aparente, activa y reactiva que son los que más nos interesa para el análisis de los convertidores AC/AC como generadores de potencia reactiva.

El voltaje, la corriente, la potencia, etc., son funciones eléctricas en el tiempo, y dependiendo de la fuente, las formas de onda pueden ser periódicas o aperiódicas. Normalmente se asume que las fuentes nos proporcionan funciones periódicas, es decir:

$$f(t) = f(t+T) \quad (1.1)$$

donde T es el período.

Para poder evaluar estas funciones se hace necesario

definir ciertas cantidades como son el valor medio y el valor eficaz o rms.

1.2.1.1. VALOR MEDIO.

También se le conoce como componente continua. El valor medio de una función periódica se define como:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(t) dt \quad (1.2)$$

1.2.1.2. VALOR EFICAZ.

Llamado también Valor RMS o valor medio cuadrático, se define como:

$$V_{RMS} = \left[\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f^2(t) dt \right]^{1/2} \quad (1.3)$$

El valor V_{RMS} incluye a la componente continua y al valor RMS de la componente alterna de la función.

$$V_{RMS} = \sqrt{V_{DC}^2 + V_{RMS(AC)}^2} \quad (1.4)$$

1.2.1.3. POTENCIA INSTANTANEA.

La potencia instantánea que entrega una fuente a una carga eléctrica está dada por el producto instantáneo del voltaje y la corriente.

$$p(t) = v(t) * i(t) \quad [W] \quad (1.5)$$

1.2.1.4. POTENCIA MEDIA.

La potencia media, activa, real o solo potencia es la potencia real entregada por una fuente, o consumida por una carga; es la parte de la energía que se convierte en trabajo. La potencia media puede producir pérdidas, calentamiento, movimiento, etc.

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v(t) * i(t) dt \quad (1.6)$$

- Para una carga resistiva $R(\Omega)$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V^2}{R} dt \quad (1.7)$$

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (1.8)$$

- Para una carga inductiva $L(H)$

$$P = \frac{1}{T} \int_{i(0)}^{i(T)} L \cdot i di \quad (1.9)$$

$$P = \frac{L}{2T} [i^2(T) - i^2(0)] \quad (1.10)$$

$$P = 0$$

- Para una carga capacitiva $C(F)$

$$P = \frac{1}{T} \int_{v(0)}^{v(T)} C \cdot v dv \quad (1.11)$$

$$P = \frac{C}{2T} [v^2(T) - v^2(0)] \quad (1.12)$$

$$P = 0$$

1.2.1.5. POTENCIA APARENTE (S).

Se define como el producto de los valores eficaces del voltaje y la corriente en un circuito.

$$S = V_{RMS} * I_{RMS} \quad [VA] \quad (1.13)$$

1.2.1.6. POTENCIA REACTIVA (Q).

En un régimen sinusoidal permanente se considera que la corriente tiene dos componentes, una en fase y otra en cuadratura al voltaje. Clásicamente se define a la potencia reactiva como una componente en cuadratura a la potencia real, tomando como base la descomposición indicada de la corriente.

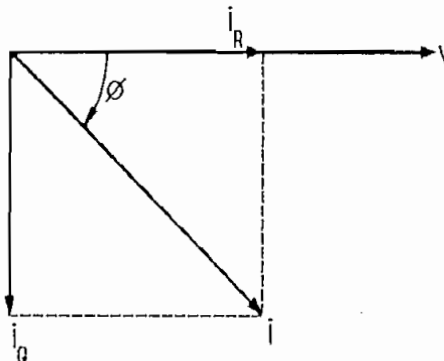


Figura 1.9

$$i_R = i \cdot \cos \phi \quad (1.14)$$

$$i_Q = i \cdot \sin \phi \quad (1.15)$$

$$P = v i_R \quad (1.16)$$

$$P = v i \cdot \cos \phi$$

$$Q = v i_Q \quad (1.17)$$

$$Q = v i \cdot \sin \phi$$

De la figura 1.9 se ve que existirá potencia reactiva siempre que exista un defasaje entre el voltaje y la corriente, y este defasaje aparece generalmente cuando hay componentes almacenadores de energía (inductancias, capacitores) en el circuito. Es por esta razón que es costumbre asociar la generación de potencia reactiva con estos elementos.

Sin embargo, esta no es la única forma de encontrar potencia reactiva. Actualmente el uso de convertidores estáticos de energía que utilizan interruptores semiconductores no lineales producen una distorsión en la forma de onda de las corrientes y no están en fase con el voltaje, además se producen armónicos ocasionados por los procesos periódicos de conexión y desconexión que se efectúan al realizarse el control de los elementos semiconductores. Cuando se tienen formas de onda distorsionadas, el análisis de los circuitos se dificulta

debido a la presencia de armónicos. Para hacer el análisis más completo y menos difícil se expande en series de Fourier a la corriente (distorsionada), se considera al voltaje de entrada completamente sinusoidal, y se tendría:

$$v(t) = \sqrt{2}V \operatorname{sen} \omega t \quad (1.18)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \quad (1.19)$$

donde:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d(\omega t) \quad (1.20)$$

$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (1.21)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cdot \cos n\omega t d(\omega t) \quad (1.22)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cdot \operatorname{sen} n\omega t d(\omega t) \quad (1.23)$$

$$\phi_n = \operatorname{tg}^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (1.24)$$

Cuando tenemos corrientes simétricas, la componente continua es igual a cero, $I_0 = 0$, y aplicando el teorema de

Parseval obtenemos la expresión para el valor eficaz de $i(t)$ de la siguiente manera.

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (1.25)$$

o escribiendo de otra forma:

$$I^2 = I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad (1.26)$$

Donde I_1 es la componente fundamental de la corriente e I_n son las componentes superiores o armónicas. La fundamental de la corriente generalmente tiene dos componentes, una en fase con el voltaje (I_{1R}) y otra en cuadratura con éste (I_{1Q}), entonces tendríamos:

$$I^2 = I_{1R}^2 + I_{1Q}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \quad (1.27)$$

Si multiplicamos a ambos lados de la ecuación (1.27) por el voltaje eficaz, obtenemos:

$$(V \cdot I)^2 = (V \cdot I_{1R})^2 + (V \cdot I_{1Q})^2 + \sum_{n=2}^{\infty} (V \cdot I_n)^2 \quad (1.28)$$

El término $(V \cdot I)$ es la potencia aparente total, y también se define como:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad [VA] \quad (1.29)$$

Como se observa en la ecuación (1.29) se introduce un nuevo término, D , que lo llamaremos potencia de distorsión.

Haciendo una comparación con la ecuación (1.28) obtenemos otra forma de definir a la potencia activa y a la reactiva.

$$P = V \cdot I_1 \cos \phi_1 \quad (1.30)$$

$$P = V \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1 \quad [W]$$

$$Q = V \cdot I_1 \sin \phi_1 \quad (1.31)$$

$$Q = V \cdot I_1 \cdot \sin \phi_1 \quad [VAR]$$

ϕ_1 es el ángulo entre la componente fundamental de la corriente y el voltaje de la fuente. En la ecuación (1.29) el término D es equivalente al sumatorio de la ecuación (1.28), entonces tendríamos la definición de la potencia de distorsión como:

$$D = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V \cdot I_n)^2} \quad [VAR] \quad (1.32)$$

Las potencias activa, reactiva y de distorsión se representan ahora en un espacio tridimensional, a diferencia del espacio bidimensional tradicional. Esta representación se muestra en la figura 1.10

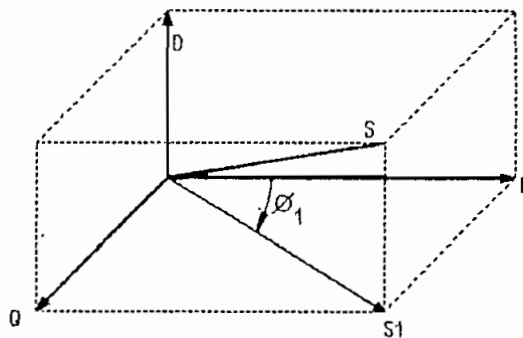


Figura 1.10

Es importante indicar que físicamente solo se da importancia a la potencia instantánea en el tiempo y a la potencia media ya que estas producen trabajo. Los demás conceptos que se han introducido como son: potencia reactiva, potencia de distorsión y potencia aparente, son magnitudes que resultan del cálculo matemático basándose en la expansión en series de Fourier de la corriente, pero que también tiene importancia para analizar la eficiencia con la que se utiliza la energía eléctrica en un sistema.

1.2.2. RECTIFICADORES CONTROLADOS DE MEDIA ONDA.

Se utiliza un tiristor en serie con una carga R, RL o L. Haciendo un control de fase del tiristor se varía el voltaje rms entregado a la carga, el tiristor solo se polariza directamente en un semiperíodo y es aquí donde puede conducir, y en el otro semiperíodo no conduciría, por lo que hay tiempo suficiente para que el tiristor se apague y la conmutación es natural.

1.2.2.1. RECTIFICADOR CONTROLADO DE MEDIA ONDA CON CARGA RL.

Después de cada pulso de corriente que se da a un ángulo α (ángulo de activado) en la compuerta del tiristor y siempre y cuando esté polarizado directamente, es decir en el semiperíodo positivo, el tiristor en la figura 1.11(a) entra a conducción, y tenemos:

$$v_L + v_R = v$$

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2} V \text{sen}(wt) \quad (1.33)$$

Como solución de la ecuación (1.33) tenemos:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2} V}{Z} * \text{sen}(wt - \Phi) + A e^{-(R/L)t} \quad (1.34)$$

donde tenemos:

$$Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} \quad \Omega$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad \text{rad}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación (1.34) y teniendo las condiciones iniciales de que en $wt = \alpha$, $i = 0$, tenemos:

$$0 = \frac{\sqrt{2} V}{Z} * \text{sen}(\alpha - \Phi) + A e^{-\alpha / \tan \phi}$$

$$A = -\frac{\sqrt{2} V}{Z} * \text{sen}(\alpha - \phi) e^{\alpha / \tan \phi}$$

De donde obtenemos el valor de la corriente para cualquier tiempo t .

$$i(t) = \frac{\sqrt{2} V}{Z} [\text{sen}(wt - \Phi) - \text{sen}(\alpha - \phi) e^{\frac{\alpha - wt}{\tan \phi}}] \quad (1.35)$$

en $wt = \beta$ la corriente se vuelve a hacer cero y tendríamos entonces:

$$0 = \frac{\sqrt{2} V}{Z} * [\text{sen}(\beta - \phi) - \text{sen}(\alpha - \phi) e^{\frac{\alpha - \beta}{\tan \phi}}]$$

de donde β puede determinarse resolviendo la siguiente

ecuación trascendental.

$$\text{sen}(\beta - \phi) = \text{sen}(\alpha - \phi) e^{\frac{\alpha - \beta}{\tan \phi}} \quad (1.36)$$

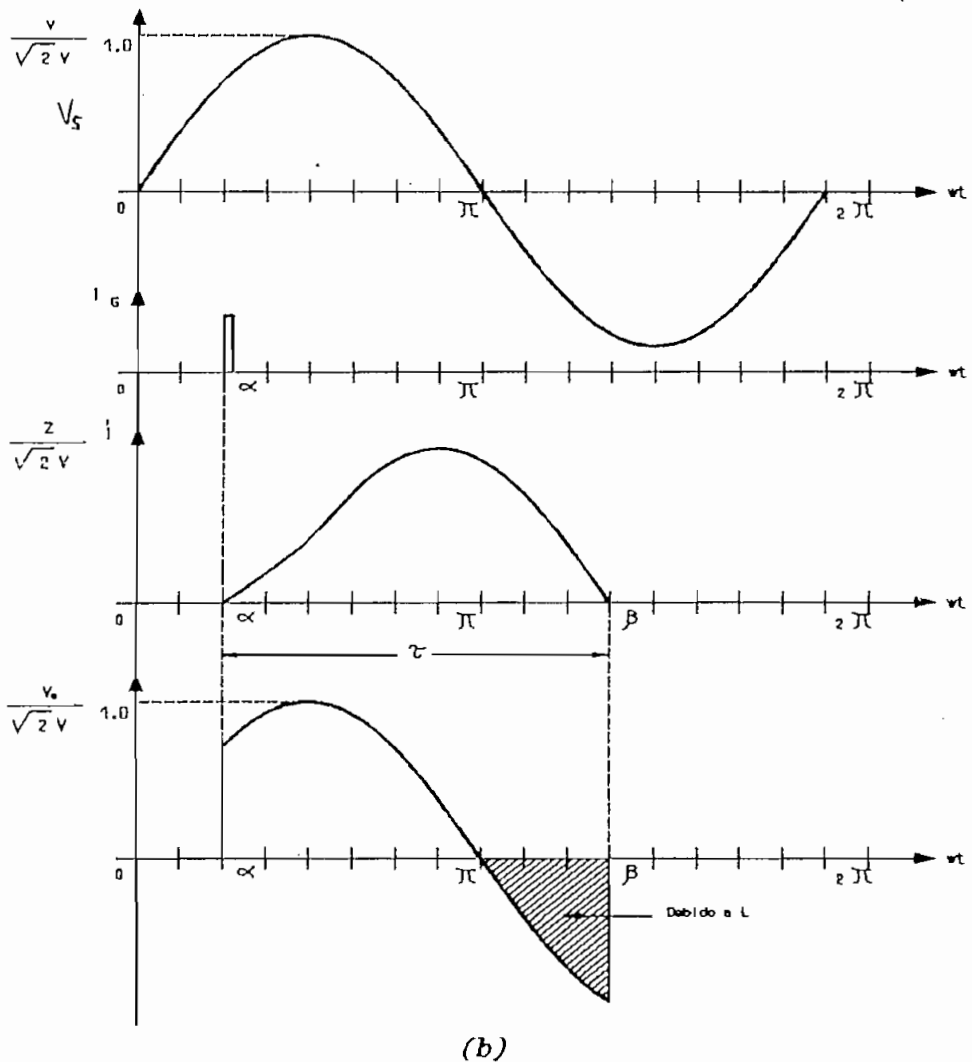
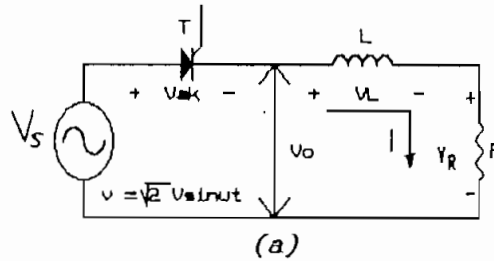


Figura 1.11 Rectificador controlado de media onda con carga RL

La corriente en la carga; el voltaje de entrada y el de

salida se muestran en la figura 1.11(b). Se define al ángulo τ como $\tau = \beta - \alpha$ [rad.] y se lo llama ángulo de conducción. Resolviendo la ecuación (1.36) y utilizando la definición de τ se obtienen curvas de τ en función del ángulo de disparo α , estas curvas se muestran en la figura 1.12. El valor de normalización para las corrientes media y rms es:

$$I_{BASE} = \frac{\sqrt{2} V}{Z} \quad \text{donde: } V = \text{Voltaje rms de la fuente}$$

$$Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$$

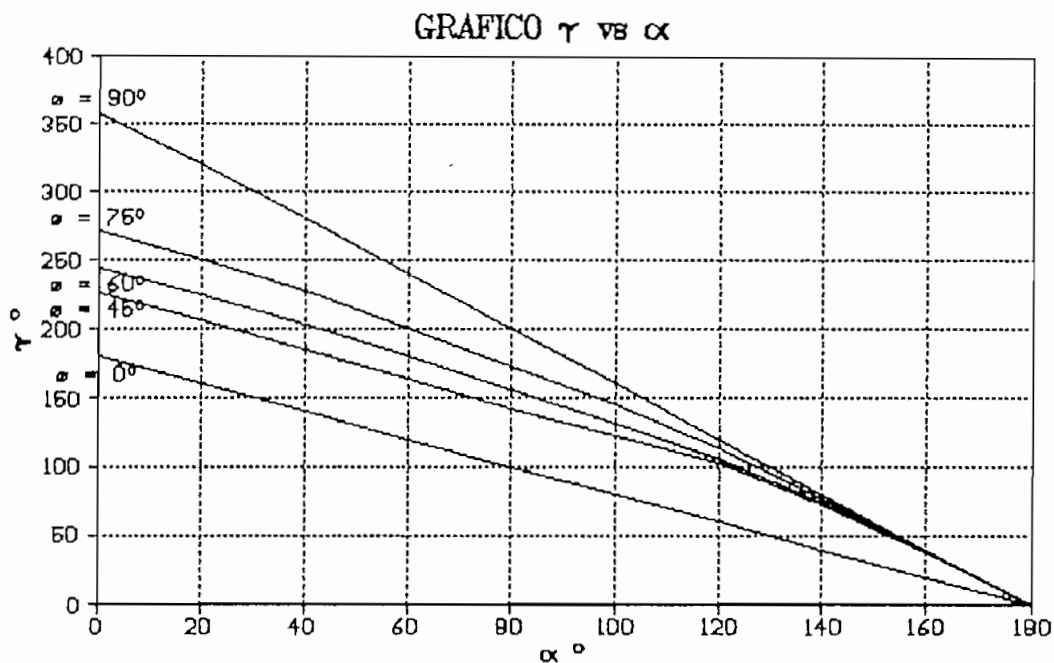


Figura 1.12 τ° versus α° para el circuito de la figura 1.11(a)

De la ecuación (1.35) se obtiene el valor normalizado de la corriente promedio rectificadora, y está dada por:

$$I_N = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} [\text{sen}(\omega t - \Phi) - \text{sen}(\alpha - \Phi) e^{\frac{\omega t - \alpha}{\tan \Phi}}] d(\omega t) \quad (1.37)$$

Una familia de curvas de I_N versus α para varios valores de ϕ se obtienen resolviendo la ecuación (1.37) y se muestran en la figura 1.13, la expresión que se obtiene es la siguiente:

$$I_N = \frac{1}{2\pi} [\tan\phi \operatorname{sen}(\alpha - \phi) e^{(\alpha - \beta)/\tan\phi} + \cos(\alpha - \phi) - \tan\phi \operatorname{sen}(\alpha - \phi) - \cos(\beta - \phi)] \quad (1.38)$$

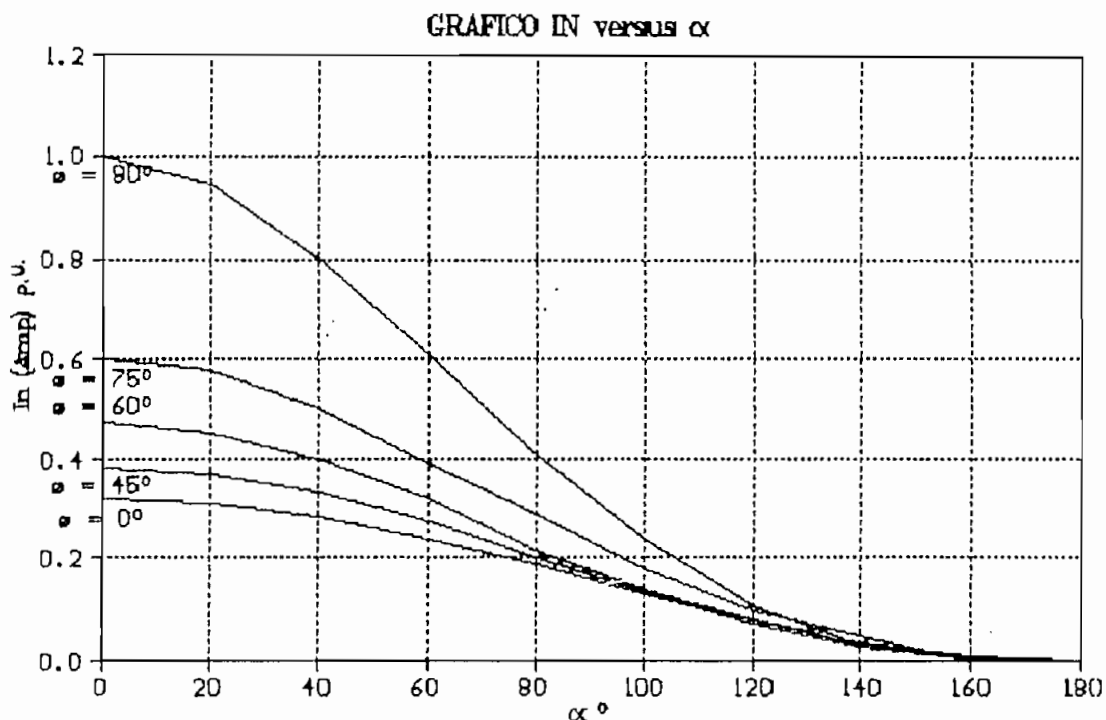


Figura 1.13 I_N versus α para el circuito de la figura 1.11(a)

De la ecuación (1.35) también se obtiene el valor normalizado para la corriente rms de salida, y se tiene:

$$I_{RN} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} [\operatorname{sen}(wt - \phi) - \operatorname{sen}(\alpha - \phi) e^{\frac{\alpha - wt}{\tan\phi}}]^2 d(wt) \right]^{1/2} \quad (1.39)$$

que resolviendo obtenemos la siguiente expresión para la corriente rms normalizada.

$$\begin{aligned}
 I_{RN} = & \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[- \frac{\tan\phi \operatorname{sen}^2(\alpha - \phi) e^{(2\alpha - 2\beta)/\tan\phi}}{2} + \right. \right. \\
 & + (2\operatorname{sen}^2\phi \cos(\beta - \phi) + 2\operatorname{sen}\phi \cos\phi \operatorname{sen}(\beta - \phi)) * \\
 & * \operatorname{sen}(\alpha - \phi) e^{(\alpha - \beta)/\tan\phi} + \\
 & + \left[\frac{1}{2} - 2\operatorname{sen}^2\phi \right] \operatorname{sen}(\alpha - \phi) \cos(\alpha - \phi) + \\
 & + \left[\frac{\tan\phi}{2} - 2\operatorname{sen}\phi \cos\phi \right] \operatorname{sen}^2(\alpha - \phi) - \\
 & \left. \left. - \frac{\operatorname{sen}(\beta - \phi) \cos(\beta - \phi)}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\beta}{2} \right]^{1/2} \right\}
 \end{aligned}
 \tag{1.40}$$

Un gráfico que muestra la corriente rms normalizada versus el ángulo α se encuentra en la figura 1.14.

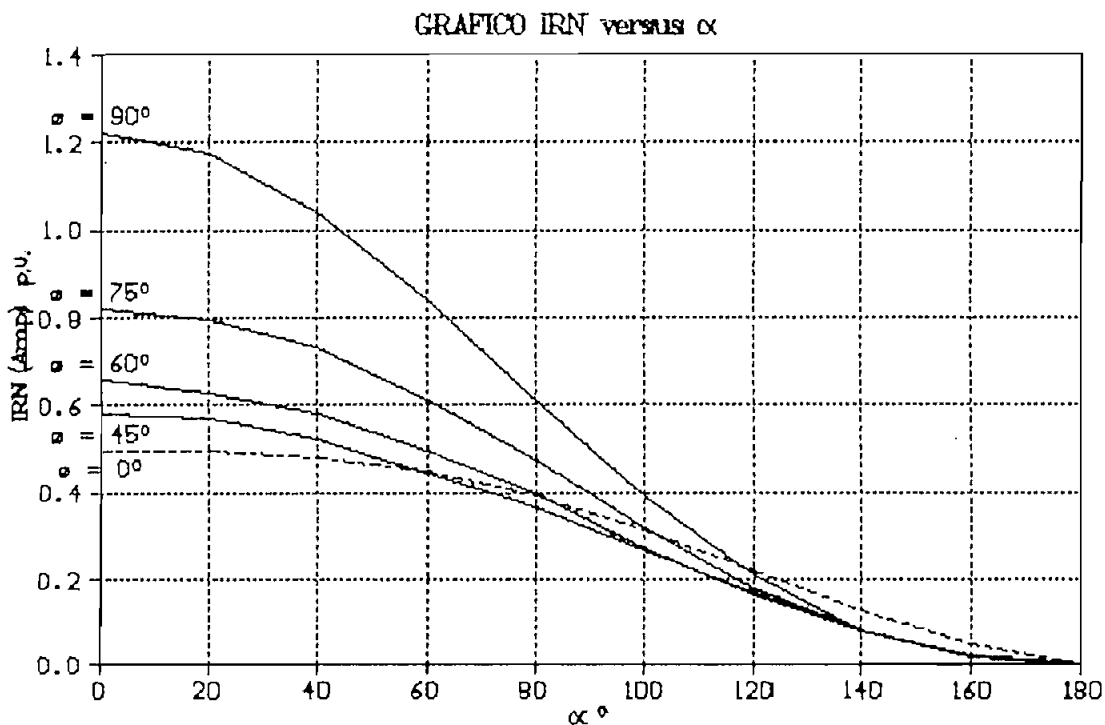


Figura 1.14 IRN versus α para el circuito de la figura 1.11(a)

Las dos condiciones límites que son de particular interés son cuando tenemos una carga puramente resistiva y una carga puramente inductiva; este último caso es el que se va a estudiar con más profundidad en este trabajo.

1.2.2.2. RECTIFICADOR CONTROLADO DE MEDIA ONDA CON CARGA PURAMENTE INDUCTIVA.

Para una carga puramente inductiva se tiene, $Z = \omega L$, y $\phi = \pi/2$, entonces de la ecuación (1.35) se obtiene:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} (\cos\alpha - \cos\omega t) \quad (1.41)$$

Y las formas de ondas de corrientes y voltajes en el circuito se indican en la figura 1.14(b) donde se puede observar que $\beta = 2\pi - \alpha$, esto se puede confirmar reemplazando en la ecuación (1.36) el valor de β .

De la ecuación (1.41) se obtiene el valor normalizado de la corriente media rectificadora, y está dada por:

$$\begin{aligned} I_N &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (\cos\alpha - \cos\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} [(\pi - \alpha)\cos\alpha + \text{sen}\alpha] \end{aligned} \quad (1.42)$$

El valor de normalización para las corrientes sigue siendo:

$$I_{BASE} = \frac{\sqrt{2}V}{Z}$$

La curva de I_N versus α se muestra en la figura 1.12, para un ángulo $\phi = 90^\circ$.

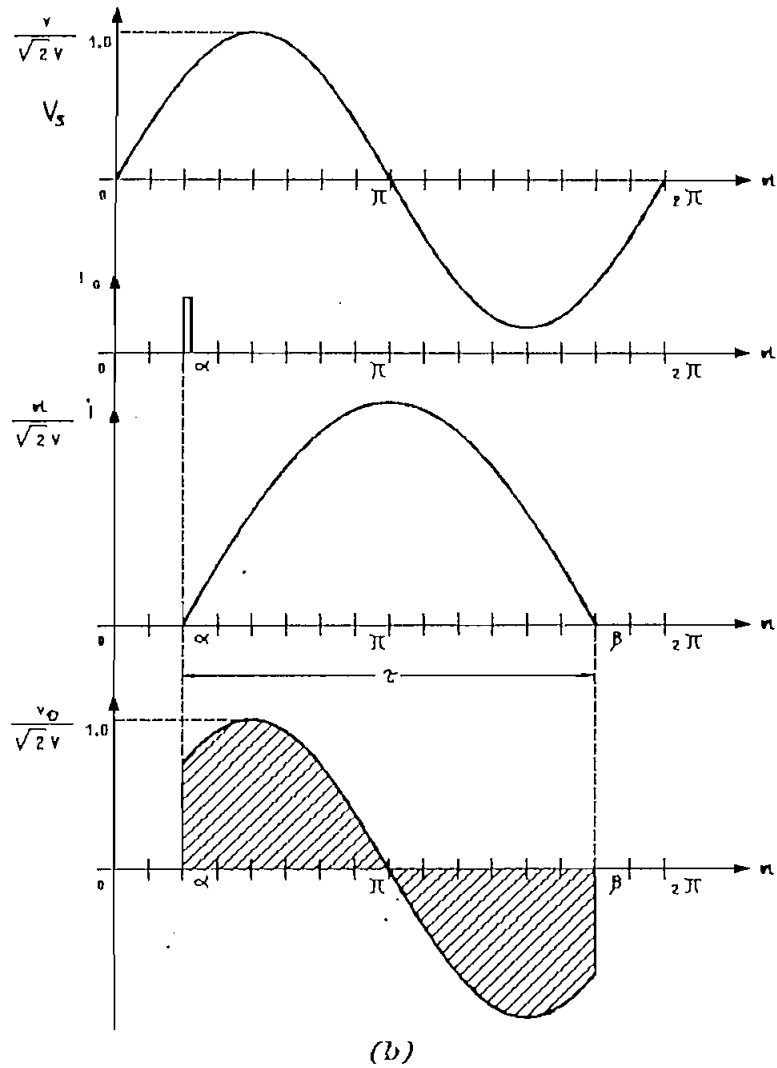
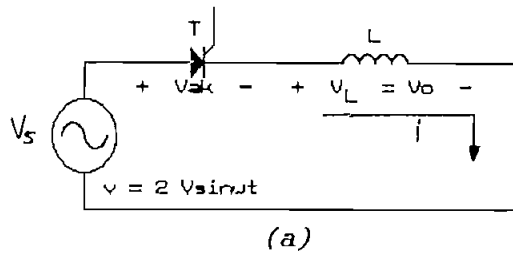


Figura 1.15 Rectificador controlado de media onda con carga L

También de la ecuación (1.41) se obtiene el valor rms de la corriente de salida, y está dada por:

$$I_{RN} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (\cos\alpha - \cos wt)^2 d(wt) \right]^{1/2} \quad (1.43)$$

Resolviendo esta integral se obtiene la siguiente expresión para el cálculo de la corriente rms para una carga totalmente inductiva.

$$I_{RN} = \left[\frac{(\pi - \alpha) \cos^2 \alpha}{\pi} + \frac{3 \operatorname{sen} \alpha \cos \alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad (1.44)$$

La correspondiente curva de I_{RN} versus α se muestra en la figura 1.14 para un ángulo $\phi=90^\circ$. Puesto que para este circuito $v_o = v_L$, y el valor medio del voltaje a través de la inductancia es cero, entonces las dos áreas sombreadas bajo la curva de v_o versus wt en la figura 1.15(b) deben ser iguales. Esto también indica que el valor medio de voltaje de salida rectificado es siempre cero. El voltaje rms rectificado de salida es igual a:

$$\begin{aligned} V_{RN} &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \operatorname{sen}^2 wt d(wt) \right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \operatorname{sen} 2\alpha \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (1.45)$$

1.2.3. CONVERTIDORES AC-AC CONTROLADOS DE ONDA COMPLETA.

Se utiliza dos tiristores en paralelo inverso en serie con una carga R, RL o L. Haciendo un control de fase de los tiristores se varía el voltaje rms entregado a la carga. El tiristor polarizado directamente conduce en un semiperíodo, y el otro tiristor conduce en el otro semiperíodo por lo que hay tiempo suficiente para que los tiristores se apaguen

y la conmutación es natural. Es importante notar que el análisis de los convertidores de onda completa se hace considerando que el control de los tiristores es simétrico para cada semiciclo.

1.2.3.1. CONVERTIDOR AC-AC CONTROLADO DE ONDA COMPLETA CON CARGA RL.

La figura 1.16(a) muestra el circuito alimentando a una carga RL. Solamente uno de los tiristores puede conducir en un instante, entonces cada tiristor puede ahora ser visualizado como que actúa durante un semiciclo como el tiristor analizado en el rectificador controlado de media onda descrito en el numeral 1.2.2.1 con la restricción de que el ángulo de conducción τ no puede exceder de 180° , por lo cual el circuito de control debe ser diseñado apropiadamente. En el intervalo para el cual T_1 (o T_2) conduce tenemos que la expresión de la corriente es la misma que la ecuación (1.35)

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{Z} [\text{sen}(wt - \Phi) - \text{sen}(\alpha - \Phi) e^{\frac{\alpha - wt}{\tan \Phi}}] \quad (1.46)$$

donde:

$$Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} \quad \Omega$$

$$\Phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad \text{rad}$$

Basándonos en las formas de onda mostradas en la figura 1.11(b) obtenemos las formas de onda mostradas en la figura 1.16(b). De aquí se puede ver que el ángulo α se reduce

hasta que el ángulo de conducción τ sea de 180° .

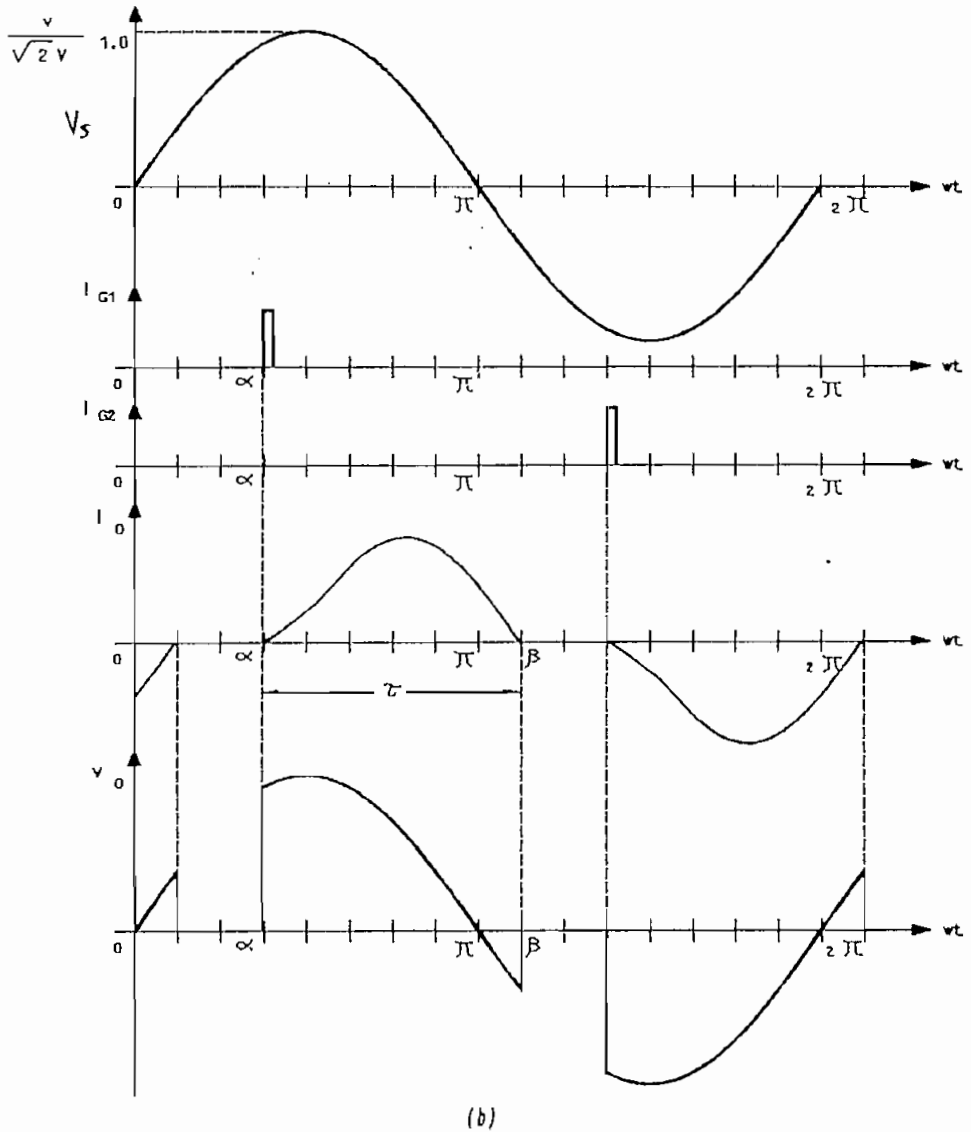
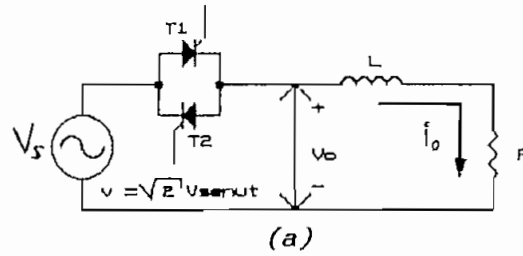


Figura 1.16 Convertidor AC-AC controlado de onda completa con carga RL

Para continuar con el análisis consideremos la ecuación

(1.36)

$$\text{sen}(\beta - \phi) = \text{sen}(\alpha - \phi) e^{\frac{\alpha - \beta}{\tan \phi}} \quad (1.47)$$

Si $\alpha = \phi$, entonces de la ecuación (1.47) tenemos:

$$\text{sen}(\beta - \phi) = \text{sen}(\beta - \alpha) = 0 \quad (1.48)$$

y

$$\beta - \alpha = \tau = 180^\circ \quad (1.49)$$

Así las curvas en la figura 1.12 que muestran la relación entre α y τ para varios valores de ϕ pueden ser empleadas para el circuito de la figura 1.16(a) considerando que τ no puede exceder el valor de 180° , lo cual es equivalente a decir que α no puede ser menor que ϕ . Estas curvas modificadas son mostradas en la figura 1.17

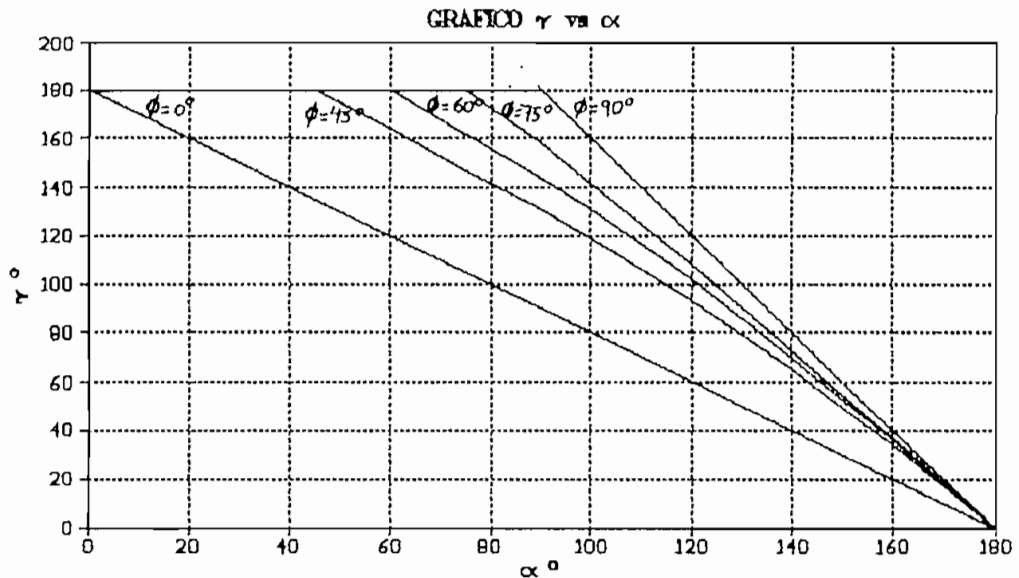


Figura 1.17 τ° versus α° para el circuito de la figura 1.16(a)

El valor medio de la corriente por un tiristor es la misma expresión (1.38) que se determinó en 1.2.2.1.

$$I_N = \frac{1}{2\pi} [\tan\phi \operatorname{sen}(\alpha-\phi) e^{(\alpha-\beta)/\tan\phi} + \cos(\alpha-\phi) - \tan\phi \operatorname{sen}(\alpha-\phi) - \cos(\beta-\phi)] \quad (1.50)$$

Tomando en cuenta que α no puede ser menor que ϕ , las curvas de la figura 1.13 se modifican y obtenemos las curvas indicadas en la figura 1.18.

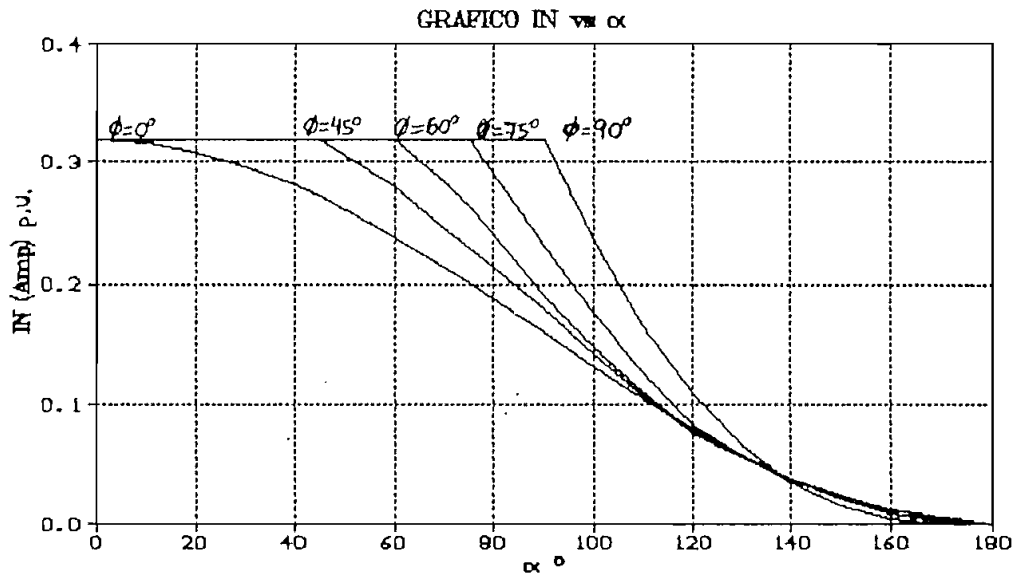


Figura 1.18 I_N versus α° para el circuito de la figura 1.16(a)

La corriente RMS por un tiristor es la misma expresión (1.40).

$$I_{RN} = \left[\frac{1}{2\pi} \left[-\frac{\tan\phi \operatorname{sen}^2(\alpha-\phi) e^{(\alpha-\beta)/\tan\phi}}{2} + \right. \right. \\ \left. \left. + (2\operatorname{sen}^2\phi \cos(\beta-\phi) + 2\operatorname{sen}\phi \cos\phi \operatorname{sen}(\beta-\phi)) * \right. \right. \\ \left. \left. * \operatorname{sen}(\alpha-\phi) e^{(\alpha-\beta)/\tan\phi} + \right. \right. \\ \left. \left. + \left[\frac{1}{2} - 2\operatorname{sen}^2\phi \right] \operatorname{sen}(\alpha-\phi) \cos(\alpha-\phi) + \right. \right. \\ \left. \left. + \left[\frac{\tan\phi}{2} - 2\operatorname{sen}\phi \cos\phi \right] \operatorname{sen}^2(\alpha-\phi) - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{\operatorname{sen}(\beta-\phi) \cos(\beta-\phi)}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\beta}{2} \right] \right]^{1/2} \quad (1.51)$$

Las curvas de la figura 1.14 se modifican y obtenemos

las curvas de la figura 1.19.

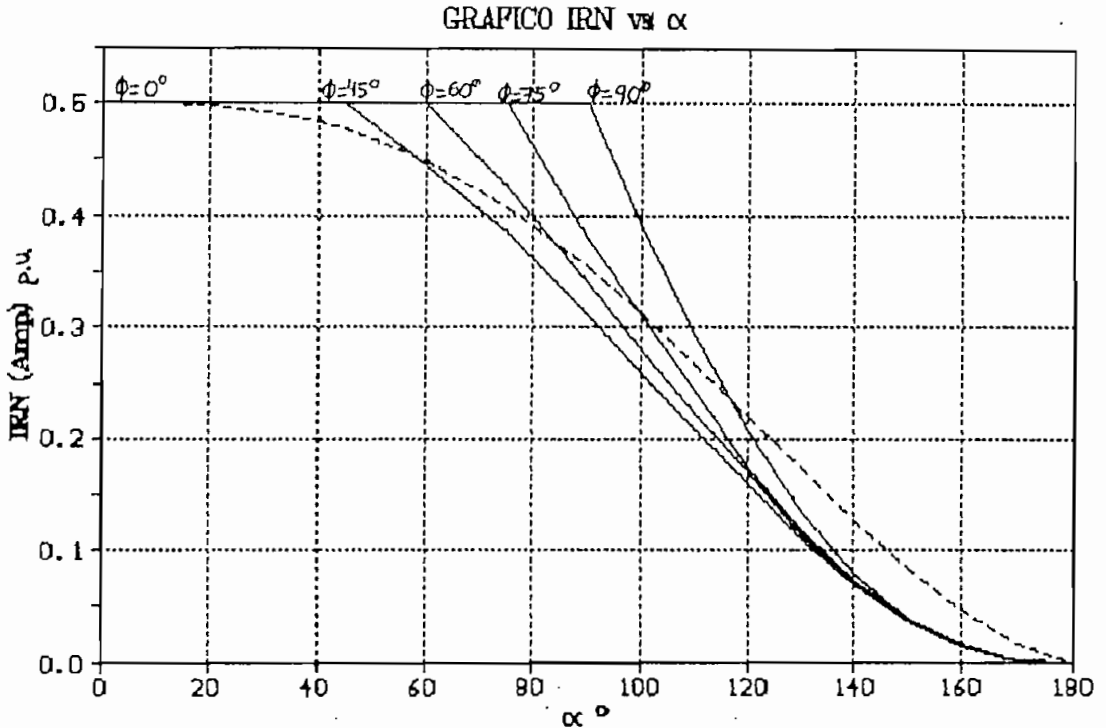


Figura 1.19 I_{RN} versus α° para el circuito de la figura 1.16(a)

Ahora bien, una vez que tenemos los valores normalizados de las corrientes para cada uno de los tiristores, es muy fácil calcular la corriente rms normalizada en la carga que es la misma corriente de entrada, y es igual a:

$$I_{ROV} = [I_{RN(T1)}^2 + I_{RN(T2)}^2]^{1/2} = \sqrt{2} I_{RN} \quad (1.52)$$

Para calcular la corriente rms de salida, debemos multiplicar la corriente normalizada rms por el valor base de la corriente, entonces obtenemos:

$$I_{RO} = \frac{\sqrt{2} V}{Z} I_{ROV} = \frac{2 V}{Z} I_{RN} \quad (1.53)$$

Como se puede ver en la forma de onda de la figura 1.16(b), el valor normalizado del voltaje rms de salida es:

$$\begin{aligned}
 V_{RON} &= \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \text{sen}^2 wt d(wt) \right]^{1/2} \\
 &= \left[\frac{1}{2\pi} (\beta - \alpha + \frac{1}{2} \text{sen} 2\alpha - \frac{1}{2} \text{sen} 2\beta) \right]^{1/2}
 \end{aligned}
 \tag{1.54}$$

Al igual que en el caso de la corriente, para calcular el valor del voltaje de salida, debemos multiplicar el valor normalizado por la base, entonces obtenemos el voltaje rms de salida como:

$$V_{RO} = \sqrt{2} V V_{RON} \tag{1.55}$$

Ahora entonces para cualquier par de valores de α y τ de la figura 1.17, el voltaje rms de salida puede ser calculado con las ecuaciones (1.54) y (1.55).

1.2.3.2. CONVERTIDOR AC-AC CONTROLADO DE ONDA COMPLETA CON CARGA PURAMENTE INDUCTIVA.

Es un caso particular de un convertidor AC-AC controlado monofásico de onda completa con carga RL en el cual la carga es puramente inductiva, entonces: $R = 0$; $Z = \omega L$; $\phi = \pi/2$; $\beta = 2\pi - \alpha$.

El análisis de este conversor es similar al análisis del conversor del numeral 1.2.2.2, de aquí podemos extraer las expresiones para las corrientes y voltajes, y mediante las ecuaciones (1.52), (1.53) y (1.55) podemos encontrar las expresiones para calcular las corrientes y los voltajes en la carga. Debido a que el ángulo α debe ser mayor al ángulo ϕ , entonces $\alpha_{mín} = 90^\circ$.

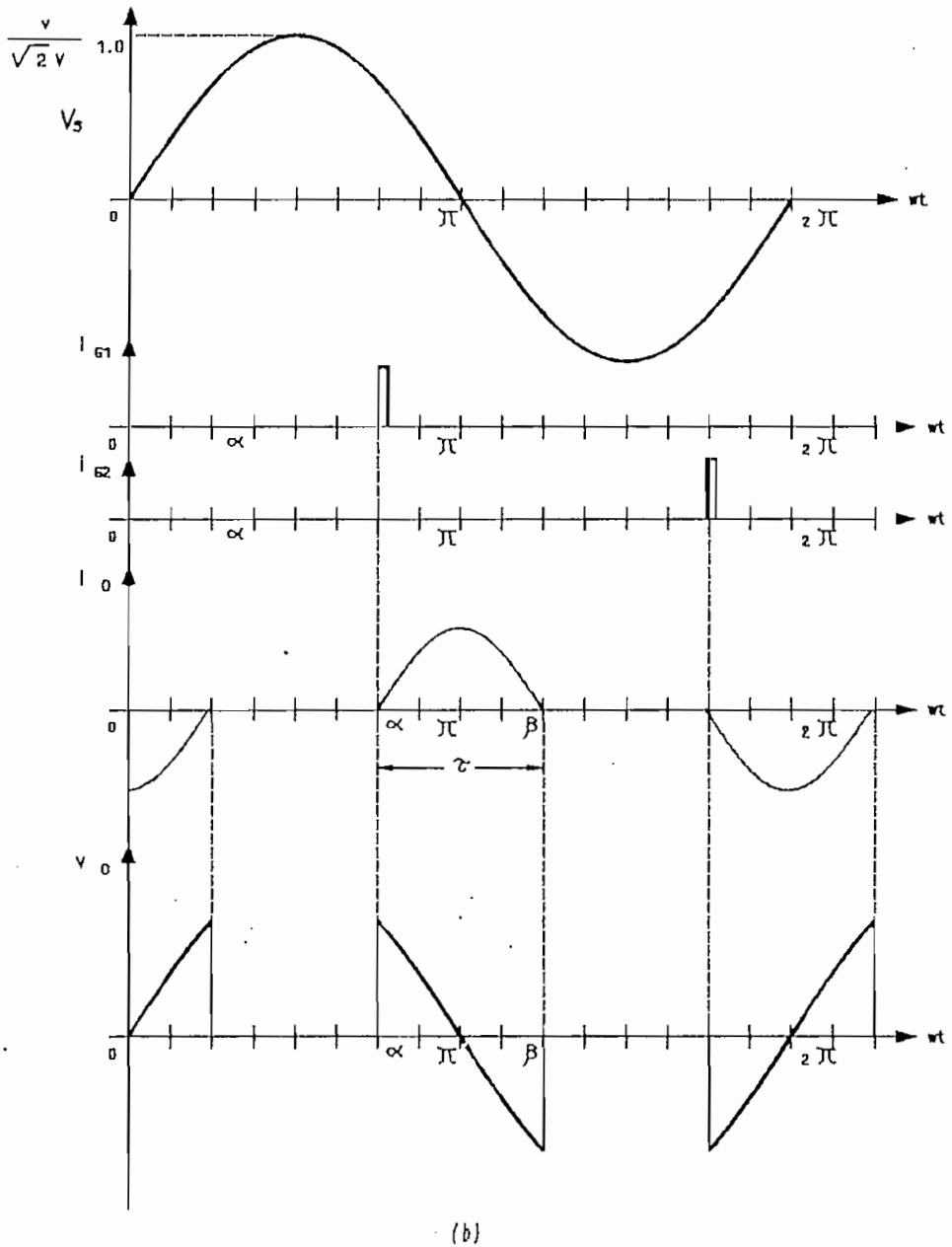
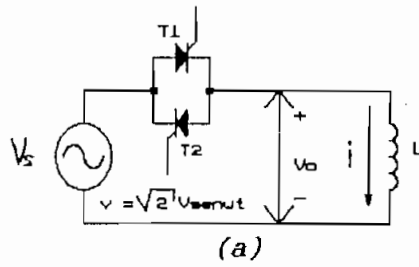


Figura 1.20 Convertidor AC-AC controlado de onda completa con carga L

Con esta pequeña introducción, las expresiones de la

corriente y voltaje serían las siguientes:

- Expresión de la corriente en el tiempo en un tiristor:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} (\cos\alpha - \cos\omega t) \quad (1.56)$$

- Corriente media normalizada en un tiristor:

$$\begin{aligned} I_N &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (\cos\alpha - \cos\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} [(\pi - \alpha)\cos\alpha + \text{sen}\alpha] \end{aligned} \quad (1.57)$$

- Corriente RMS normalizada en un tiristor:

$$I_{RN} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (\cos\alpha - \cos\omega t)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (1.58)$$

$$I_{RN} = \left[\frac{(\pi - \alpha)\cos^2\alpha}{\pi} + \frac{3\text{sen}\alpha\cos\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad (1.59)$$

- Como se puede ver en la figura 1.20(b), la forma de onda de la corriente para un convertidor AC-AC de onda completa es simétrica al igual que la forma de onda del voltaje, entonces la corriente media y el voltaje medio en la carga es cero.

- Corriente RMS en la carga:

$$I_{RO} = \frac{2V}{Z} I_{RN} \quad (1.60)$$

$$I_{RO} = \frac{2V}{Z} \left[\frac{(\pi - \alpha) \cos^2 \alpha}{\pi} + \frac{3 \operatorname{sen} \alpha \cos \alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad (1.61)$$

Graficando la expresión de la corriente RMS normalizada de salida se obtiene la figura 1.21.

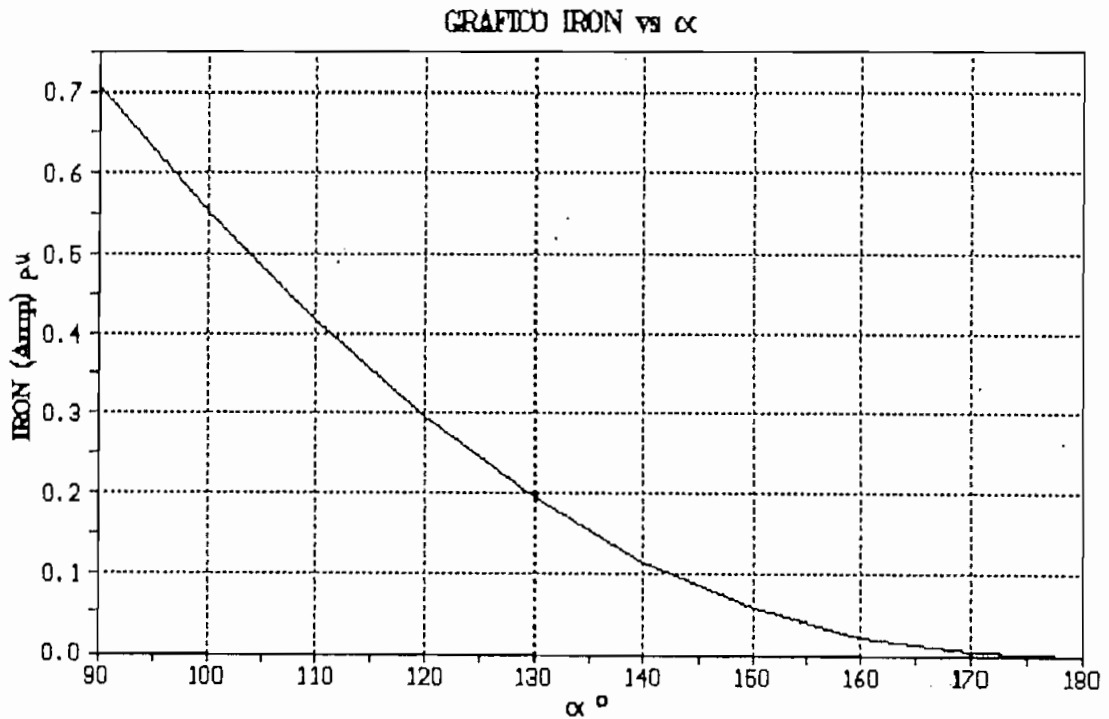


Figura 1.21 IRON versus α para el circuito de la figura 1.20(a)

El valor máximo de la corriente RMS es de 0.70711p.u.

- Voltaje RMS normalizado de salida:

$$\begin{aligned} V_{ROV} &= \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \operatorname{sen}^2 wt d(wt) \right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (1.62)$$

- Voltaje RMS de salida:

$$V_{RO} = \sqrt{2}V \left[\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad (1.63)$$

Graficando la ecuación del voltaje RMS de salida

normalizado tenemos entonces el gráfico de la figura 1.22.

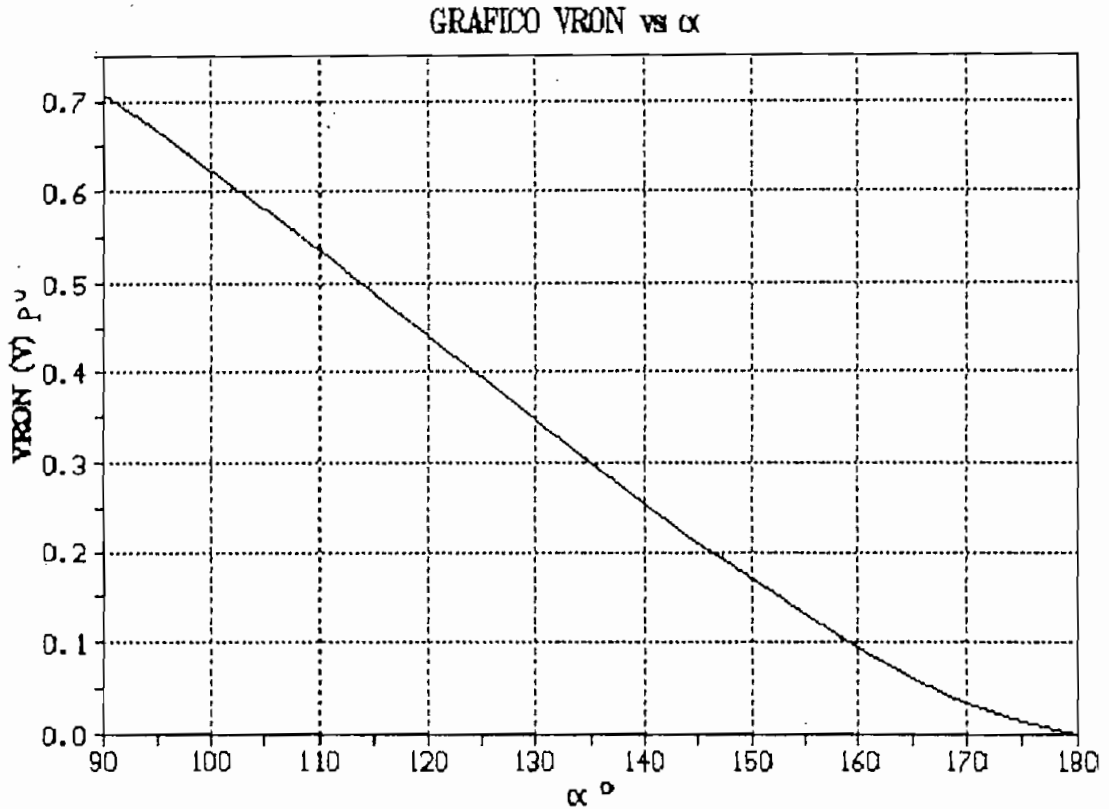


Figura 1.22 V_{RON} versus α para el circuito de la figura 1.20(a)

El voltaje RMS máximo de salida es de 0.7071p.u.

La potencia aparente como ya se indicó es el producto del voltaje RMS y de la corriente RMS. Al multiplicar la ecuación (1.61) por V_{LINEA} tenemos una expresión que nos indica la variación de la potencia aparente en la red en función del ángulo de disparo α . La potencia activa en una inductancia es cero. En un análisis posterior demostraremos que la potencia de distorsión es despreciable (en relación a la potencia aparente total) debido a que es el sumatorio del producto del voltaje por los armónicos superiores de corriente [ecuación (1.32)], y estos son muy pequeños,

tenemos que prácticamente la expresión de la potencia aparente viene a ser la expresión de la potencia reactiva (en una primera aproximación). Entonces tendríamos:

$$S_N = \frac{V_{RMS_{LINDXA}}}{\sqrt{2}V} * I_{RON}; \quad V_{RMS_{LINDXA}} = V \quad (1.64)$$

$$S_N = \left[\frac{(\pi - \alpha) \cos^2 \alpha}{\pi} + \frac{3 \operatorname{sen} \alpha \operatorname{cose} \alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.65)$$

$$S = V_R * I_{RO} \quad (1.66)$$

$$S = V * \frac{2V}{Z} \left[\frac{(\pi - \alpha) \cos^2 \alpha}{\pi} + \frac{3 \operatorname{sen} \alpha \operatorname{cose} \alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.67)$$

$$S = \frac{2V^2}{\omega L} \left[\frac{(\pi - \alpha) \cos^2 \alpha}{\pi} + \frac{3 \operatorname{sen} \alpha \operatorname{cose} \alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.68)$$

De la ecuación (1.65) obtenemos el gráfico 1.23 que nos indica la variación de la potencia aparente normalizada (aproximación de potencia reactiva, $D=0$) en función de α .

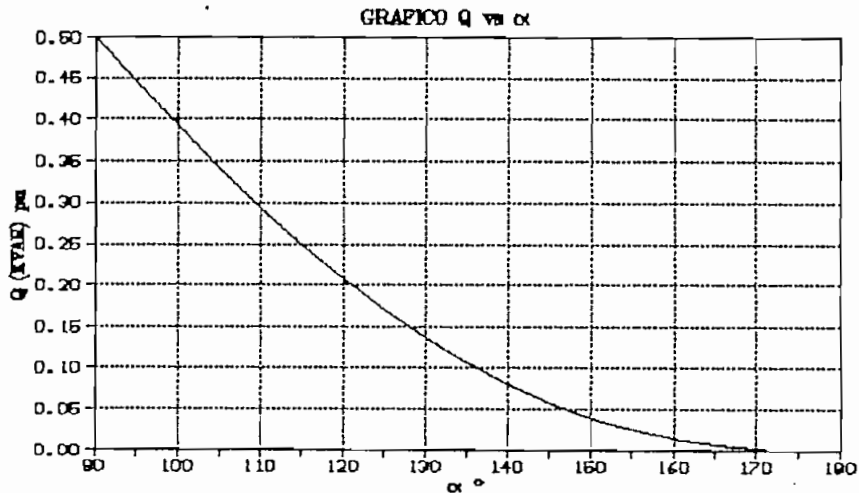


Figura 1.23 Q versus α para el circuito de la figura 1.20(a)

1.2.4. RECTIFICADORES CONTROLADOS TRIFASICOS DE ONDA COMPLETA.

Inicialmente el problema planteado fue la generación trifásica de potencia reactiva, para lo cual se hizo el análisis del generador monofásico en el numeral 1.2.3.2. El sistema trifásico puede tener varias configuraciones en base al grupo monofásico estudiado, cada una con sus ventajas y desventajas. Es conveniente hacer una descripción muy breve de estas para luego indicar la configuración que se usó en este trabajo.

1.2.4.1. CONVERTIDORES AC-AC CONTROLADOS TRIFASICOS DE ONDA COMPLETA, CONEXION ESTRELLA. [11]

El circuito se indica en la figura 1.24, la carga en general es resistiva-inductiva pero debe ser balanceada. Para que la corriente pueda circular deben estar al menos dos tiristores conduciendo, La secuencia de disparo de los tiristores es: $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$.

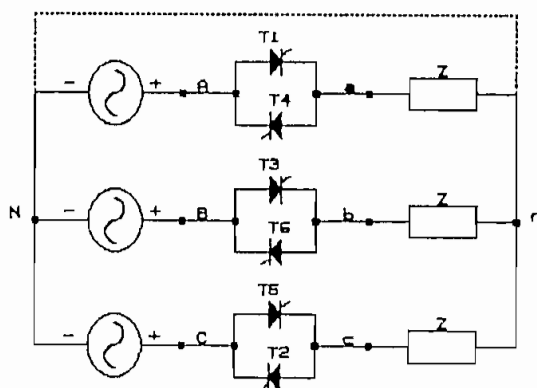


Figura 1.24

En este esquema se requiere disponer solo los 3 terminales de la carga. Si la carga es balanceada se puede

obviar el neutro. Si la carga es desbalanceada sería necesario conectar el neutro. Dependiendo del ángulo de disparo, pueden conducir dos, tres o ningún tiristor. Si suponemos el caso general que es una carga RL, tenemos que para un ángulo $\alpha < 60^\circ$ hay periodos en que conducen tres tiristores y otros periodos en que conducen dos tiristores. Para $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ solo dos tiristores conducen al mismo tiempo. Para $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ aunque conducen dos tiristores a la vez, hay periodos en los que no conduce ningún tiristor. Para $\alpha \geq 150^\circ$ no hay periodos en que conduzcan dos tiristores, entonces el voltaje de salida siempre es cero, por lo que el rango de operación se restringe a:

$$0^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ.$$

Los elementos semiconductores de potencia pueden ser conectados juntos como se muestra en la figura 1.25. Este arreglo es conocido como "tie control" o control enlazado y permite ensamblar a todos los tiristores como una unidad. En la actualidad vienen los seis tiristores en un solo paquete y se dispone de los tres terminales principales, y el "tie control" sería el adecuado para una conexión en estrella. En este esquema se requiere disponer de los 6 terminales de la carga.

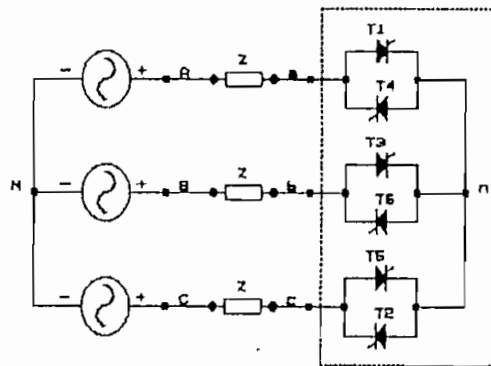


Figura 1.25

1.2.4.2. CONVERTIDORES AC-AC CONTROLADOS TRIFASICOS DE ONDA COMPLETA, CONEXION TRIANGULO.

Si todos los terminales de un sistema trifásico son accesibles, se pueden conectar los tiristores y la carga como se indica en la figura 1.26.

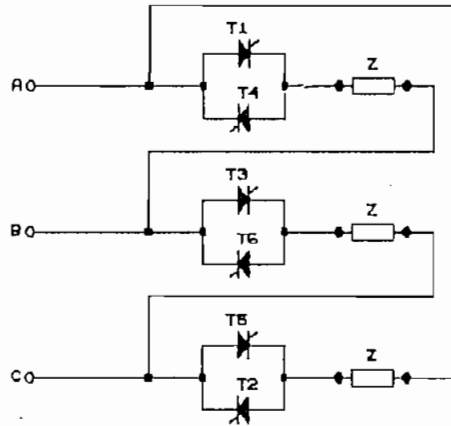


Figura 1.26

La corriente de fase en un sistema trifásico normal es solamente $1/\sqrt{3}$ de la corriente de línea, por lo tanto los rangos de corriente de los tiristores (o elementos de control) deben ser menores que si estuvieran localizados en la línea.

Como se ve en la figura 1.26 para que haya circulación de corriente es suficiente que un tiristor esté encendido, pero habrá períodos en los que conduzcan dos y hasta tres tiristores, la secuencia de disparo de los tiristores es: $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6..$

El valor RMS de las corrientes de línea y de fase para la carga pueden ser determinados por una solución numérica o

por análisis de Fourier. Debido a la conexión delta, los armónicos de orden $n=3m$ (donde m es un impar entero) fluyen dentro del triángulo y no aparecerán en la línea. Esto se debe a que los armónicos de secuencia cero están en fase con las tres fases. [12]

Otra ventaja que presenta este arreglo es que conectando en paralelo a cada grupo un banco de capacitores fijos, se puede realizar una compensación del factor de potencia independientemente en cada fase. [13]

Una forma alternativa de conexión en delta de los controladores se muestra en la figura 1.27, este arreglo se conoce también con el nombre de "Controlador conectado en polígono"

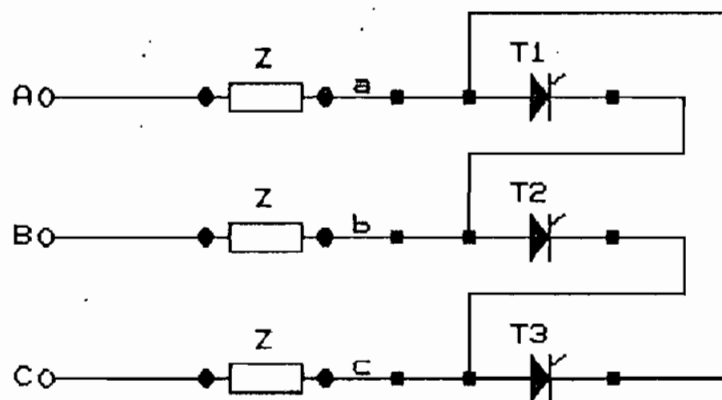


Figura 1.27

Para el caso en que los seis terminales de un sistema trifásico conectado en delta no estén disponibles se opta

por la conexión indicada en la figura 1.28. Si la carga es una inductancia pura, entonces tenemos el generador trifásico de potencia reactiva que es el que se va a analizar, diseñar y construir en este trabajo de tesis, sus especificaciones generales se indican en el capítulo 2.

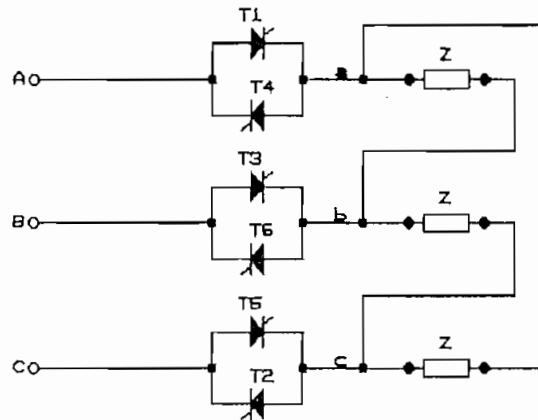


Figura 1.28

Si asumimos que la carga conectada en delta en la figura 1.28 son las bobinas del estator de un motor trifásico de inducción, el arreglo de los tiristores también puede servir como un arrancador del motor con voltaje reducido. Así, se partiría desde un ángulo cercano a 180° (voltaje bajo) hasta un ángulo de 120° (voltaje máximo), lográndose un arranque controlado hasta llegar a la velocidad nominal del motor. Los rangos del ángulo de disparo de los tiristores para esta configuración se demuestran en el numeral 1.3.2

1.2.4.3. RECTIFICADOR TRIFASICO TIPO PUENTE.

Esta es una solución alternativa, figura 1.29, para

conseguir una inductancia variable y así tener potencia reactiva variable. La ventaja de esta conexión es que se logra un margen en el que la variación de la "inductancia variable" es bastante lineal, por lo que la relación entre la potencia reactiva generada y el ángulo de disparo es casi lineal y el control se simplifica.

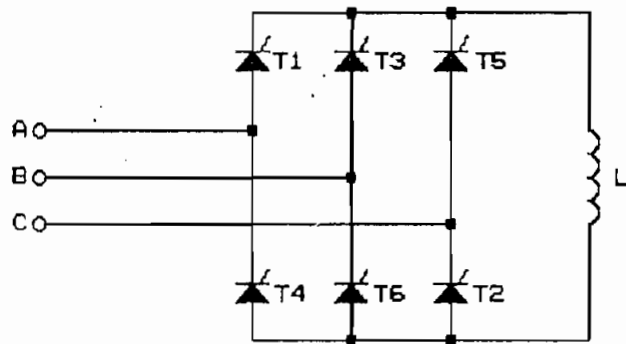


Figura 1.29

Este arreglo para compensación del factor de potencia presenta algunas desventajas, siendo las principales las siguientes:

- Imposibilidad de compensación independiente en cada fase.
- Existe una única bobina y trabaja con corriente continua. [14]

1.3. ANALISIS DE ARMONICOS Y EFECTOS SOBRE LA RED.

1.3.1. CONVERTIDOR AC-AC MONOFASICO CON CARGA INDUCTIVA.

El conversor analizado en el numeral 1.2.3.2 se utilizó como generador monofásico de potencia reactiva y de él se

obtuvieron algunos valores experimentales. Para poder contrastar con los valores teóricos se hace necesario encontrar ciertas expresiones en términos de las series de Fourier, especialmente para el análisis de armónicos sobre la red y de la potencia reactiva.

Para hallar la expresión total de la corriente para un período completo debemos considerar que las condiciones de borde para la corriente en el semiciclo positivo y en el semiciclo negativo son diferentes.

Para el convertidor AC/AC con carga inductiva $\phi = \pi/2$ y $Z = \omega L$, tenemos que reemplazando el valor ϕ y Z en la expresión general de la corriente dada en la ecuación (1.34) obtenemos:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \text{sen}(\omega t - \pi/2) + A \quad (1.69)$$

En la figura 1.20(b) podemos observar que la corriente en el semiciclo positivo empieza en α y termina en $2\pi - \alpha$, entonces como condición inicial tenemos que en $\omega t = \alpha$, $i(t) = 0$, que al reemplazar en la ecuación (1.69) obtenemos la expresión de la corriente para el semiciclo positivo:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} [\cos\alpha - \cos\omega t] \quad (1.70)$$

De la misma figura 1.20(b) se ve que la corriente en el semiciclo negativo empieza en $\pi + \alpha$ y termina en $3\pi - \alpha$; así tenemos que la condición inicial es: para $\omega t = \pi + \alpha$, $i(t) = 0$, y reemplazando en la ecuación (1.69) obtenemos la expresión de la corriente para el semiciclo negativo:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} [-\cos\alpha - \cos\omega t] \quad (1.71)$$

Una vez hechos estos cálculos tenemos que la expresión completa para la corriente de salida es:

$$i(t) = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} (\cos\alpha - \cos\omega t) & \alpha \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha \\ \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} (-\cos\alpha - \cos\omega t) & \pi + \alpha \leq \omega t \leq 3\pi - \alpha \end{cases} \quad (1.72)$$

Para obtener los términos de la serie de Fourier de la corriente, la vamos a normalizar tomando como base a $\sqrt{2}V/\omega L$ para obtener expresiones en por unidad. Entonces la ecuación (1.72) se modifica y obtenemos lo siguiente:

$$i_N(t) = \begin{cases} \cos\alpha - \cos\omega t & \alpha \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha \\ -\cos\alpha - \cos\omega t & \pi + \alpha \leq \omega t \leq 3\pi - \alpha \end{cases} \quad (1.73)$$

En las ecuaciones (1.19) a la (1.24) se indican las expresiones para calcular las expresiones de la serie de Fourier. Si reemplazamos en estas la expresión (1.73) vamos a obtener lo siguiente:

$$I_o = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{2\pi - \alpha} (\cos\alpha - \cos\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi + \alpha}^{3\pi - \alpha} (-\cos\alpha - \cos\omega t) d(\omega t) \right] \quad (1.74)$$

$$I_o = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{2\pi - \alpha} (\cos\alpha - \cos\omega t) \cos n\omega t d(\omega t) + \int_{\pi + \alpha}^{3\pi - \alpha} (-\cos\alpha - \cos\omega t) \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (1.75)$$

$$\begin{aligned}
 n \text{ par} \quad a_n &= 0 \\
 n \text{ impar} \quad a_n &= \frac{4}{\pi} \left[\frac{\text{sen}((n-1)\alpha)}{2(n-1)} + \frac{\text{sen}((n+1)\alpha)}{2(n+1)} - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{\text{cos}\alpha \text{sen}n\alpha}{n} \right] \quad (1.76)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (\text{cos}\alpha - \text{cos}wt) \text{sen}nwt d(wt) + \right. \\
 &\quad \left. + \int_{\pi+\alpha}^{3\pi-\alpha} (-\text{cos}\alpha - \text{cos}wt) \text{sen}nwt d(wt) \right] \quad (1.77)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 n \text{ par} \quad b_n &= 0 \\
 n \text{ impar} \quad b_n &= 0 \quad (1.78)
 \end{aligned}$$

Para $n=1$ en la ecuación (1.76) se obtiene un valor indeterminado para a_1 ; sin embargo, si sustituimos el valor de $n=1$ en las ecuaciones (1.75) y (1.77) obtenemos:

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (\text{cos}\alpha - \text{cos}wt) \text{cos}wt d(wt) + \right. \\
 &\quad \left. + \int_{\pi+\alpha}^{3\pi-\alpha} (-\text{cos}\alpha - \text{cos}wt) \text{cos}wt d(wt) \right] \quad (1.79)
 \end{aligned}$$

$$a_1 = \frac{1}{\pi} [\text{sen}2\alpha + 2(\pi - \alpha)] \quad (1.80)$$

$$\begin{aligned}
 b_1 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} (\text{cos}\alpha - \text{cos}wt) \text{sen}wt d(wt) + \right. \\
 &\quad \left. + \int_{\pi+\alpha}^{3\pi-\alpha} (-\text{cos}\alpha - \text{cos}wt) \text{sen}wt d(wt) \right] \quad (1.81)
 \end{aligned}$$

$$b_1 = 0$$

$$\phi_n = \operatorname{tg}^{-1} \frac{a_n}{b_n} = 90^\circ \quad (1.82)$$

Debido a que $b_n=0$, entonces $I_n=a_n$, por lo que los armónicos de corriente se expresan por la ecuación (1.76), y esta se utiliza para dibujar las curvas de los valores de los armónicos normalizados que se muestran en la figura 1.30.

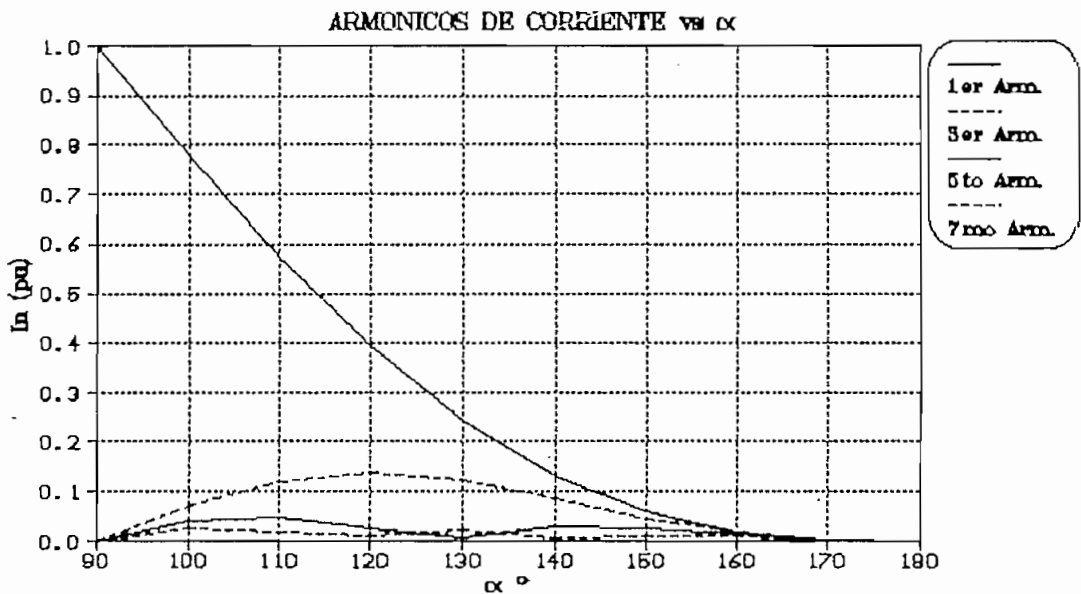


Figura 1.30 Armónicos de corriente versus α para el circuito de la figura 1.20(a)

Como se observa en la figura 1.30 la componente fundamental es mucho más grande que las demás para ángulos entre 90° y 120° aproximadamente; para ángulos mayores los armónicos tienen valores comparables pero son muy pequeños. Por las razones expuestas se puede considerar que la única componente de la corriente es la fundamental.

La ecuación (1.31) considera al voltaje y a la corriente definidos como en las ecuaciones (1.18) y (1.19), los coeficientes de la serie de Fourier de la corriente normalizada se han calculado tomando como corriente base a $\sqrt{2}V/wL$, por lo tanto la ecuación (1.31) se modifica, y si reemplazamos la expresión de a_1 y el valor de ϕ_n , obtenemos la expresión de la potencia reactiva en función de α :

$$Q = V \frac{I_1}{\sqrt{2}} \text{sen} \phi_1 \quad (1.83)$$

$$Q = \frac{V^2}{wL} \frac{1}{\pi} [\text{sen} 2\alpha + 2(\pi - \alpha)] \quad (1.84)$$

Dividiendo para el voltaje base ($\sqrt{2}V$) y para la corriente base ($\sqrt{2}V/wL$) obtenemos:

$$Q_N = \left(\frac{1}{2}\right) \frac{1}{\pi} [\text{sen} 2\alpha + 2(\pi - \alpha)] \quad (1.85)$$

Para efectos de comparación en el gráfico 1.31 se dibujaron las ecuaciones (1.85) en línea punteada y (1.65) en línea sólida, que corresponden al resultado que se obtuvo en el numeral 1.2.3.2 al suponer "a priori" que la potencia de distorsión es igual a cero.

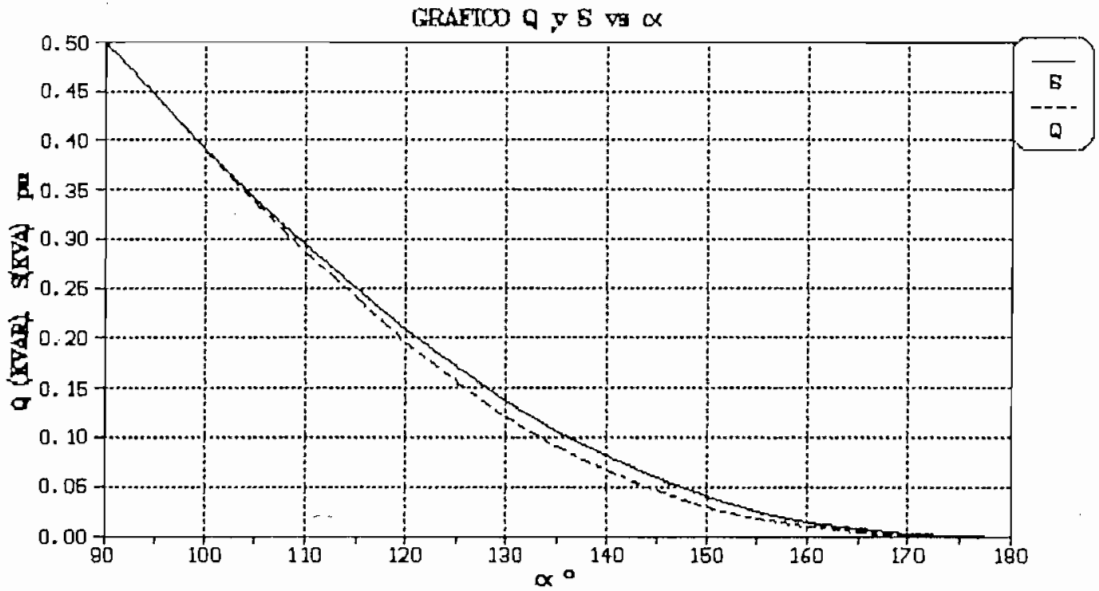


Figura 1.31

Se ha dicho que el conversor AC/AC de onda completa con carga inductiva se ve desde la red como una inductancia variable. Si no consideramos los armónicos superiores de la corriente y solo consideramos la componente fundamental, de la expresión de a_1 , ecuación (1.80), se puede deducir una expresión para esta "inductancia variable", siendo:

$$a_1 = \frac{1}{\pi} [\text{sen}2\alpha + 2(\pi - \alpha)] \quad (1.86)$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \frac{1}{\pi} [\text{sen}2\alpha + 2(\pi - \alpha)] = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L_\alpha} \quad (1.87)$$

$$L_\alpha = L \frac{\pi}{\text{sen}2\alpha + 2(\pi - \alpha)} \quad (1.88)$$

En general las amplitudes de los armónicos se reducen cuando la carga inductiva del circuito se incrementa.

La inyección de armónicos en la red origina una serie de problemas, entre los cuales se merece destacar los siguientes:

- Interferencia en las redes de comunicación (telefonía, radio, televisión, etc.)
- Perturbaciones en equipos conectados a la red, especialmente en circuitos de control, mando e instrumentación electrónicos que presentan una sensibilidad muy acusada a este tipo de perturbaciones.
- Calentamientos adicionales en motores de alterna por el aumento de las pérdidas en el cobre y en el hierro, debido a la presencia de corrientes y flujos de frecuencia diferente a la fundamental. Asimismo, la presencia de armónicos origina torques pulsantes que pueden ser causa de inestabilidades en el comportamiento del motor.
- Si el equipo se utiliza para la compensación del factor de potencia con alguno de los arreglos indicados en las figuras 1.3, 1.5 y 1.6, la inyección de armónicos en la red puede aumentar las pérdidas en los capacitores del circuito de compensación.
- Parpadeo (flicker) en los sistemas de iluminación.

Por estos y otros motivos es necesario limitar los

armónicos generados por los equipos de generación de potencia reactiva. La solución a los problemas mencionados es generalmente la utilización de filtros. La configuración usual es en ramas LC serie sintonizadas a las frecuencias de los primeros armónicos. El número de ramas del filtro suele aumentar con la potencia del equipo, además se acostumbra añadir un filtro pasa bajo que atenúe los armónicos de frecuencia elevada aunque de amplitud relativamente pequeña.

En un compensador estático, figura 1.3, el capacitor de compensación se divide en varios escalones que forman parte de las ramas que constituyen el filtro.

En la figura 1.33 se ha representado el circuito de compensación de la figura 1.2 incluyendo ramas sintonizadas para los primeros armónicos que suelen ser el 5° y el 7° en los equipos trifásicos, además del filtro pasa bajo anteriormente mencionado.

Un aspecto muy importante es el de las resonancias paralelo que se producen; se deben dimensionar los elementos del filtro de tal manera que las frecuencias de resonancia paralelo no estén próximas a alguno de los primeros armónicos para que no se produzca un aumento de la distorsión en la tensión de la red. [15]

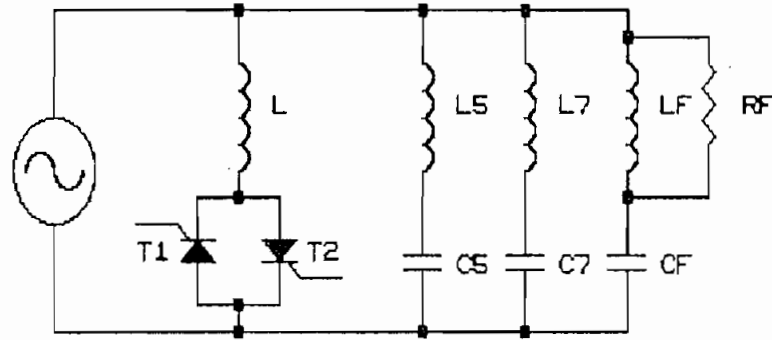


Figura 1.33 Equipo de compensación con filtro para eliminación de armónicos

Volviendo al convertidor AC-AC trifásico de la figura 1.28, tenemos, como ya se demostró, que la corriente por la carga solo tiene componentes impares. Si I_n es el valor efectivo del n -ésimo armónico de la corriente de fase, entonces tenemos que el valor RMS de la corriente de fase puede ser encontrada de la siguiente forma:

$$I_{ab} = (I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2 + \dots)^{1/2} \quad (1.90)$$

En la línea los armónicos de orden $n=3m$ (donde m es un impar entero) no aparecen, así la corriente de línea viene a ser:

$$I_A = \sqrt{3} (I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots)^{1/2} \quad (1.91)$$

Como se ve en la ecuación (1.90), el valor RMS de la corriente de línea no sigue la relación de un sistema trifásico normal, es así que:

$$I_A < \sqrt{3} I_{ab} \quad (1.92)$$

1.3.2. CONVERTIDOR TRIFASICO AC-AC CON CARGA INDUCTIVA.

La configuración se indica en la figura 1.34.

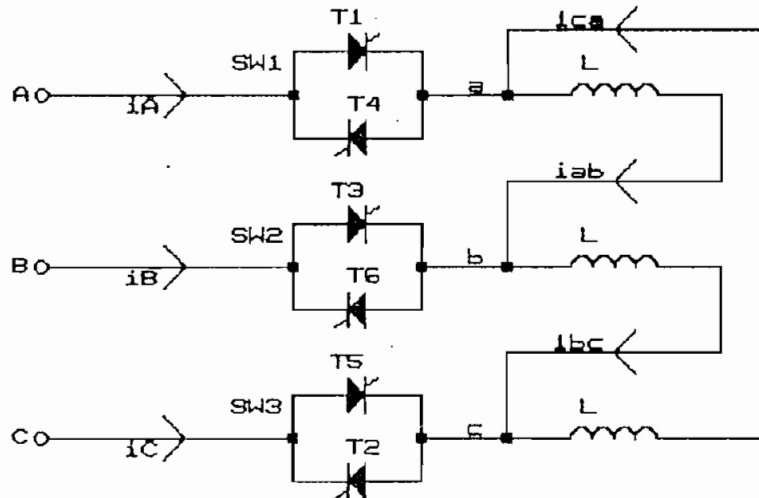


Figura 1.34

Se utiliza la carga conectada en delta por ser la más usual. Para que exista circulación de corriente en la carga deben estar al menos un tiristor encendido en cada línea; si consideramos a cada par de tiristores como interruptores, debemos entonces tener al menos dos interruptores encendidos; el ángulo de disparo lo medimos desde el cruce por cero del voltaje fase-fase.

En principio el ángulo de disparo α mínimo debe ser de 90° debido a que la carga es inductiva ($\phi=90^\circ$) y α debe ser mayor a ϕ .

Si se cierra el interruptor en el ángulo α (semiciclo positivo), permanecerá cerrado hasta $2\pi-\alpha$ debido a la carga

inductiva. En el semiciclo negativo el interruptor se cierra en $\pi + \alpha$ y se abre en $3\pi - \alpha$; entonces, para el análisis de la forma de onda de voltaje en una inductancia de la carga trifásica consideraremos el tiempo que el interruptor permanece cerrado; los pulsos de disparo a los tiristores se los debe dar en cierta secuencia, la misma que será fácil determinar luego de hacer el análisis de las formas de onda de voltaje.

Debido a que el voltaje y la corriente son simétricos en todas las fases (carga equilibrada y control simétrico en el semiciclo positivo y negativo); el análisis de la forma de onda se lo hará en una sola fase.

Consideramos que los voltajes fase-fase tienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= \sqrt{2} V \text{sen}(wt) \\ V_{BC} &= \sqrt{2} V \text{sen}(wt - 2\pi/3) \\ V_{CA} &= \sqrt{2} V \text{sen}(wt + 2\pi/3) \end{aligned}$$

Se va a empezar a hacer el análisis desde ángulos cercanos a 180° hasta ángulos cercanos a 90° determinando qué tiristores deben dispararse; equivalente a qué interruptor se cierra para que exista circulación de corriente y qué voltaje aparece en una inductancia. Para esto nos ayudaremos de tablas en las que se indican el tiristor que se debe disparar, el interruptor que se cierra y el voltaje que tenemos en los terminales de la carga.

- Angulo de disparo $\alpha = 170^\circ$

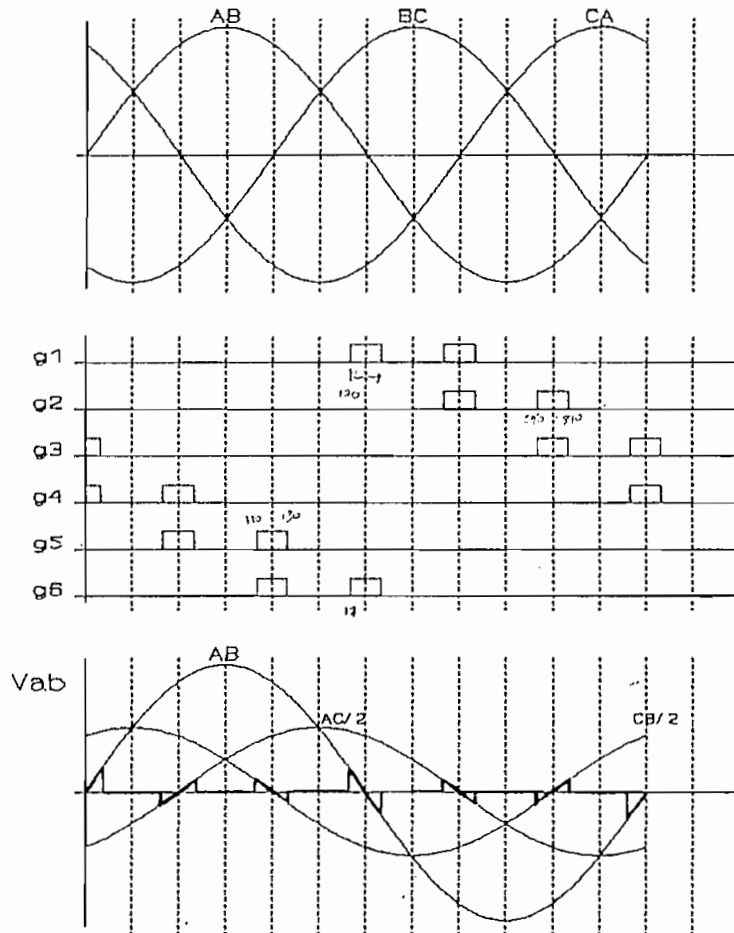


Figura 1.35

α	Pulso en	SW (on)	Vab	Vbc	Vca
170°	T4, T5	1, 3	$-V_{CA}/2$	$-V_{CA}/2$	$-V_{CA}$
	T5, T6	3, 2	$-V_{BC}/2$	V_{BC}	$-V_{BC}/2$
	T1, T6	1, 2	V_{AB}	$-V_{AB}/2$	$-V_{AB}/2$
	T1, T2	1, 3	$-V_{CA}/2$	$-V_{CA}/2$	V_{CA}
	T2, T3	3, 2	$-V_{BC}/2$	V_{BC}	$-V_{BC}/2$
	T3, T4	2, 1	V_{AB}	$-V_{AB}/2$	$-V_{AB}/2$
	T4, T5	1, 3	$-V_{CA}/2$	$-V_{CA}/2$	V_{CA}

- Angulo de disparo $\alpha = 150^\circ$

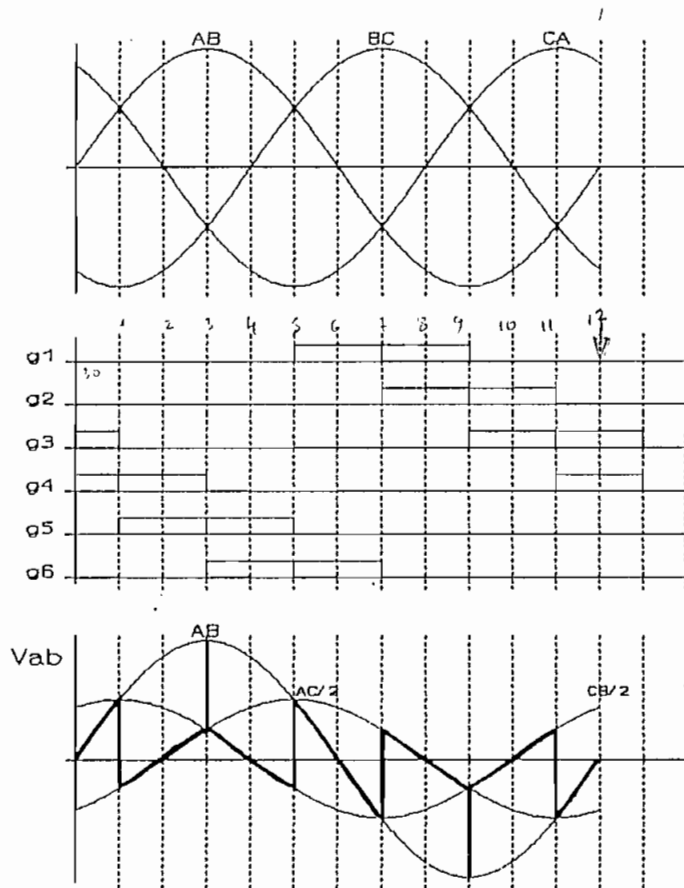


Figura 1.36

α	Pulso en	SW (on)	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
150°	T4, T5	1, 3	$-V_{CA}/2$	$-V_{CA}/2$	V_{CA}
	T4, T5, T6	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T5, T6	3, 2	$-V_{BC}/2$	V_{BC}	$-V_{BC}/2$
	T1, T5, T6	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T1, T6	1, 2	V_{AB}	$-V_{AB}/2$	$-V_{AB}/2$
	T1, T2, T6	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T1, T2	1, 3	$-V_{CA}/2$	$-V_{CA}/2$	V_{CA}
	T1, T2, T3	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T2, T3	3, 2	$-V_{BC}/2$	V_{BC}	$-V_{BC}/2$
	T2, T3, T4	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T3, T4	2, 1	V_{AB}	$-V_{AB}/2$	$-V_{AB}/2$
	T3, T4, T5	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}

- Angulo de disparo $\alpha = 135^\circ$

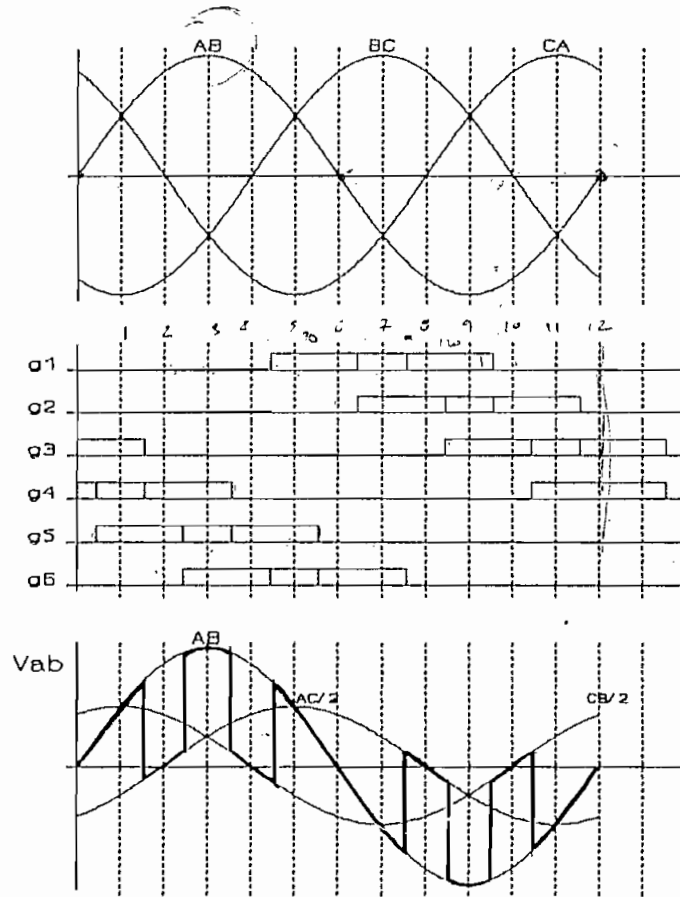


Figura 1.37

α	Pulso en	SW (on)	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
135°	T4, T5	1, 3	$-V_{CA}/2$	$-V_{CA}/2$	V_{CA}
	T4, T5, T6	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T5, T6	3, 2	$-V_{BC}/2$	V_{BC}	$-V_{BC}/2$
	T1, T5, T6	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T1, T6	1, 2	V_{AB}	$-V_{AB}/2$	$-V_{AB}/2$
	T1, T2, T6	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T1, T2	1, 3	$-V_{CA}/2$	$-V_{CA}/2$	V_{CA}
	T1, T2, T3	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T2, T3	3, 2	$-V_{BC}/2$	V_{BC}	$-V_{BC}/2$
	T2, T3, T4	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T3, T4	2, 1	V_{AB}	$-V_{AB}/2$	$-V_{AB}/2$
	T3, T4, T5	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}

- Angulo de disparo $\alpha = 120^\circ$

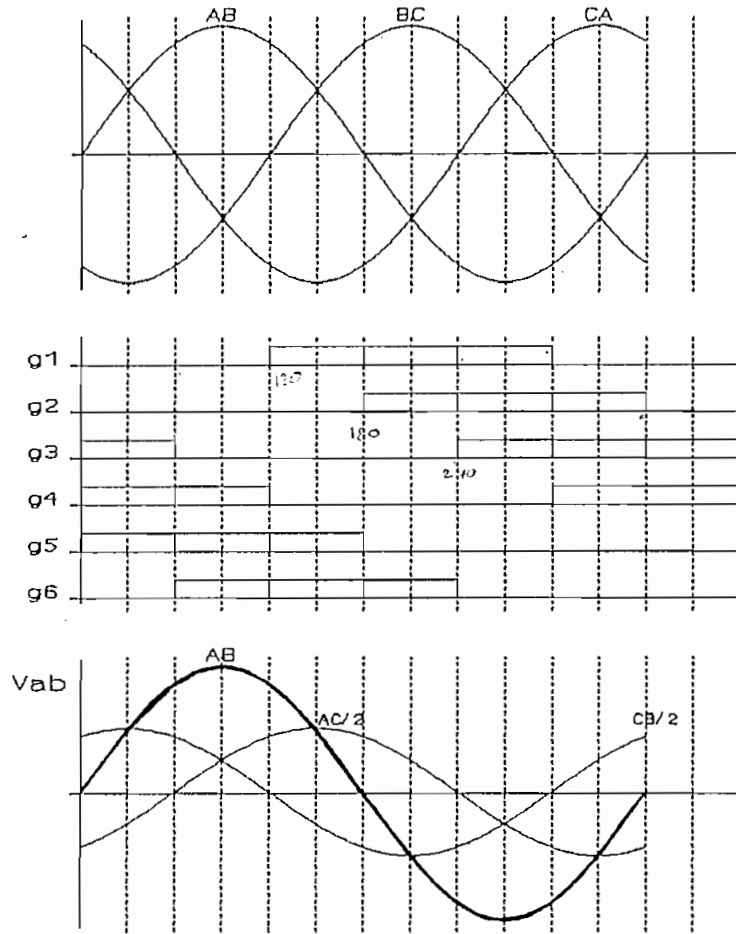


Figura 1.38

α	Pulso en	SW (on)	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
120°	T3, T4, T5	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T4, T5, T6	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T1, T5, T6	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T1, T2, T6	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T1, T2, T3	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T2, T3, T4	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
	T3, T4, T5	1, 2, 3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}

Después de este último análisis y observando las formas de onda del voltaje en la carga podemos concluir que el rango de disparo de los tiristores se restringe a $120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$; ya que para $\alpha = 120^\circ$ se consigue el voltaje máximo en la carga, y para ángulos menores, dentro de cada par de tiristores habría uno que siempre está encendido y el otro apagado aleatoriamente. Este efecto haría que se pierda el control del convertidor AC-AC.

Para ángulos mayores a 150° hay momentos en los que el voltaje en la carga es cero, cosa que no sucede para ángulos menores a 150° ; entonces, se tiene diferentes expresiones para el voltaje en la carga de acuerdo al ángulo de disparo, y estas son:

- Para $120^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$.

$$V_{AB} = \left\{ \begin{array}{ll} \sqrt{2} V_s \text{sen}(wt) & 0 \leq wt \leq \pi - \alpha \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} V_s \text{sen}\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) & \pi - \alpha \leq wt \leq \alpha - \frac{\pi}{3} \\ \sqrt{2} V_s \text{sen}(wt) & \alpha - \frac{\pi}{3} \leq wt \leq \frac{4\pi}{3} - \alpha \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} V_s \text{sen}\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{4\pi}{3} - \alpha \leq wt \leq \alpha \\ \sqrt{2} V_s \text{sen}(wt) & \alpha \leq wt \leq 2\pi - \alpha \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} V_s \text{sen}\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) & 2\pi - \alpha \leq wt \leq \frac{2\pi}{3} + \alpha \\ \sqrt{2} V_s \text{sen}(wt) & \frac{2\pi}{3} + \alpha \leq wt \leq \frac{7\pi}{3} - \alpha \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} V_s \text{sen}\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{7\pi}{3} - \alpha \leq wt \leq \alpha + \pi \\ \sqrt{2} V_s \text{sen}(wt) & \alpha + \pi \leq wt \leq 2\pi \end{array} \right.$$

- Para $150^\circ \leq \alpha \leq 170^\circ$.

$$V_{AB} = \left\{ \begin{array}{ll} \sqrt{2} V \text{sen}(wt) & 0 \leq wt \leq \pi - \alpha \\ 0 & \pi - \alpha \leq wt \leq \alpha - \frac{2\pi}{3} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} V \text{sen}\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) & \alpha - \frac{2\pi}{3} \leq wt \leq \frac{4\pi}{3} - \alpha \\ 0 & \frac{4\pi}{3} - \alpha \leq wt \leq \alpha - \frac{\pi}{3} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} V \text{sen}\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & \alpha - \frac{\pi}{3} \leq wt \leq \frac{5\pi}{3} - \alpha \\ 0 & \frac{5\pi}{3} - \alpha \leq wt \leq \alpha \\ \sqrt{2} V \text{sen}(wt) & \alpha \leq wt \leq 2\pi - \alpha \\ 0 & 2\pi - \alpha \leq wt \leq \frac{\pi}{3} + \alpha \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} V \text{sen}\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\pi}{3} + \alpha \leq wt \leq \frac{7\pi}{3} - \alpha \\ 0 & \frac{7\pi}{3} - \alpha \leq wt \leq \alpha + \frac{2\pi}{3} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} V \text{sen}\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) & \alpha + \frac{2\pi}{3} - \alpha \leq wt \leq \frac{8\pi}{3} - \alpha \\ 0 & \frac{8\pi}{3} - \alpha \leq wt \leq \alpha + \pi \\ \sqrt{2} V \text{sen}(wt) & \alpha + \pi \leq wt \leq 2\pi \end{array} \right.$$

El análisis de las expresiones de corriente para estas formas de onda de voltaje se vuelven muy complejas, por lo cual se ha utilizado el programa MICROCAP III STUDENT VERSION, disponible en el Laboratorio de Electrónica de Potencia, para simular el convertidor AC-AC con carga trifásica inductiva en delta. Es necesario tomar en cuenta que para la simulación se necesita valores reales, y se va a obtener los valores reales RMS del voltaje en la carga, así

como los valores RMS de la corriente fase-fase y de la corriente en la línea, y las componentes de las armónicas. Con los datos obtenidos se va a tener los gráficos de la variación del voltaje en la carga, corriente en la carga, corriente en la línea, contenido armónico de la corriente de carga, contenido armónico de la corriente de línea, fundamental de la corriente de línea, potencia aparente, activa, reactiva y de distorsión en función del ángulo de disparo α ; que reemplazan adecuadamente a los resultados que se hubieran obtenido de los cálculos teóricos en base a las ecuaciones de voltajes y corrientes en el tiempo.

Como se indicó, para la simulación se necesitan valores reales; en el circuito de la figura 1.35 se ve que se necesita el valor de la inductancia L ; se la va a calcular de una manera muy sencilla. Adelantándonos a las especificaciones que se dan en el capítulo 2, diremos que el generador de potencia reactiva trifásico es de 3KVAR/220V, lo que quiere decir que por fase tendremos 1KVAR/220V. Utilizando la fórmula general de potencia aparente tenemos por fase:

$$S = V_{RMS} * I_{RMS}$$

$$S = V^2/Z$$

$$S = v^2/wL$$

$$1000 = 220^2/377L$$

$$L = 128.38\text{mH}$$

El circuito utilizado en la simulación se indica en la

figura 1.39. Las formas de onda que se obtienen del voltaje en la carga y la corriente en la carga y en la línea se indican en las figuras 1.40, 1.41, 1.42 Y 1.43 para dos ángulos de disparo. Los resultados obtenidos son satisfactorios y concuerdan con los obtenidos en la parte práctica. Esto se verifica en los resultados que se muestran en el numeral 3.2.

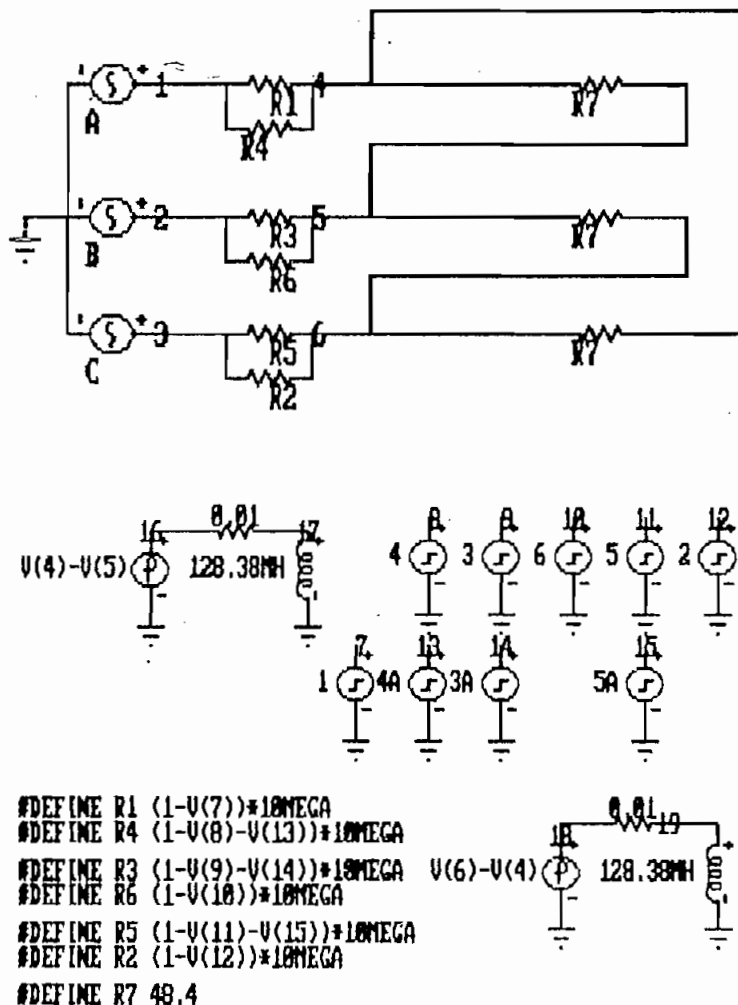


Figura 1.39 Circuito y señales de control para la simulación del convertidor AC-AC en MICROCAP III

El voltaje V_{ab} en la carga es $[V(4) - V(5)]$, la corriente I_{ab} en la carga es $[V(4)-V(5)]/L$, la corriente I_a en la línea es $I_{ab}-I_{ca}$ o sea, $[V(4)-V(5)]/L - [V(6)-V(4)]/L$

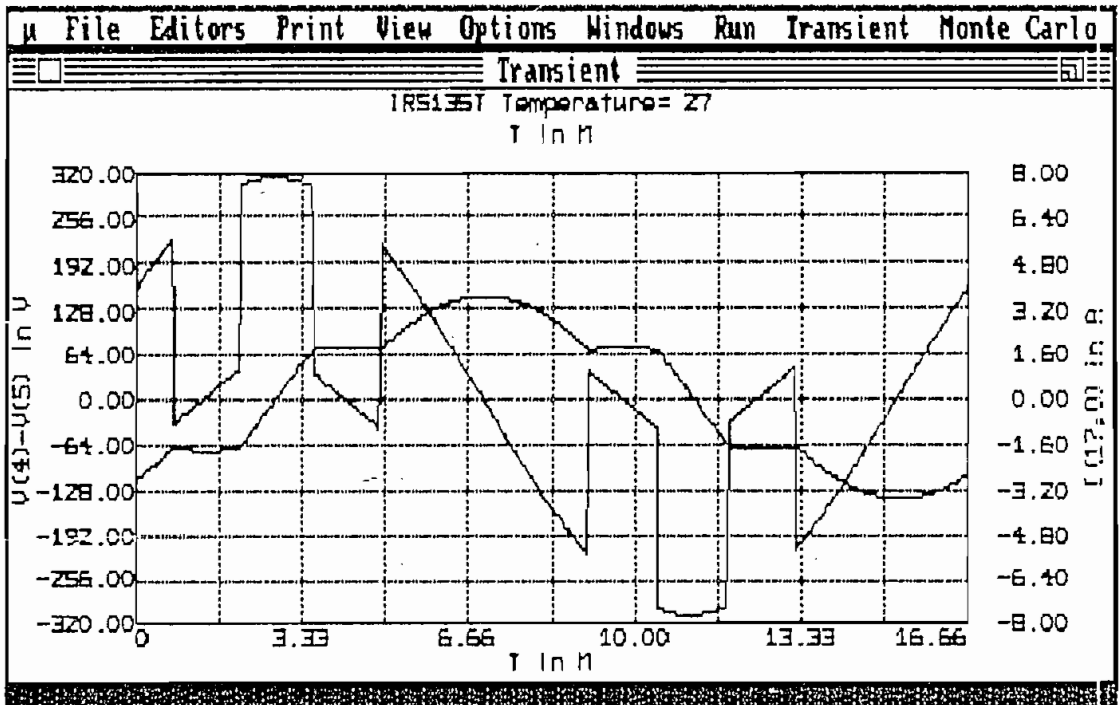


Figura 1.40 Voltaje y corriente en la carga para $\alpha=135^\circ$

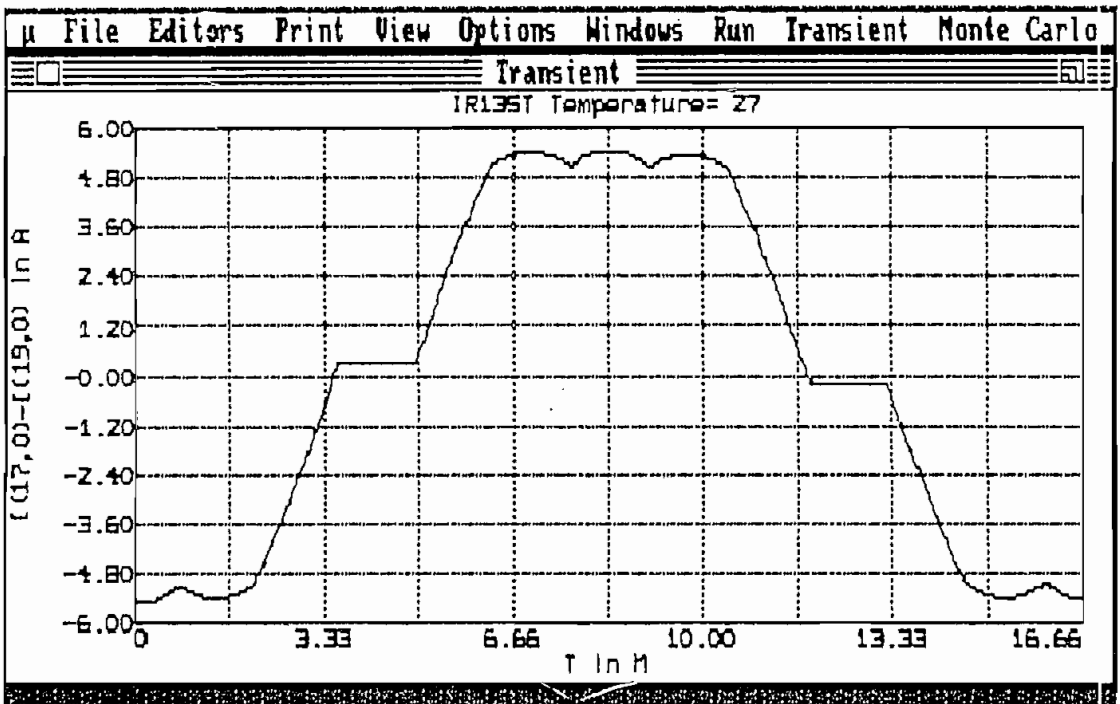


Figura 1.41 Corriente en la línea para $\alpha=135^\circ$

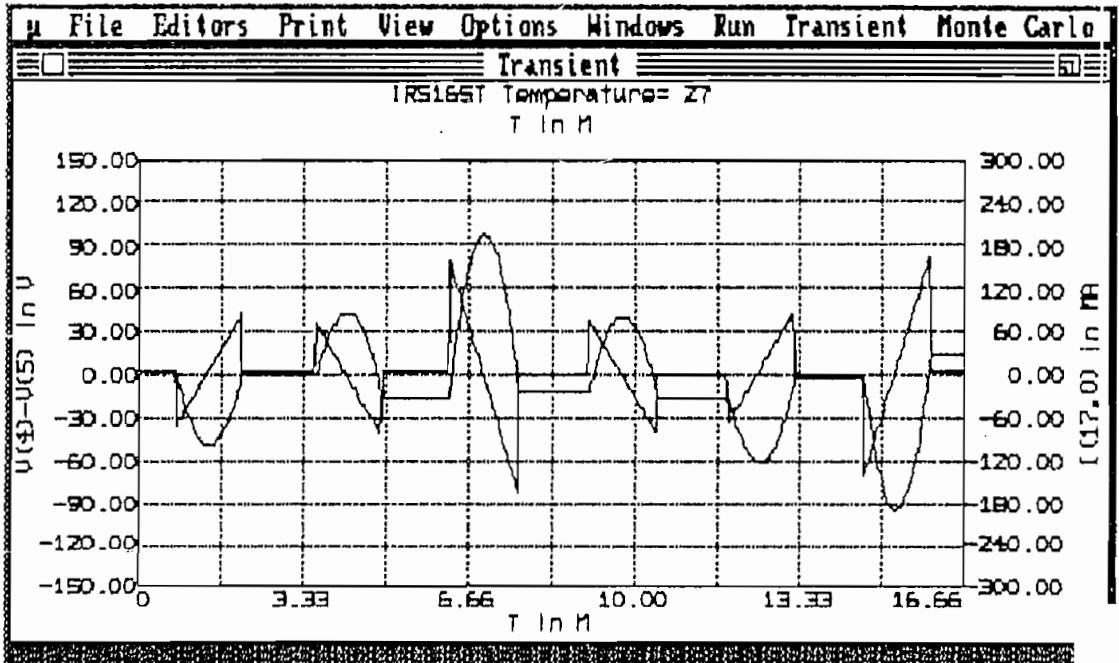


Figura 1.42 Voltaje y corriente en la carga para $\alpha=165^\circ$

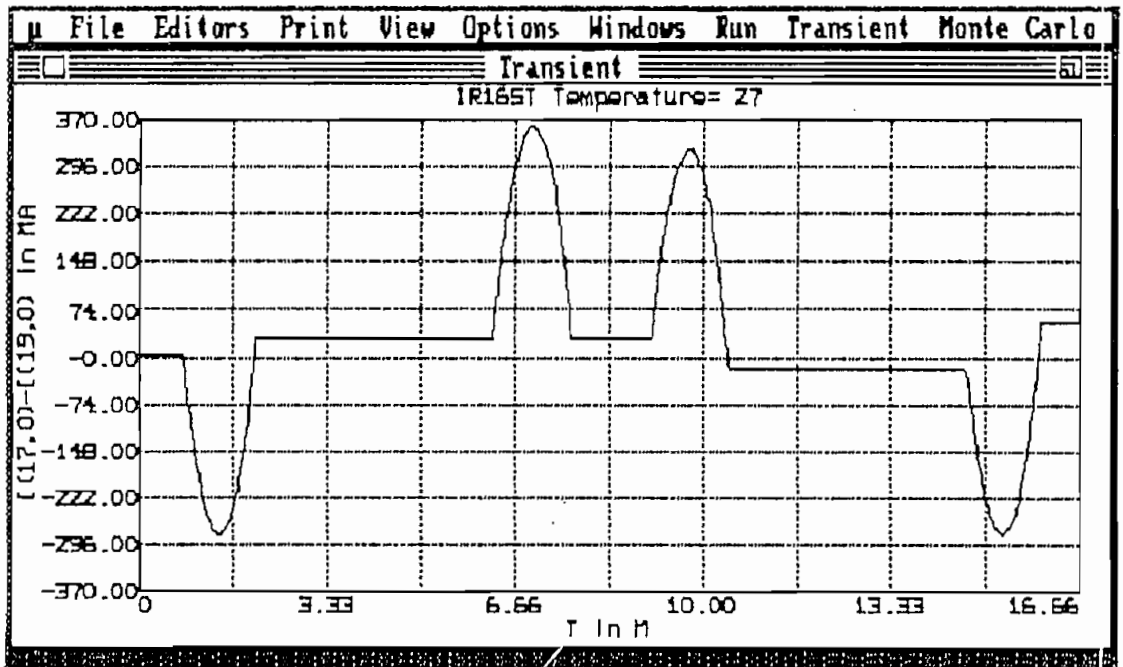


Figura 1.43 Corriente en la línea para $\alpha=165^\circ$

La hoja de resultados del análisis de armónicos que entrega el programa MICROCAP III para el voltaje en la carga, la corriente en la carga y la corriente en la línea se indican a continuación.

- Hoja de resultados para voltaje en la carga.

Micro-cap III

Name
Fourier coefficients of waveform VLI35T
Date 11/19/93 Time 11:50:07

Har No.	Percent	Magnitude (Volts)	Angle (Degrees)	Cosine Term	Sine Term
0	0.630579	1.034002	0.000000	1.034002	0.000000
1	100.000000	163.976563	-59.634709	02.091975	141.402269
2	3.394726	5.566555	-49.467526	3.617507	4.230792
3	2.134359	3.499849	155.006362	-3.172105	-1.478748
4	1.226083	2.010489	-176.066861	-2.007484	0.109086
5	70.109376	114.962944	56.691134	63.132149	-96.077103
6	1.249237	2.040456	-93.620160	-0.129343	2.044369
7	40.922407	00.221413	-64.500905	34.524057	72.412079
8	1.211371	1.906365	0.100710	1.906362	-0.003769
9	2.297479	3.767327	15.510335	3.629980	-1.007936
10	3.223079	5.206406	-134.113715	-3.679786	3.795427
11	11.862601	19.451005	-124.190999	-10.933301	16.008467
12	1.267003	2.077720	-178.909019	-2.077343	0.039560
13	3.754620	6.156710	-61.439703	2.943420	5.407527
14	3.374020	5.532601	126.506396	-3.297620	-4.442452
15	2.076547	3.405050	-33.800302	2.026004	1.090102
16	1.157074	1.090642	-0.206106	1.090610	0.009403

Fourier statistics

Total harmonic distortion (%).....	86.709151
Odd harmonic distortion (%).....	86.473606
Even harmonic distortion (%).....	6.305047
Sum of harmonics 2...N	257.072437
Sum of harmonics^2 2...N	20215.916016
Square root of sum of harmonics^2 2...N.....	142.102605
Sum of odd harmonics 3...N	231.465179
Sum of odd harmonics^2 3...N	20106.269531
Sum of even harmonics 2...N	26.407236
Sum of even harmonics^2 2...N	109.647957
Average AC power of waveform into a 1 ohm load(Watts)....	23552.114532
Average AC power of waveform into a 50 ohm load(Watts)....	471.042305
Average AC power of waveform into a 600 ohm load(Watts)....	39.253525
Average AC power of odd harmonics into a 1 ohm load(watts)	10053.134766
Average AC power of even harmonics into a 1 ohm load(watts)	54.023978
RMS value of waveform.....	145.470465

- Hoja de resultados para corriente en la carga.

Micro-cap III

Name
Fourier coefficients of waveform IRG135T
Date 11/10/93 Time 05:17:40

Har No.	Percent	Magnitude (Volts)	Angle (Degrees)	Cosine Term	Sine Term
0	0.115946	0.003907	180.000005	-0.003907	0.000000
1	100.000000	3.369276	-151.165678	-2.951546	1.624930
2	0.696914	0.023481	139.433258	-0.017837	-0.015270
3	1.190520	0.040112	88.171875	0.001280	-0.040092
4	0.496007	0.016712	98.602182	-0.002500	-0.016524
5	13.985912	0.471224	-35.486596	0.383695	0.273551
6	0.241062	0.008122	69.734859	0.002813	-0.007619
7	6.889238	0.232117	-159.944165	-0.218042	0.079501
8	0.044754	0.001508	83.435596	0.000172	-0.001498
9	0.172298	0.005805	-120.098590	-0.002911	0.005822
10	0.167620	0.005648	133.302671	-0.003873	-0.004118
11	1.222984	0.041206	134.177468	-0.028716	-0.029552
12	0.214429	0.007225	104.133918	-0.001764	-0.007006
13	0.302548	0.010194	165.295714	-0.009868	-0.002587
14	0.127844	0.004307	58.224931	0.002268	-0.003662
15	0.132534	0.004465	-141.729308	-0.003506	0.002766
16	0.029277	0.000986	-62.396237	0.000457	0.000874

Fourier statistics

Total harmonic distortion (%).....	15.716385
Odd harmonic distortion (%).....	15.688185
Even harmonic distortion (%).....	0.939735
Sum of harmonics 2...N	0.873112
Sum of harmonics^2 2...N	0.280397
Square root of sum of harmonics^2 2...N.....	0.529526
Sum of odd harmonics 3...N	0.885123
Sum of odd harmonics^2 3...N	0.279395
Sum of even harmonics 2...N	0.067989
Sum of even harmonics^2 2...N	0.001882
Average AC power of waveform into a 1 ohm load(Watts)....	5.816289
Average AC power of waveform into a 50 ohm load(Watts)....	0.116324
Average AC power of waveform into a 600 ohm load(Watts)....	0.009694
Average AC power of odd harmonics into a 1 ohm load(watts)	0.139697
Average AC power of even harmonics into a 1 ohm load(watts)	0.000501
RMS value of waveform.....	2.411685

- Hoja de resultados para corriente en la línea.

Micro-cap III

Name
Fourier coefficients of waveform IR135T
Date 11/18/93 Time 05:26:33

Har No.	Percent	Magnitude (Volts)	Angle (Degrees)	Cosine Term	Sine Term
0	0.627257	0.036249	180.000005	-0.036249	0.000000
1	100.000000	5.778939	-179.689108	-5.778854	0.031357
2	0.437417	0.025278	138.376655	-0.018896	-0.016798
3	1.156801	0.066851	79.967336	0.011646	-0.065829
4	0.241035	0.013929	94.227931	-0.001027	-0.013891
5	13.917848	0.804304	-6.351238	0.799368	0.088975
6	0.067967	0.003928	78.603217	0.000776	-0.003850
7	7.298947	0.421339	169.732859	-0.414592	-0.075184
8	0.013126	0.000759	-152.718973	-0.000674	0.000348
9	0.260452	0.015051	-97.663400	-0.002007	0.014917
10	0.096402	0.005571	125.602329	-0.003243	-0.004530
11	0.979715	0.056617	154.965463	-0.051298	-0.023958
12	0.102285	0.005911	112.166323	-0.002230	-0.005474
13	0.476326	0.027527	134.051738	-0.019139	-0.019784
14	0.034362	0.001986	32.334583	0.001678	-0.001862
15	0.211418	0.012218	-133.589826	-0.008424	0.008849
16	0.032129	0.001857	-41.233234	0.001396	0.001224

Fourier statistics

Total harmonic distortion (%).....	15.004368
Odd harmonic distortion (%).....	15.795628
Even harmonic distortion (%).....	0.525539
Sum of harmonics 2...N	1.463125
Sum of harmonics^2 2...N	0.834162
Square root of sum of harmonics^2 2...N.....	0.913325
Sum of odd harmonics 3...N	1.403907
Sum of odd harmonics^2 3...N	0.833240
Sum of even harmonics 2...N	0.059218
Sum of even harmonics^2 2...N	0.000922
Average AC power of waveform into a 1 ohm load(Watts)....	17.115151
Average AC power of waveform into a 50 ohm load(Watts)....	0.342303
Average AC power of waveform into a 600 ohm load(Watts)....	0.020525
Average AC power of odd harmonics into a 1 ohm load(watts)	0.416628
Average AC power of even harmonics into a 1 ohm load(watts)	0.000461
RMS value of waveform.....	4.137205

La simulación se la realizó para ángulos de disparo desde 120° hasta 180° en pasos de 5° , tomando datos de voltaje en la carga, corriente en la carga y corriente en la línea.

De los resultados que nos entrega el programa MICROCAP III para los diferentes ángulos de disparo se obtienen los gráficos de voltaje en la carga, corriente fase-fase, corriente en la línea, contenido armónico de la corriente fase-fase, contenido armónico de la corriente en la línea, componente fundamental de la corriente en la línea, potencia aparente, activa, reactiva y de distorsión en función del ángulo de disparo α .

Estos gráficos se indican en las figuras que se muestran a continuación.

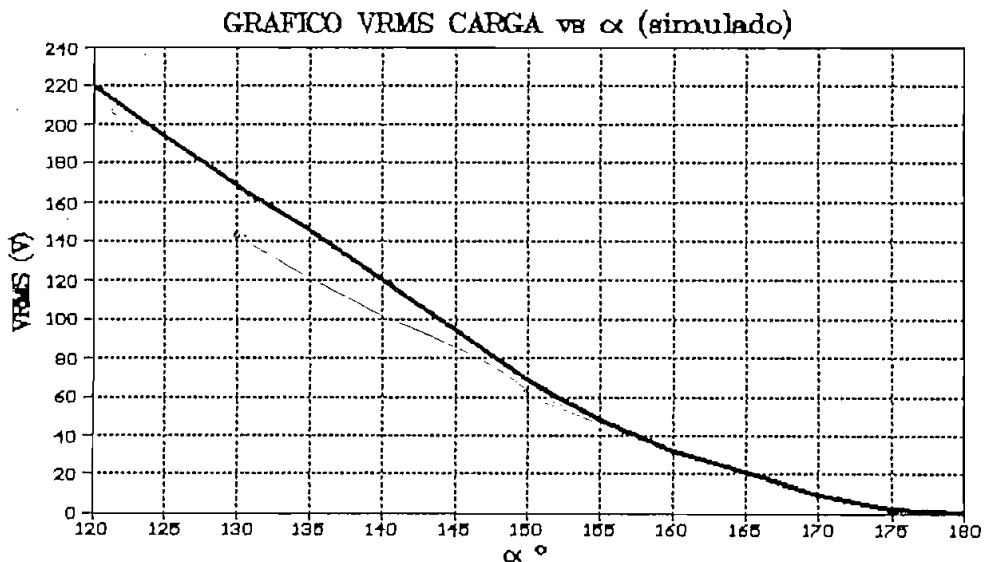


Figura 1.44 Voltaje en la carga vs α para el circuito de la figura 1.34

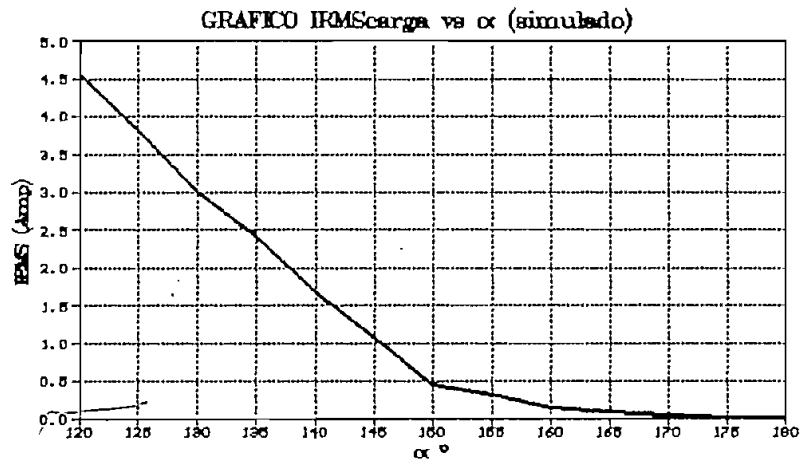


Figura 1.45 Corriente en la carga vs α para el circuito de la figura 1.34

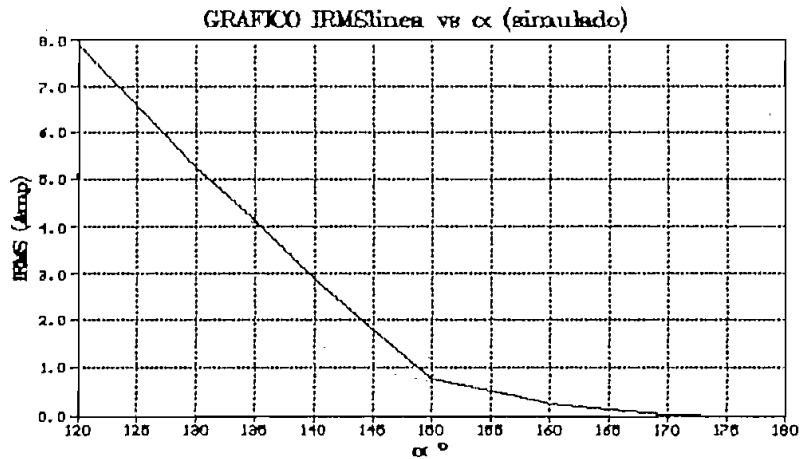


Figura 1.46 Corriente en la línea vs α para el circuito de la figura 1.34

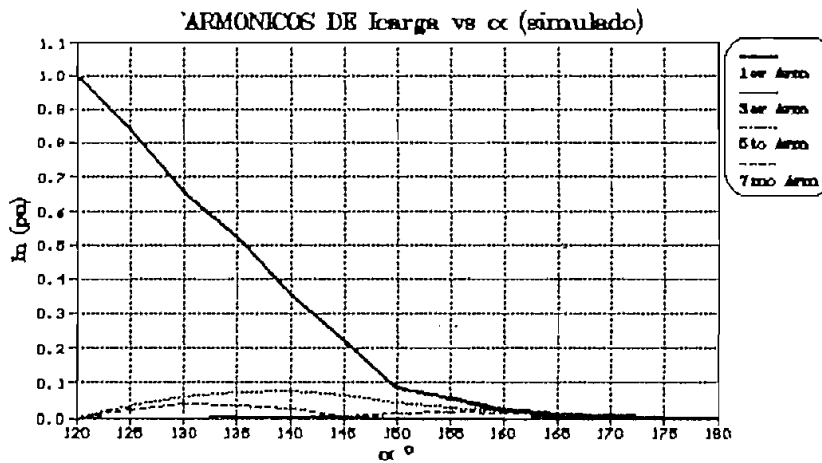


Figura 1.47 Armónicos de corriente en la carga vs α para el circuito de la figura 1.34

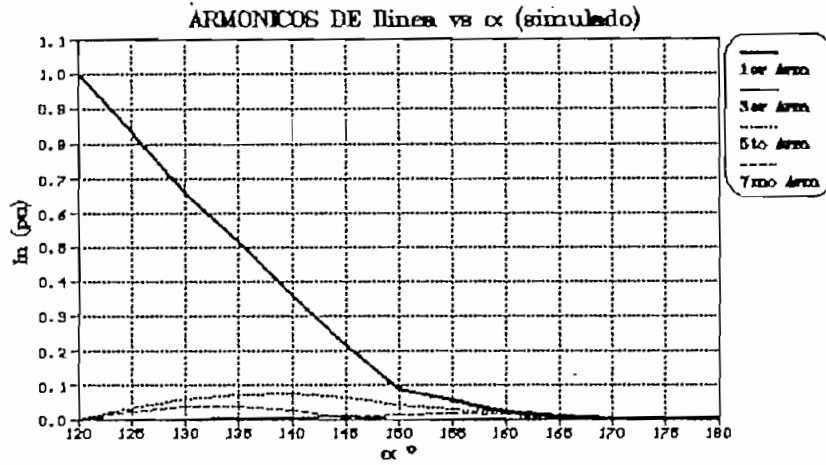


Figura 1.48 Armónicos de corriente en la línea vs α para el circuito de la figura 1.34

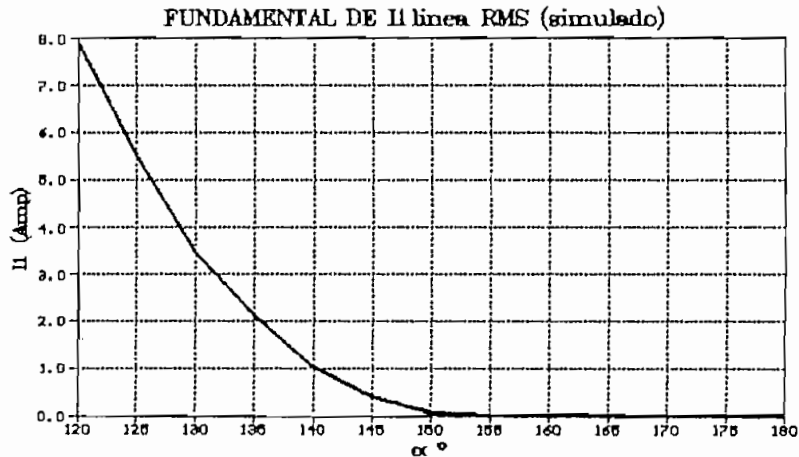


Figura 1.49 Fundamental de la corriente en la línea vs α para el circuito de la figura 1.34

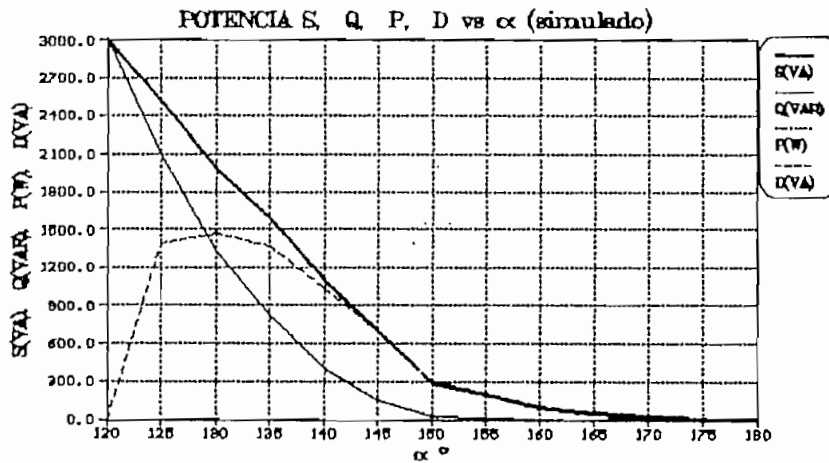


Figura 1.50 Potencia aparente, reactiva, activa y de distorsión vs α para el circuito de la figura 1.34

CAPITULO 2

DISEÑO DEL GENERADOR ESTÁTICO

CAPITULO 2

2. DISEÑO DEL GENERADOR ESTÁTICO.

2.1. DESCRIPCIÓN GENERAL Y ESPECIFICACIONES DEL GENERADOR DE POTENCIA REACTIVA.

El objetivo de este trabajo es la construcción de un generador trifásico de potencia reactiva, para lo cual ha sido necesario previamente analizar al generador monofásico en el numeral 1.2.3.2 y al generador trifásico en el numeral 1.3.2.

La configuración trifásica cumple las siguientes especificaciones generales:

- Voltaje de alimentación: $220 V_{AC} \pm 10\%$
- Frecuencia de la red: 60 Hz
- Potencia aparente: 3 KVA
- Se dispone de un display en el cual se muestra el ángulo de disparo.
- Se dispone de 4 teclas para variar el ángulo de disparo en 4 modos: bajar en 1° , subir en 1° , bajar en 5° , subir en 5° .

- Por medio de leds se indica: que el equipo está listo (READY) para que se conecte la alimentación trifásica; la secuencia positiva de las fases (SEC+) y la secuencia negativa (SEC-). Para secuencia negativa no se produce disparos a los tiristores, solo para secuencia positiva.
- Se tiene conectores para el voltaje trifásico de entrada y conectores para conectar la carga trifásica inductiva.
- El encendido de leds, la indicación del ángulo de disparo en el display, y la secuencia de los pulsos de disparo a los tiristores se la hace con el microcontrolador 8751H.

Después de analizar al convertidor trifásico AC-AC en el numeral 1.3.2, se sabe que se necesita disparar a los tiristores en un rango de $120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$. Para poder disparar a los tiristores se necesita tener una referencia desde la cual se empieza a contar el ángulo de disparo; en este equipo se toma como referencia a los cruces por cero de los voltajes fase-neutro (que están defasados 30° respecto al voltaje fase-fase). Cada vez que hay un cruce por cero se va a tener una señal de transición negativa, estas señales entran a la tarjeta del microprocesador. Al presionar cualquier tecla se generan pulsos negativos (de 1_L a 0_L) que también entran a la tarjeta del microprocesador.

Con los cruces por cero y con la tecla presionada, el

microprocesador debe disparar a los tiristores correctos en cierta secuencia para que haya circulación de corriente en el circuito de potencia.

El equipo está compuesto de un módulo de potencia, de un módulo de control y de circuitos auxiliares.

- El modulo de potencia se compone de:
 - 3 tarjetas, una para cada fase. con un par de tiristores en antiparalelo, transformador de pulsos y snubber. Cada tarjeta recibe las señales de control de los drivers de salida a tiristores; además entra una línea (A, B ó C) de la fuente trifásica y sale una línea (a, b ó c) para conectarse a la carga. Se dispone además de un snubber para proteger a los dos tiristores en antiparalelo del dv/dt . Las señales de control llegan al primario de un transformador de pulsos, el mismo que en el secundario tiene un pequeño circuito para evitar que el tiristor se encienda en momentos no deseados.
 - 3 inductancias exteriores que se conectan en delta.

- El módulo de control se compone de:
 - Tarjeta MCPD51DA de propósito general. A esta tarjeta entran los cruces por cero y las teclas y salen las señales de disparo a los tiristores y

las señales para encender al display y a los leds.

- Circuito detector de cruces por cero de voltaje.
 - Drivers de salida a los tiristores.
 - Teclado para variación de ángulo de disparo.
 - Driver para encendido del display.
 - Driver para encendido de leds.
- Los circuitos auxiliares son:
- Fuentes de polarización: $+5V_{DC}$, $+12V_{DC}$, $-12V_{DC}$.
 - Transformador de alimentación.

Después de haber hecho una breve explicación de que es lo que va a hacer el equipo, como se va a lograr este objetivo, y cuales son sus modulos constitutivos, es necesario tener un diagrama de bloques general. Este se puede ver en la figura 2.1.

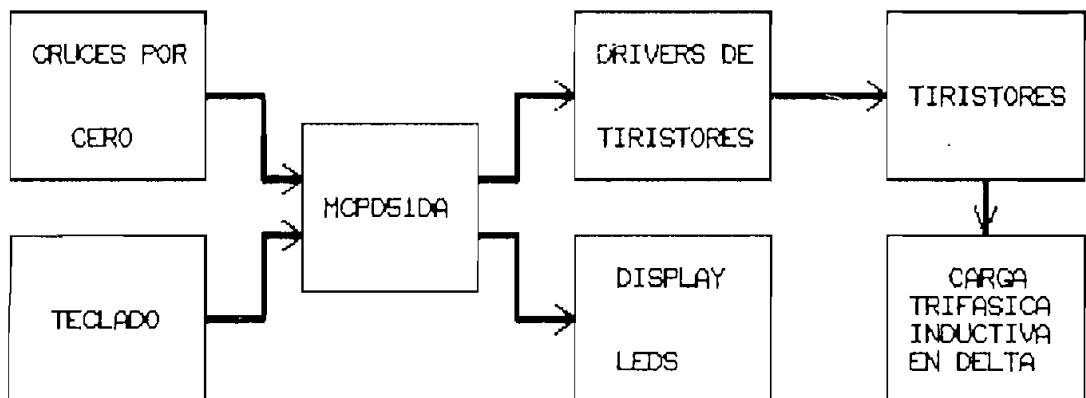


Figura 2.1 Diagrama de bloques del generador estático de potencia reactiva

2.2. DISEÑO DEL MÓDULO DE POTENCIA.

2.2.1. DIMENSIONAMIENTO DE LOS TIRISTORES Y DISIPADORES.

Para dimensionar los tiristores se va a considerar un ángulo de disparo de 120° , en esta condición el voltaje en la carga (figura 1.38), la corriente en la carga y la corriente en la línea son completamente sinusoidales y máximos. En la simulación realizada con el MICROCAP III se obtienen los valores rms reales de corrientes y voltajes, y estos son:

Voltaje en la carga = 220 V.

Corriente en la carga = 4.549096 Amp.

Corriente en la línea = 7.882568

Retomando la ecuación 1.52 tenemos:

$$I_{RON} = [I_{RN(T1)}^2 + I_{RN(T2)}^2]^{1/2} = \sqrt{2}I_{RN} \quad (2.1)$$

Esta expresión nos indica que la corriente que circula por un tiristor es $1/\sqrt{2}$ veces la corriente que circula por la línea, entonces tenemos que si la corriente máxima en la línea es de 7.882568 Amp., la corriente máxima por cada tiristor será de 5.5738 Amp. Por razones de seguridad es necesario sobredimensionar al tiristor, esto implica que a la corriente rms máxima que se calcula va a circular, se debe multiplicar por un factor de seguridad. Este factor usualmente es 1.5, entonces la corriente que debe soportar

el tiristor será de $5.5738 * 1.5 = 8.3607$ Amp.

Para la determinación del voltaje eficaz directo e inverso se debe tomar en cuenta que cuando el tiristor no esté disparado, este va a soportar mínimo el voltaje rms de la fuente; también hay que considerar un factor de seguridad, que en este caso es de 2. Entonces los voltajes directo e inverso mínimos del tiristor serán de $\sqrt{2} * 220 * 2 = 622V$.

Resumiendo se tiene que el tiristor que se necesita debe tener al menos las siguientes características:

$$V_{DRMS} = 622V.$$

$$V_{RRMS} = 622V.$$

$$I_{RMS} = 8.3607Amp.$$

En el laboratorio de electrónica de potencia se dispone de 10 tiristores C38M que tienen las siguientes características principales: (las características completas están en el anexo No. 3)

$$V_{DRMS} = 600V.$$

$$V_{RRMS} = 600V.$$

$$I_{RMS} = 35Amp.$$

$$dv/dt = 20V/\mu s \text{ (mínimo)}$$

Se escogió este tiristor porque cumple satisfactoriamente con las características mínimas que se

necesitan.

Las pérdidas se transforman en disipación de calor para cualquier elemento semiconductor y provocan un aumento gradual de la temperatura hasta que la cantidad de calor generado por la disipación de potencia sea igual a la cantidad de calor que se desprende de la juntura, es decir hasta que se ha establecido el equilibrio térmico. Debido a que en el presente caso, las pérdidas por el proceso normal de conducción directa del tiristor pueden resultar demasiado altas y llevar a un calentamiento exagerado del tiristor hasta destruirlo, se hace necesario la utilización de disipadores para contrarrestar este efecto.

La mayoría de los disipadores prácticos utilizados en los modernos equipos son el resultado de experimentaciones con la transferencia de calor mediante radiación, convección y conducción en una determinada aplicación. Aunque no existen fórmulas de diseño fijas que proporcionen las especificaciones de los disipadores para una determinada aplicación, existen varias reglas sencillas que permiten reducir el tiempo requerido para establecer el mejor diseño para un trabajo particular. Estas reglas sencillas son las siguientes: [16]

- 1.- La superficie del disipador será lo más grande posible para permitir la máxima transferencia de calor posible. El área de la superficie la determinan los

requerimientos de la temperatura de la carcasa y el ambiente en el que se colocará el dispositivo.

- 2.- La superficie del disipador tendrá un valor de emisividad cercano a la unidad para obtener una transferencia de calor óptima por radiación. Este valor cercano a la unidad puede obtenerse si se pinta de negro mate la superficie del disipador.
- 3.- La conductividad térmica del material del disipador será tal que no se establezcan gradientes térmicos excesivos a través del disipador.

Para lograr una más eficiente disipación de calor, debe existir un contacto íntimo entre el disipador y por lo menos la mitad de la base de la cápsula. Si se emplea montaje mecánico, se deberá usar grasa siliconada entre el dispositivo y el disipador para eliminar los huecos superficiales, impedir aumento de la aislación debido a la oxidación y facilitar la conducción de calor a través de la superficie de contacto [17].

Para los tiristores que se van a utilizar en el equipo, C38M, el fabricante menciona las siguientes características para el aspecto térmico (características completas en el anexo):

Temperatura de trabajo: $T_J = -65^{\circ}\text{C}$ a $+150^{\circ}\text{C}$

Resistencia térmica: $R_{Jc} = 0.75^{\circ}\text{C/W}$

Si se hace una analogía eléctrica para el equilibrio térmico juntura-medio ambiente, incluyendo el disipador y despreciando la resistencia térmica cápsula-disipador, se tiene el circuito de la figura 2.2

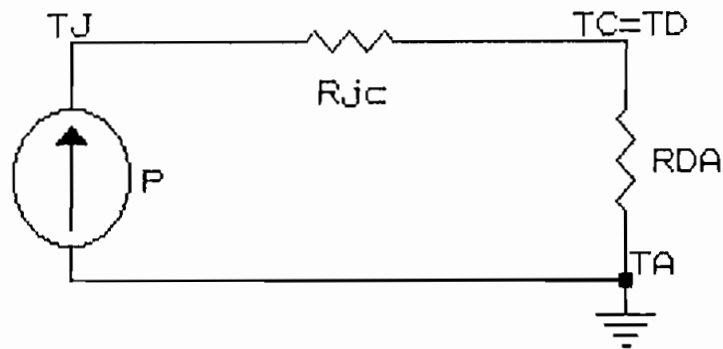


Figura 2.2 Analogía eléctrica del equilibrio térmico del tiristor con el medio ambiente

Donde: P = Potencia de pérdidas.
 T_J = Temperatura de la juntura.
 $T_C = T_D$; Temperatura del encapsulado (la misma que del disipador).
 T_A = Temperatura del ambiente.
 R_{Jc} = Resistencia térmica juntura-cápsula.
 R_{DA} = Resistencia térmica disipador-medio ambiente.

En este circuito se hace una analogía entre la potencia de pérdidas y una fuente de corriente; las diferentes temperaturas de los componentes y voltajes; y entre las resistencias térmicas y resistencias eléctricas.

Para proceder con el diseño de los disipadores se supondrá que la máxima temperatura del ambiente será de 25°C y la del disipador 70°C. Para saber la potencia de pérdidas del tiristor en estado estable, y para condiciones normales, se tiene que la caída del voltaje sobre el elemento, cuando se encuentra conduciendo, según el fabricante es:

$$V_{TM} = 1.7V.$$

En el numeral 2.2.1 se llegó a determinar que la corriente rms máxima que va a circular por un tiristor es $I_{RMS} = 5.5738$, por tanto:

$$P = V_{TM} * I_{RMS}$$

$$P = 1.7 * 5.5738$$

$$P = 9.5W$$

Al asegurar que la máxima temperatura del disipador será de 70°C, lo que se está asegurando es que la temperatura de la junta se mantenga dentro del rango permisible:

A partir del circuito tenemos:

$$T_J - T_D = P * R_{JC}$$

$$T_J = T_D + P * R_{JC}$$

$$T_J = 70^\circ C + 9.5W * (0.75^\circ C/W)$$

$$T_J = 77.125^\circ C$$

$$\therefore -65^\circ C < T_J < 150^\circ C$$

Tomando en cuenta que el material que se dispone para fabricar los disipadores es aluminio de un espesor superior a 3/32 pulg., y en base al Nomograma presentado en la página 49 de la referencia [13] y reproducido en la figura 2.3, se determina el área necesaria para los disipadores:

$$T_D - T_A = R_{DA} * P$$

$$R_{DA} = (T_D - T_A) / P$$

$$R_{DA} = (70^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}) / 9.5\text{W}$$

$$R_{DA} = 4.74 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad [18]$$

El disipador que se dispone tiene un espesor un poco mayor a 3/32 pulg., las aletas son cilíndricas verticales, pero para efectos de cálculo se considera aletas verticales. Con el valor de la resistencia R_{DA} calculada se sitúa en la columna de disipador de aluminio con aletas verticales y se traza una línea horizontal para hallar el valor del área del disipador; el valor encontrado es de 8.8 pulg² (56.8cm²), entonces los disipadores deben tener mínimo esta área.

Los disipadores que se disponen tiene las siguientes dimensiones:

$$\text{largo} = 11.5\text{cm.}$$

$$\text{ancho} = 9.5\text{cm.}$$

Lo que nos da un área de 16.93 pulg²., entonces tranquilamente se pueden montar el par de tiristores en un solo disipador.

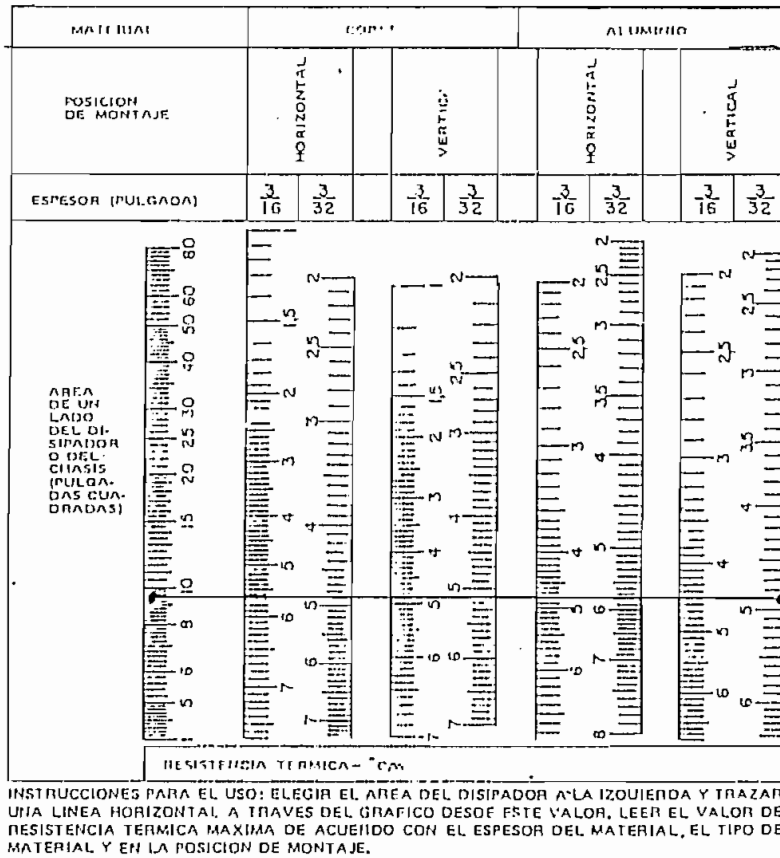


Figura 54. Resistencia térmica en función de las dimensiones del disipador térmico. (Nomograma reproducido de Electronic Design, 16 de agosto de 1961.)

Figura 2.3 Resistencia térmica en función del área del disipador

2.2.2. DISEÑO DEL SNUBBER.

Un parámetro importante a considerar en los tiristores es la máxima velocidad de crecimiento de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo, más conocido como dv/dt . Si existen tensiones transitorias resultantes de una perturbación en la línea de alterna, el aumento rápido de esta tensión transitoria puede encender al tiristor en ausencia de una señal de compuerta. [19]

En este caso, a pesar de que se utiliza los tiristores para realizar control de fase, y por tanto no resultan demasiado críticas las condiciones transitorias del sistema, por protección contra algún dv/dt muy pronunciado que pudiese presentarse se decide utilizar una red RC en paralelo a cada par de semiconductores que están conectados en antiparalelo, figura 2.4. [20]

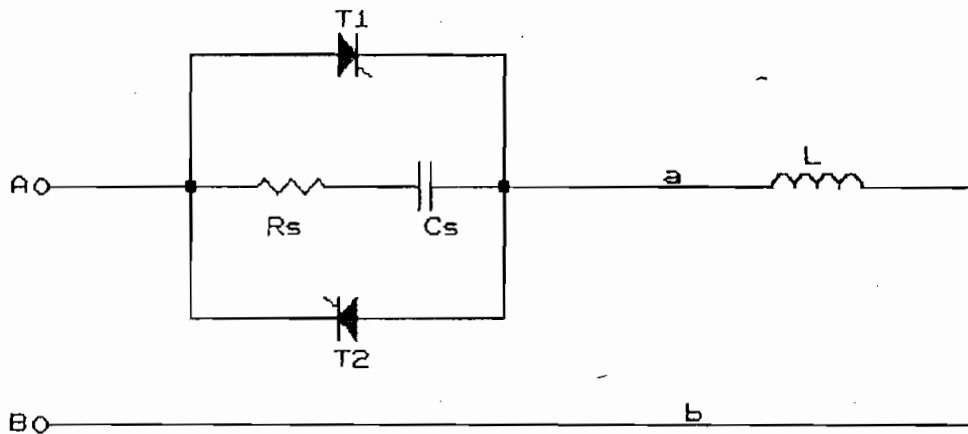


Figura 2.4 Snubber para protección del dv/dt

Se han hecho varios intentos para obtener un método preciso para determinar los valores de los elementos de la red RC, pero debido a que se deben tomar en cuenta las impedancias del circuito y de la fuente de alimentación para hacer estos cálculos, las cuales usualmente no están bien definidas para una aplicación particular, entonces los valores de R_s y C_s son a menudo determinados por optimización experimental. [21]

En la referencia [1] página 251, se encuentra una forma

de cálculo de la red RC que incluye la inductancia de carga. Se utiliza este método por ser el más adecuado a nuestra necesidad.

El equipo es de 220V/3KVA de potencia, lo que significa que en cada fase tendremos 220V/1KVA y por lo tanto la inductancia será de:

$$\begin{aligned} S_{1\phi} &= V_{RMS}^2 / Z \\ 1000 &= 220^2 / (2\pi fL) \\ 2\pi 60L &= 48.4 \Omega \\ L &= 128.38\text{mH} \end{aligned}$$

Para calcular R_s y C_s utilizamos las curvas de la figura 2.5. Se considera que con la red RC se va a tener máximo un sobretiro del 15% para que el voltaje pico máximo en el snubber sea de 360V, con lo cual tenemos que: [22]

$$\frac{V_{O_{pico}}}{V_{I_{pico}}} = 1.15 \quad (2.2)$$

Con este valor, trazamos una línea horizontal en el eje vertical en 1.15 y vemos que el cruce con la curva de $V_{O_{pico}}$ ocurre cuando $\delta=0.9$, y esto a la vez nos da el valor de 1.9 para la otra curva. Entonces tenemos:

$$\delta = 0.9 = \frac{R_s}{2\sqrt{\frac{L}{C_s}}}$$

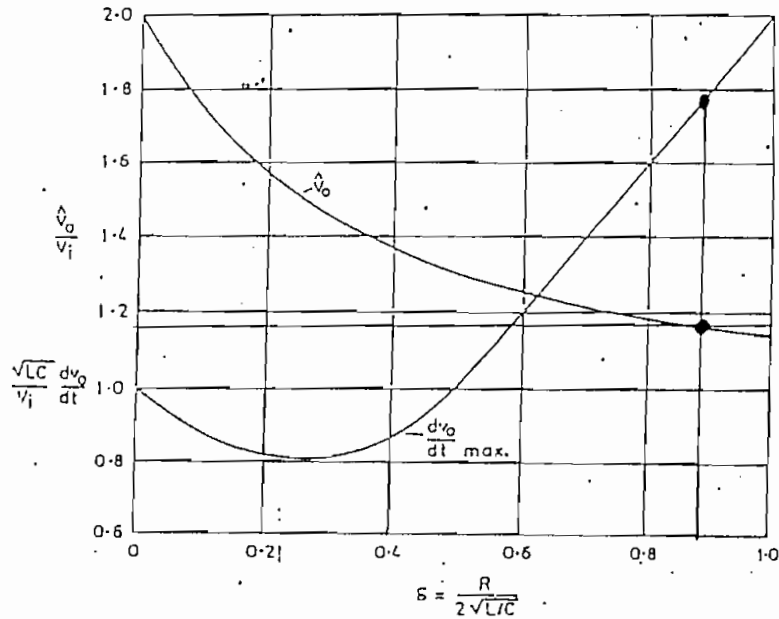


Fig. 6.23 Variation of V_o/V_i and maximum dv_o/dt (dv_{TH}/dt) with damping factor in an LCR circuit.

Figura 2.5

escojo: $C_s = 0.47 \mu\text{f}$

entonces $R_s = 940.7 \Omega$, experimentalmente $R_s = 1.2 \text{K}\Omega$

$$1.9 = \frac{\sqrt{LC_s}}{V_i} \frac{dv}{dt}$$

El voltaje pico de entrada es $V_i = \sqrt{2} * 220$, con lo que se obtiene un valor mínimo de $dv/dt = 2.4 \text{V}/\mu\text{s}$. El tiristor C38M tiene un dv/dt mínimo de 20, entonces el snubber calculado no excede el dv/dt del tiristor, y esto es lo adecuado.

2.2.3. DISEÑO DE LAS INDUCTANCIAS.

Cada inductancia de la carga trifásica tiene un valor de 128.38mH; inductancias de este valor no se encuentran en el mercado, por esta razón se las debe construir en base de núcleos de hierro laminado. Después de diseñar una inductancia, el valor que se obtiene al medirla es diferente al valor teórico, usualmente sucede por no conocerse las características reales del hierro; y se supone valores típicos para el diseño. Es por esta razón que al construir las inductancias que se necesitaban se hizo un diseño como primera aproximación, y una vez que la inductancia estuvo contruida se midió su valor. Una inductancia de bajas frecuencias cumple con la siguiente relación sin entrar en saturación:

$$L = k * N^2$$

donde: L = valor de la inductancia.

N = número de vueltas de la inductancia.

k = constante.

Se tiene los datos de L y N, entonces se puede despejar k, una vez hecho este proceso tenemos que recalcular el número de vueltas que se debe dar para tener el valor de la inductancia que deseamos.

En la referencia [17] encontramos la manera de calcular una inductancia para AC. En este método se da como datos el valor de la inductancia, corriente máxima que va a circular

por la misma, y voltaje máximo que va a ser aplicado. Con estos datos después de hacer los cálculos respectivos se llega a obtener las dimensiones del hierro que se debe utilizar, el número de vueltas que debe tener y el entrehierro que se debe poner. En nuestro caso se va a hacer parte del cálculo de forma inversa, es decir se dispone del hierro y se tienen sus dimensiones, y a partir de éstas se va a obtener el número de vueltas y el entrehierro. Las dimensiones físicas del hierro se indican en la figura 2.6. Se deben dar unas pocas definiciones de términos que se utilizan en el cálculo de la inductancia:

$$A_p = \text{Producto de área} = W_a * A_c$$

$$W_a = \text{Área de la ventana} = 2a * G$$

$$A_c = \text{Área de la sección transversal} = D * d.$$

$$VA = \text{Potencia de la inductancia} = I^2 * (wL)$$

$$B_m = \text{Densidad de flujo magnético (teslas)}$$

$$K_u = \text{Factor de utilización de ventana.}$$

$$K_j = \text{Coeficiente de densidad de corriente.}$$

$$f = \text{Frecuencia (Hz).}$$

$$E = \text{Voltaje aplicado a la inductancia} = I * wL$$

$$l_g = \text{Entrehierro.}$$

En el numeral 2.2.1 se indican los valores máximos de corriente de carga y voltaje en la carga, es decir la corriente máxima que debe circular por la inductancia; el valor de esta corriente es 4.55 Amp. El voltaje máximo aplicado a la inductancia es de 220V., y por último el valor

de la inductancia es de 128.38mH (numeral 2.2.2).

Ahora bien, se tiene:

$$A_p = \left[\frac{VA * 10^4}{4.44 * B_m * f * K_u * K_j} \right]^{1.14}$$

donde:

$$VA = I^2 * (\omega L)$$

$$VA = 4.55^2 * (377 * 128.38\text{mH})$$

$$VA = 1000$$

$$B_m = 1.2, \text{ valor típico para diseño [23]}$$

$$f = 60\text{Hz.}$$

$$K_u = 0.4, \text{ valor típico de diseño [24]}$$

$$K_j = 366, \text{ valor típico de diseño [25]}$$

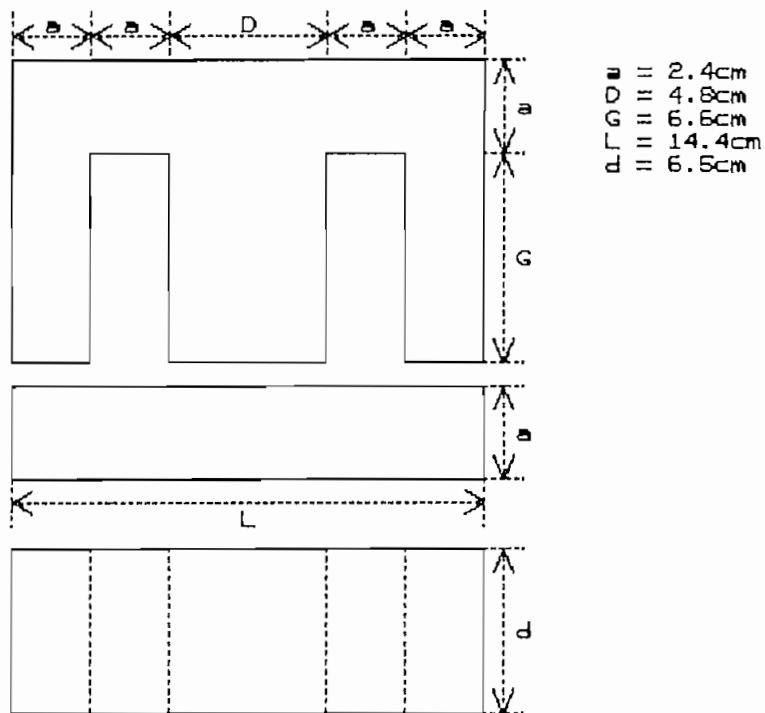


Figura 2.6 Dimensiones físicas del hierro de la inductancia

Entonces:

$$A_p = 452.8 \text{ cm}^2$$

De las definiciones, se tiene:

$$A_p = W_a * A_c = 2a * G * A_c$$

$$A_c = A_p / (2a * G)$$

$$A_c = 452.8 / (2 * 2.4 * 6.6)$$

$$A_c = 14.3 \text{ cm}^2$$

De los datos del hierro, tenemos:

$$A_c = D * d$$

$$A_c = 4.8 * 6.5$$

$$A_c = 31.2 \text{ cm}^2$$

Entonces el A_c que se dispone es mayor que el A_c calculado, para los futuros calculos consideraremos el A_c disponible, es decir $A_c = 31.2 \text{ cm}^2$. Con estos datos se va a calcular el número de vueltas que se debe dar a la inductancia.

$$N = \frac{E * 10^4}{4.44 * B_m * f * A_c}$$

$$E = I * wL$$

$$E = 4.55 * (377 * 128.38 \text{ mH})$$

$$E = 220 \text{ V.}$$

Entonces: $N = 220$ vueltas.

Para no tener problemas de saturación, una inductancia

debe tener entrehierro, por lo menos de aire si no es de algún material como el prespan. Debido a esta razón es que la inductancia debe tener las E y la I del hierro separadas.

$$lg = \frac{0.4 * \pi * N^2 * Ac * 10^{-8}}{L}$$

$$lg = 0.15 \text{ cm.}$$

En la construcción se puso un entrehierro de 2mm de prespan. Al construir la inductancia con los valores calculados no se obtuvo el valor deseado de L, y se siguió el proceso indicado al inicio del numeral 2.2.3 para recalcular el número de vueltas. Así, se pudo obtener el valor deseado de L. Los valores con que finalmente quedó la inductancia son:

$$V = 220 \text{ V.}$$

$$I = 4.54 \text{ Amp.}$$

$$L = 128.38 \text{ mH}$$

$$N = 234 \text{ vueltas.}$$

$$lg = 2\text{mm de prespan.}$$

$$\text{Alambre esmaltado \#14AWG}$$

Como se puede observar los valores finales no distan mucho de los valores teóricos calculados.

2.2.4. DISEÑO DE LAS TARJETAS DE TIRISTORES.

Estas tarjetas se componen de un par de tiristores en antiparalelo, montados en un solo disipador, con la red snubber de dv/dt y un transformador de pulsos para el disparo de los tiristores.

Al primario del transformador de pulsos llega la señal de disparo de los amplificadores de las señales de control de la tarjeta MCPD51DA. Cada transformador de pulsos tiene dos secundarios de relación 1:1, cada uno de los cuales sirve para acoplar los pulsos de disparo a cada uno del par de tiristores. El secundario del transformador de pulsos no se conecta directamente al tiristor, se lo hace por medio de un pequeño circuito que se indica en la figura 2.7

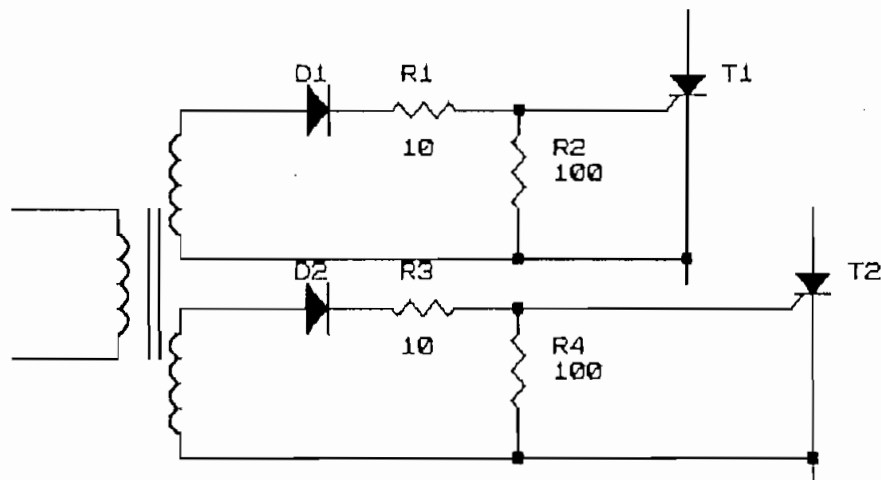


Figura 2.7

El diodo impide que el pulso negativo que se produce en

el secundario del transformador llegue al tiristor, la resistencia entre cátodo y gate del tiristor sirve para evitar disparos intempestivos en ambientes ruidosos [26]. El valor de esta resistencia debe ser similar al valor de la resistencia gate-cátodo propia del tiristor. En los tiristores que se usaron en el equipo el valor de la resistencia gate-cátodo está alrededor de los 100Ω para todos los tiristores, entonces el valor de las resistencias R2 y R4 son de 100Ω . La resistencia R1 y R3 sirven para limitar la corriente que se entrega al tiristor. Experimentalmente el valor más adecuado fué de 10Ω . Los transformadores de pulsos utilizados fueron del modelo IT234 de marca SCHAEFFNER.

2.3. DISEÑO DEL MÓDULO DE CONTROL.

Como se indicó, el módulo de control se compone de:

- Tarjeta MCPD51DA de propósito general.
- Circuito detector de cruces por cero de voltaje.
- Drivers de salida a los tiristores.
- Teclado para variación de ángulo de disparo.
- Driver para encendido del display.
- Driver para encendido de leds.

El módulo de control debe disparar a los tiristores en la secuencia correcta y a un ángulo de disparo seleccionado por medio de teclas, además debe indicar el ángulo de

disparo en un display y dar indicaciones de que el equipo está listo para que se conecte la alimentación trifásica y de la secuencia de fases por medio de leds. Todas estas acciones las realiza el microprocesador 8751H que se encuentra en la tarjeta MCPD51DA.

2.3.1. TARJETA MCPD51DA.

Una explicación detallada de la tarjeta MCPD51DA se encuentra en el anexo No.3, aquí en esta parte se va a dar una explicación de cómo se va a utilizar la tarjeta para cumplir el objetivo propuesto.

La tarjeta MCPD51DA pone a disposición del usuario los siguientes recursos:

- 1 pórtico digital bidireccional de 8 bits (P1.7 a P1.0).
- 2 pórticos digitales de salida de 8 bits (OUT0 a OUT15).
- 1 pórtico digitales de entrada de 8 bits (SW0 a SW7).
- 1 pórtico digital de entrada de 8 bits con opción de colocar un dipswitch-8 en la tarjeta (INP0 a INP7).
- 1 pórtico digital de entrada de 8 bits con opción de generar interrupción externa (EXT-INT0 a EXT-INT7).
- 1 entrada analógica (0 a 5 V) y conversor A/D de 8 bits.

- 1 salida analógica (0 a 5 V) proveniente de un conversor D/A de 8 bits.
- 1 pórtico de comunicación serial RS232 (conector DB9).
- 1 Bus de datos del microcontrolador (D7 a D0).
- 1 Bus de direcciones del microcontrolador (A15 a A0).
- 1 Bus de señales de control del microcontrolador (RD, WR, T0, T1, ALE, PSEN, RESET, INT0, INT1).
- 1 Bus de señales de control para habilitación de dispositivos externos:
3 de entrada: SELIN5,6,7 y 4 de salida: SELOUT3,5,6,7.
- Memoria RAM de 2 Kbytes.
- Circuito de reset interno con pulsador.

Las señales de los cruces por cero entran a la tarjeta MCPD51DA por medio de las entradas EXT-INT0: cruce por cero de la fase A; EXT-INT1: cruce por cero de la fase B; EXT-INT2: cruce por cero de la fase C. Las señales de las teclas entran por EXT-INT4: tecla para bajar 1°; EXT-INT5: tecla para subir 1°; EXT-INT6: tecla para bajar 5°; EXT-INT7: tecla para subir 5°. Estas entradas van a la interrupción externa 0 del microprocesador. Como se puede ver las 7 entradas de EXT-INT están ocupadas y la única que está desocupada es la EXT-INT3, la misma que se debe poner en 1L para que las otras señales produzcan interrupción.

Para manejar al display de ánodo común se utiliza las salidas OUT0 a OUT4: cada dato en hexadecimal que se va a mostrar en cada dígito del display; OUT4-OUT7: hacen el

barrido de los cátodos del display; OUT11: maneja el punto decimal de cada dígito.

Para encender a los leds indicadores se utilizan las salidas OUT8-OU10.

Las salidas de control para encender a los tiristores van a los drivers por medio de OUT13: para el tercer par de tiristores (fase C), OUT14: para el segundo par de tiristores (fase B), y OUT15 para el primer par de tiristores (fase A).

2.3.2. DISEÑO DE LOS DETECTORES DE CRUCE POR CERO.

El ángulo de disparo α se empieza a medir desde el cruce por cero del voltaje fase-fase. Los correspondientes voltajes fase-neutro están adelantados 30° respecto a los voltajes fase-fase; ésto se ilustra mejor en la figura 2.8.

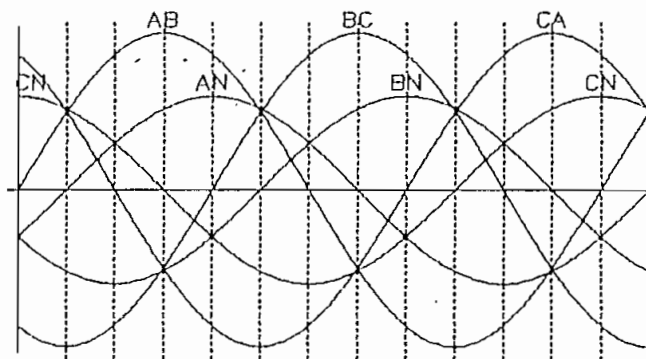


Figura 2.8 Defasaje de los voltajes fase-fase respecto a los voltajes fase-neutro.

Como ya se analizó, el ángulo menor de disparo es de 120° . Como se ve en la figura 2.8, si defasamos 30° al voltaje fase-neutro, el cruce por cero del voltaje defasado coincide con el ángulo de disparo de 120° . Como los disparos de los tiristores son en el semiciclo positivo y semiciclo negativo del voltaje fase-fase, necesitamos detectar los cruces por cero que se producen en los dos semiciclos, para lo cual se debe rectificar el voltaje fase-neutro defasado 30° . Una solución también es defasar al voltaje fase-fase 60° y luego rectificarlo, pero esto haría que los componentes disipen mucha potencia.

El circuito detector de cruces por cero utilizado se indica en la figura 2.9.

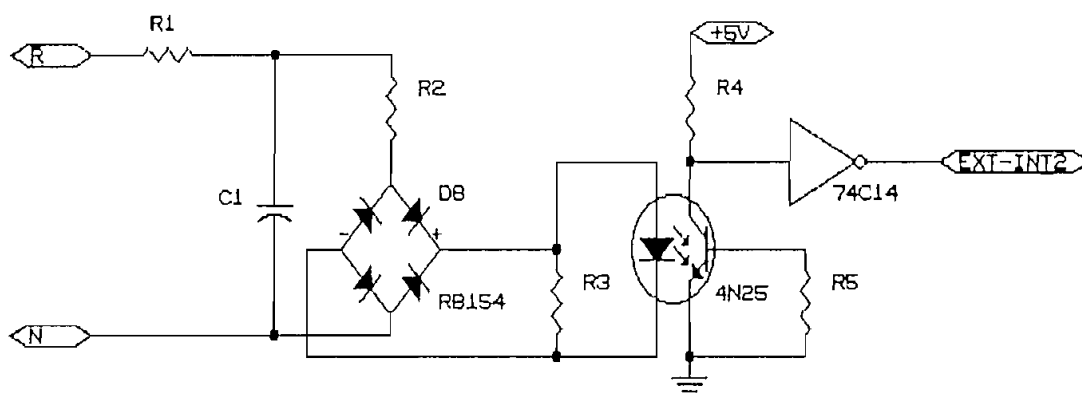


Figura 2.9 Detector de cruces por cero.

El defasador que se utiliza es una red RC que además sirve como filtro para eliminar los efectos de las perturbaciones en la red, y el acoplamiento del cruce por cero a la tarjeta del microprocesador se la hace por medio de optoacoplador y un inversor "Schmitt trigger" para

perpendicularizar los flancos.

$$V_{C_1} = \frac{X_{C_1}}{R_1 + X_{C_1}} V_S$$

$$\phi = \text{tg}^{-1} \omega R_1 C_1$$

$$R_1 C_1 = \frac{\text{tg} 30^\circ}{\omega} = 1.531 \times 10^{-3}$$

escojo $C_1 = 1 \mu\text{f} / 100\text{V}$

entonces $R_1 = 1.5\text{K}\Omega$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = 2.6\text{K}\Omega$$

$$\Rightarrow V_{C_1} = 69.7\text{V}$$

$$V_S = 110\text{V}$$

$$P_{R_1} = \frac{110 - 69.7^2}{0.7 * 1.5\text{K}}$$

$$P_{R_1} = 1.52\text{W}$$

entonces $R_1 = 1.5\text{K}\Omega ; 2\text{W}$

corriente para encender el led del optoacoplador = 30mA.

$$R_2 = \frac{69.7\text{V}}{30\text{mA}} = 2.33\text{K}\Omega$$

$$R_2 = 2\text{K}\Omega$$

$$P_{R_2} = \frac{69.7^2}{0.7 * 2\text{K}}$$

$$P_{R_2} = 3.5\text{W}$$

entonces $R_2 = 2\text{K}\Omega ; 5\text{W}$

Las señales de los cruces por cero de las tres fases que van entran a la tarjeta MCPD51DA tomando como referencia los voltajes fase-fase se encuentran en la figura 2.10.

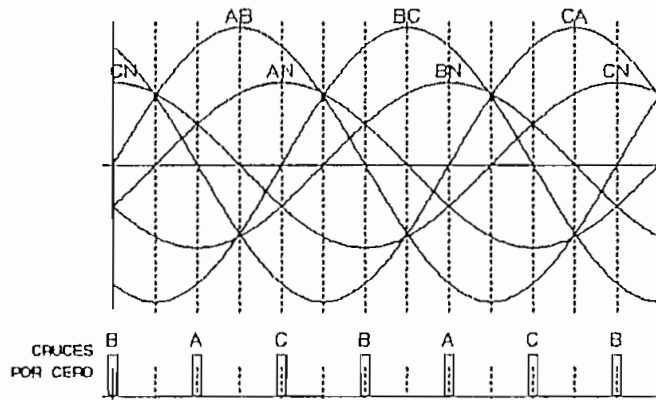


Figura 2.10 Defasaje de los voltajes fase-fase con los voltajes fase-neutro, y cruces por cero.

2.3.3. DISEÑO DE LOS DRIVERS PARA LOS TRANSFORMADORES DE PULSOS.

Los semiconductores de potencia han reducido en general sus exigencias de corriente para la excitación, pero no permiten en sí mismos independizar galvánicamente el circuito de potencia del de excitación. Entre las soluciones más usuales tenemos el acoplamiento óptico y el magnético que tienen la ventaja de eliminar ruidos eléctricos producidos por las corrientes de retorno y de conmutación en los conductores de potencia, permitiendo realizar montajes más seguros que con excitación directa [27].

A pesar de su antigüedad, los transformadores de pulsos, también conocidos como transformadores de impulsos, no son bien conocidos en su funcionamiento. En el anexo se encuentran un paper (referencias 4) con una explicación

detallada de su funcionamiento. Es por esta razón que para el diseño se van a utilizar las fórmulas que nos proporciona la referencia bibliográfica sin profundizar en la parte teórica.

Para que haya un buen disparo de los tiristores se va a considerar que: desde el ángulo mínimo de disparo, 120° , se van a dar 10 pulsos de disparo hasta el cruce por cero del voltaje fase-fase respectivo, es decir hasta los 180° ; tenemos entonces 60° , 2.77ms , para dar los pulsos, por lo tanto se dará pulsos cada 0.277ms ($2.77\text{ms}/10$), que sería el periodo T . Aproximaremos T a $250\mu\text{s}$. De las varias configuraciones que se tienen, se eligió la que se indica en la figura 2.11.

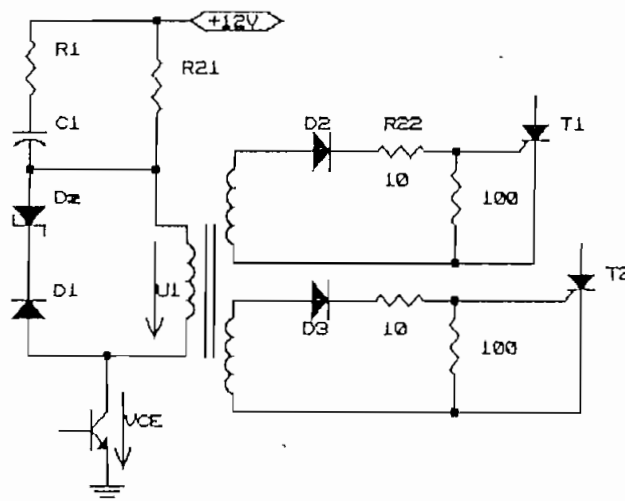


Figura 2.11 Driver para el par de tiristores

Para calcular los valores de las resistencias, del condensador y del zener, debemos considerar al transformador magnetizado y cuando se desmagnetiza.

Al magnetizarse el transformador tenemos:

$$I_{G_T} = \frac{E - U_{CE_{SAT}} - U_{D_1} - U_{P_C}}{R_2}$$

$$U_1 = U_{D_2} + U_{P_C} \approx 2V$$

$$I_{G_T} = 40mA \text{ para el C38M}$$

$$E = 12 ; U_{CE_{SAT}} = 0.8V$$

$$R_2 = \frac{E - U_{CE_{SAT}} - U_1}{I_{G_T}}$$

$$R_2 = 230\Omega$$

$$R_2 = R_{21} + R_{22}$$

$$230 = R_{21} + 10 \Rightarrow R_{21} = 200\Omega$$

$$i_{mag} = \frac{U_{D_2} + U_{P_C}}{L_{mag}} (t - t_0)$$

Al desmagnetizarse el transformador tenemos:

$$i_{mag} = i_{mag_{e1}} - \frac{U_{D_1} + U_Z}{L_{mag}} (t - t_1)$$

$$(U_{D_2} + U_{P_C}) (t - t_0) = (U_{D_1} + U_Z) (t_2 - t_1)$$

$$2 * t_{ON} = (0.6 + U_Z) t_X$$

$$t_X = \frac{2 t_{ON}}{U_Z + 0.6}$$

$$T_{pulsos} = t_{ON} + t_X = t_{ON} \left(1 + \frac{2}{U_Z + 0.6} \right)$$

$$T > T_{pulsos}$$

$$T = 250\mu s ; t_{ON} = \frac{1}{10} T = 25\mu s$$

$$\Rightarrow 250 > 25 \left(1 + \frac{2}{U_Z + 0.6} \right)$$

$$U_Z > 3.9 \Rightarrow V_Z = 5.6V/1W$$

La red R_1C_1 se utiliza para tener un pico de corriente más grande el momento en que haya una transición de bajo a alto. Se asume que deseamos tener el máximo de pico que se

puede lograr, y este máximo es el doble de I_{OT} , así al inicio de la magnetización del transformador (t_{ON}) se va a tener un sobreimpulso de corriente de $2I_{OT}$; el instante en que aparece el sobreimpulso C_1 es igual a un cortocircuito y la corriente estaría dada por $R_{21} \parallel R_1$. En condiciones estables la corriente está dada por R_{21} , entonces para que se tenga un pico de corriente del doble, $R_{21} \parallel R_1$ tiene que ser igual a $R_{21}/2$, con lo cual tenemos que $R_1 = 200\Omega$.

El condensador se descarga a través de R_{21} y R_1 , con lo cual la constante de tiempo es $2R_1C_1$ y tiene que ser mucho menor que t_{ON} , con lo que se tiene:

$$2R_1C_1 \ll t_{ON}$$

$$C_1 \ll \frac{t_{ON}}{2R_1}$$

$$C_1 \ll \frac{25\mu s}{400}$$

$$C_1 \leq \frac{25\mu s}{10 \cdot 400}$$

$$C_1 \leq 6.25nf$$

$$\Rightarrow C_1 = 4.7nf$$

2.3.4. DISEÑO DEL TECLADO Y DE LOS DRIVERS DE LEDS Y DISPLAY.

Las 4 teclas del teclado sirven para variar el ángulo de disparo de los tiristores: la primera baja α en 1° , la segunda sube α en 1° , la tercera baja α en 5° y la cuarta

sube a en 5°. Como las señales del teclado entran a la interrupción externa 0 del microprocesador, deben permanecer en alto mientras ninguna tecla es presionada, el momento que se presiona una tecla debe dar una señal en bajo que dure un tiempo pequeñísimo y luego debe volver al estado alto incluso si la tecla sigue presionada. Para tener unas señales de este tipo se utiliza el circuito que se indica en la figura 2.12.

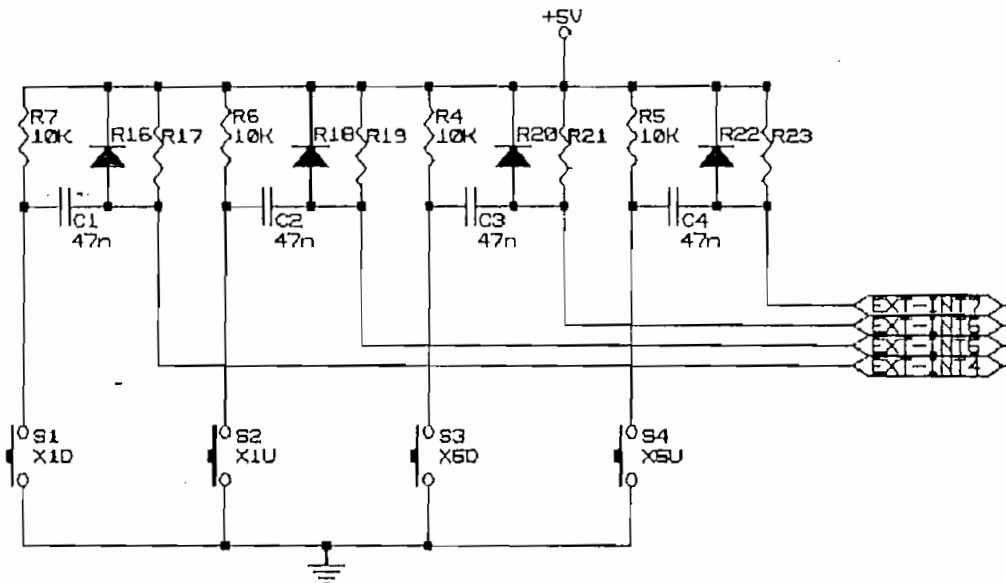


Figura 2.12 Teclado y salidas a EXT-INT4 a EXT-INT7

Si no se presiona ninguna tecla, las salidas EXT-INT4 a EXT-INT7 permanecen en alto. Cuando una tecla es presionada, la salida correspondiente se pone inmediatamente en bajo, y de acuerdo a la constante de tiempo que se tenga con C_1 y R_{17} (por ejemplo) la salida se vuelve a poner en alto en un tiempo determinado. Los valores de resistencias y condensadores fueron determinados experimentalmente para que

el pulso en bajo dure un tiempo aproximado de 30µs, tiempo suficiente para que el microprocesador lo reconozca como interrupción.

Para encender los leds que tienen sus ánodos conectados a +5V se utiliza el driver ULN2003 que absorbe corriente, este driver es manejado por las señales OUT8, OUT9 y OUT10 de la tarjeta MCPD51DA. Las salidas del driver va a los cátodos de los leds por medio de resistencias limitadoras de corriente. Para calcular estas resistencias se considera que la caída de voltaje en los leds es de 1.5V y la corriente necesaria para tener un buen encendido del led es de 20mA, entonces se tiene:

$$R = (V_{CC} - V_{LED}) / I_{LED}$$

$$R = (5 - 1.5) / 20mA$$

$$R = 175\Omega$$

entonces se escoje $R = 150\Omega$.

El display TSB5881 es un módulo de 4 dígitos de cátodo común, por lo que se tiene acceso a los 4 cátodos y los 7 segmentos. Para encender a los dígitos del display es necesario hacer un barrido de los cátodos y poner el dato decodificado en las líneas de los 7 segmentos.

Para hacer el barrido de los cátodos se utiliza las salidas OUT4 a OUT7 de la tarjeta MCPD51DA, a través del driver ULN2003 que absorbe corriente se conectan las salidas respectivas directamente a los cátodos.

Por las salidas OUT0 a OUT3 se envia desde la tarjeta MCPD51DA los digitos en hexadecimal a un decodificador BCD a 7 segmentos (CD4511), las salidas de este decodificador van a un driver que entrega corriente a través de resistencias limitadoras a las entradas del display. Para que un segmento se encienda se necesita 20mA, la caída de voltaje es de 1.5V, entonces se tiene que las resistencias deben ser de:

$$R = (V_{CC} - V_{LED}) / I_{LED}$$

$$R = (5 - 1.5) / 20mA$$

$$R = 175\Omega$$

Por el barrido que se realiza en los 4 cátodos, el tiempo que permanece encendido el segmento es 1/4 del tiempo total, esto implica que la resistencia limitadora baje también 1/4 su valor calculado, entonces:

$$R = 175/4\Omega.$$

$$R = 43.75\Omega. \implies R = 47\Omega.$$

En el anexo se encuentran los circuito de los drivers del display y leds.

2.3.5. DISEÑO DEL PROGRAMA DE CONTROL.

El programa de control lee la interrupción externa 0, que la puede generar un cruce por cero o una tecla presionada, y dispara a los tiristores correctos en el momento adecuado, enciende los leds indicadores y presenta en el display el ángulo de disparo.

El programa de control está estructurado de la siguiente manera:

- Programa principal.
- Subrutina DISPLAYON:.
- Subrutina EXINT0:.
- Subrutina TIMER0:.
- Subrutina TIMER1:.
- Subrutina VARIARALFA:.
- Subrutina CHECKDISP:.
- Subrutina RETARDO:.
- Subrutina CHECKSEC:.
- Subrutina LOADT0:.

Cuando se genera interrupción externa 0, el microprocesador al atenderla lee el dato y discrimina si es cruce por cero o tecla. En el caso de que sea tecla procede a aumentar o disminuir el ángulo de disparo de 1 en 1 o de 5 en 5 mientras no se pase del ángulo máximo o mínimo de disparo. Si es cruce por cero lee qué fase fue la que generó la interrupción, carga al timer0 con cierto valor (de acuerdo al ángulo de disparo seleccionado) para generar un retardo hasta que se deban disparar a los tiristores. Para esto el timer0 debe estar programado como timer de 16 bits. Una vez que se ha cumplido el retardo adecuado se genera una interrupción del timer0, al atenderla se disparan a los tiristores correctos y se arranca al timer1 (timer de 16 bits) para que el pulso de disparo dure un tiempo aproximado

de $60\mu\text{s}$, cumplido este tiempo se genera interrupción del timer1 y se bloquean las señales de disparo a los tiristores. Nuevamente se arranca el timer1 para que de un retardo de $60\mu\text{s}$; pasado este tiempo se vuelven a encender los tiristores que estaban encendidos, esta secuencia de encendido y bloqueo es para lograr que se de un tren de pulsos a los tiristores; en total se dan tres pulsos de disparo, suficientes para asegurar que los tiristores se enciendan.

Cuando llega el siguiente cruce por cero se bloquean las señales de disparo de todos los tiristores y se realiza el mismo proceso indicado anteriormente.

Mientras no haya ninguna interrupción de los timers o de la externa 0, el programa procede a indicar en el display el ángulo de disparo y prende el primer y segundo led para indicar que la secuencia de fases es positiva y que el equipo está funcionando correctamente.

A continuación se da una explicación de la función de cada subrutina y del programa principal.

2.3.5.1. PROGRAMA PRINCIPAL.

Se asigna espacios de memoria externa a las etiquetas que nos servirán para apuntar a los dispositivos de entrada

y de salida. También se asigna espacios de memoria RAM interna a etiquetas y banderas que se utilizan dentro del programa, y se asignan etiquetas al espacio de memoria direccionable bit a bit.

La idea general es que cuando se realice alguna acción dentro del microprocesador, esto se indique con el seteo o reseteo de banderas, para de esta manera poder tomar decisiones dentro del programa.

En el programa principal se debe inicializar el Stack Pointer en un valor adecuado, este valor se lo ha puesto en 30H. Como ya se indicó, los cruces por cero o una tecla presionada generan un pulso de alto a bajo, por esta razón es que se setea que la interrupción externa sea por flanco negativo y no por estado.

Se encienden las localidades donde se guardan los datos de los tiristores que se deben disparar (para apagar a todos los tiristores) y de los leds a encenderse (para apagar a todos los leds).

Después de hacer un chequeo del display para ver si todos los dígitos y los leds están bien, se enciende el primer led para indicar que se debe proceder a conectar la alimentación trifásica, luego se realiza un chequeo de la secuencia de fases y si la secuencia es negativa (ACB), se indica encendiendo el tercer led y se espera a que la

secuencia sea positiva (ABC). Si este es el caso se indica encendiendo el segundo led. Después se espera a que se presione cualquier tecla para continuar. Presionada cualquier tecla se espera a que cruce la fase B; ésto se lo hace para sincronizar los disparos con el cruce por cero de la fase A (los cruces por cero llegan en la secuencia ..ACBACB..).

Después de realizar todo lo anterior se espera a que haya interrupción \emptyset , el momento en que la haya se la atiende y se sabe si es cruce por cero o tecla presionada, si es cruce por cero se procede a cargar al timer \emptyset con el retardo máximo para que se disparen a los tiristores con el ángulo máximo, y se guarda en una localidad de memoria los tiristores que deben ser disparados de acuerdo a la fase que ha cruzado por cero. Después se muestra en el display el ángulo de disparo y se vuelve a esperar otra interrupción \emptyset .

Si la interrupción \emptyset fué generada por una tecla presionada procede a variar el ángulo de disparo de acuerdo a la tecla presionada, y se vuelve a esperar otra interrupción \emptyset mientras se sigue mostrando el ángulo de disparo en el display. La mayor parte del tiempo el programa se pasa mostrando el ángulo de disparo en el display y esperan la interrupción \emptyset .

El diagrama de flujo se indica en la figura 2.13

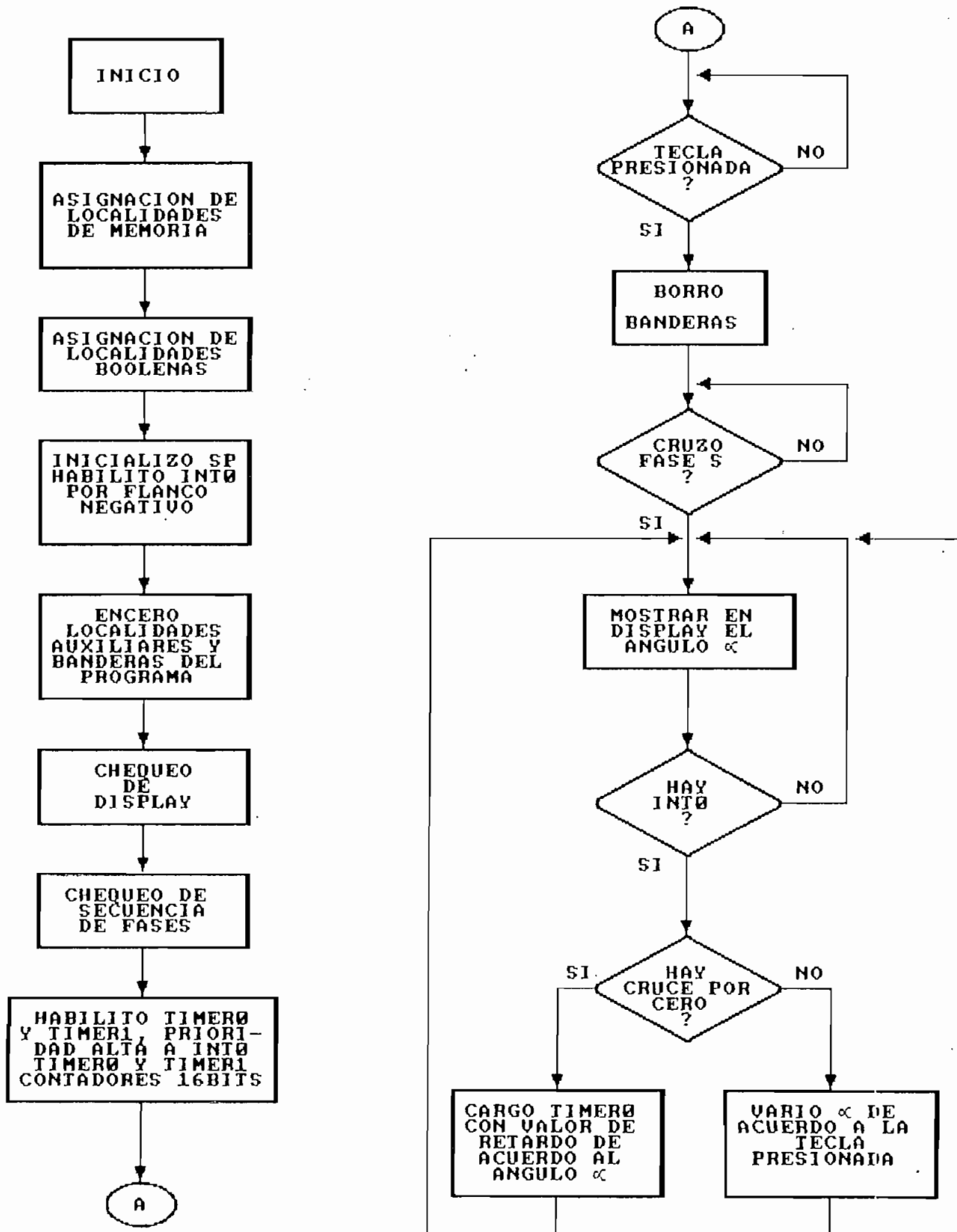


Figura 2.13 Diagrama de flujo del programa principal

2.3.5.2. SUBROUTINA DISPLAYON:.

El display que se dispone es de 4 digitos, por lo cual se necesitan dos localidades de memoria para guardar el datos a mostrarse.

Esta subrutina sirve para presentar en cada digito del display un número almacenado en dos localidades de memoria, la presentación en la posición correcta se la hace manejando los cátodos del display, así por ejemplo si se quiere presentar por ejemplo el número 170 en el display, se debe guardar el número 01H en la localidad DIG43 y el número 70H en la localidad DIG21.

De la localidad DIG43 se separa el "nibble" más significativo, equivalente al cuarto digito (miles), se pone un 1L en la salida OUT7 para encender el digito correspondiente a los miles, después se apunta a la salida OUT3 y se envía el digito en hexadecimal que se debe mostrar, que en este ejemplo sería el 0, después se introduce un retardo, que es el tiempo que se muestra el digito, después se ve si es que ha habido interrupción externa 0, y si la hay se sale de la subrutina, si no la hay se continua con el proceso indicado anteriormente para indicar los tres digitos restantes. Así, después de mostrar los 4 digitos, en este ejemplo el número 170, se sale de la subrutina.

También dentro de la subrutina se incluye una comparación de los ceros que estén como miles, centenas o decenas para que estos no se muestren en el display, y en su lugar se apague el dígito correspondiente, es decir que si se tiene que mostrar el número 0010, en el display aparecerá el 10.

Si el número a mostrarse es el 0000, la subrutina no muestra los ceros correspondientes a los miles, centenas y decenas, pero si muestra el cero correspondiente a las unidades

Además de mostrar en el display el ángulo de disparo, la subrutina también enciende los leds que se indiquen y activa o desactiva las salidas de disparo de los tiristores según sea el caso. Se debe hacer de esta manera porque las líneas para manejar a los tiristores y a los leds se encuentran en el mismo pòrtico de salida (OUT8 a OUT15).

Las salidas de disparo de los tiristores se deben desactivar cuando el programa se encuentre en el tiempo de espera hasta que se llegue al ángulo de disparo (tiristores apagados), o cuando el programa ha terminado de dar los tres pulsos de disparo. Los tiristores se deben encender cuando se ha llegado al ángulo de disparo y cuando se estén dando los tres pulsos de disparo. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la figura 2.14

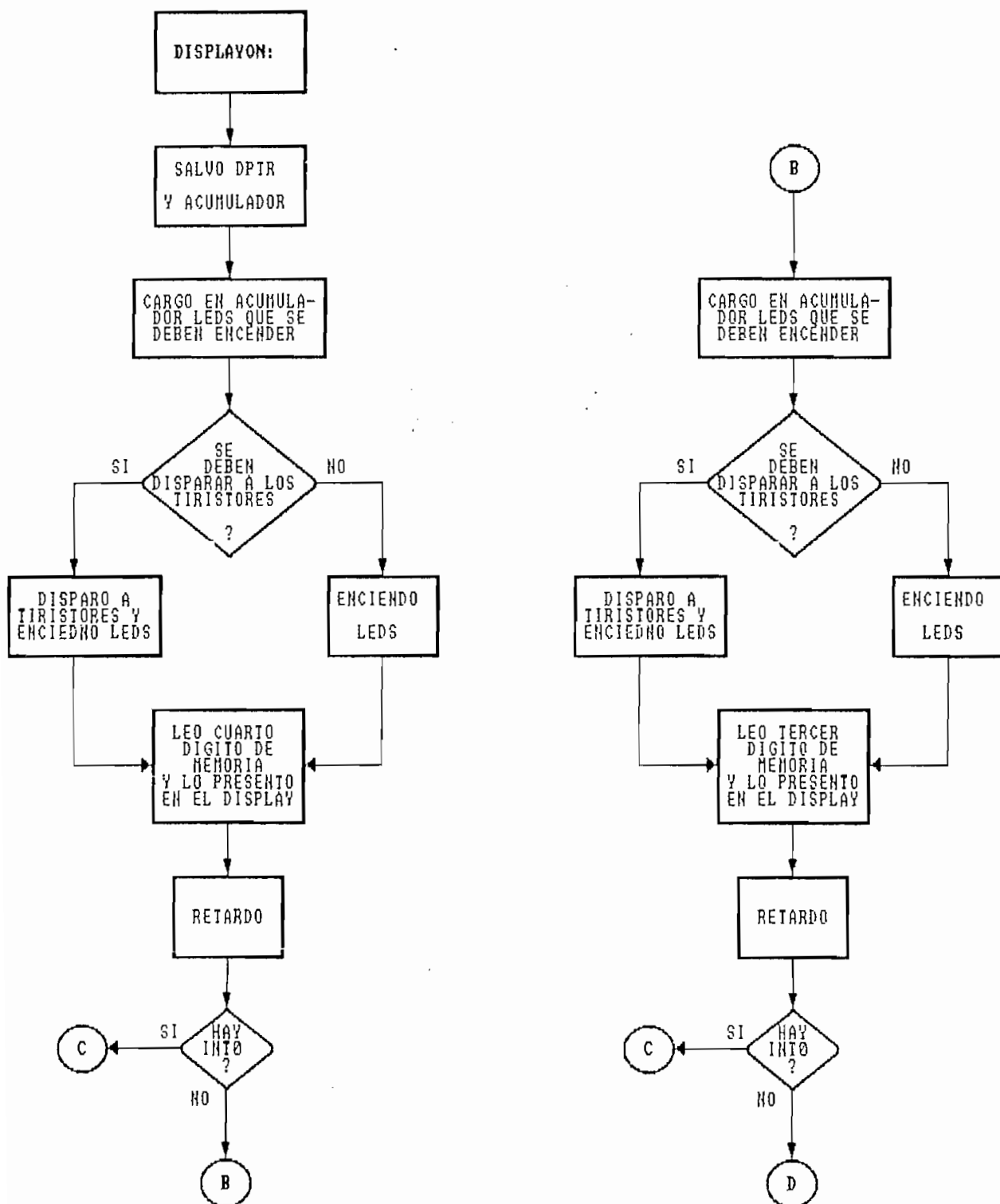
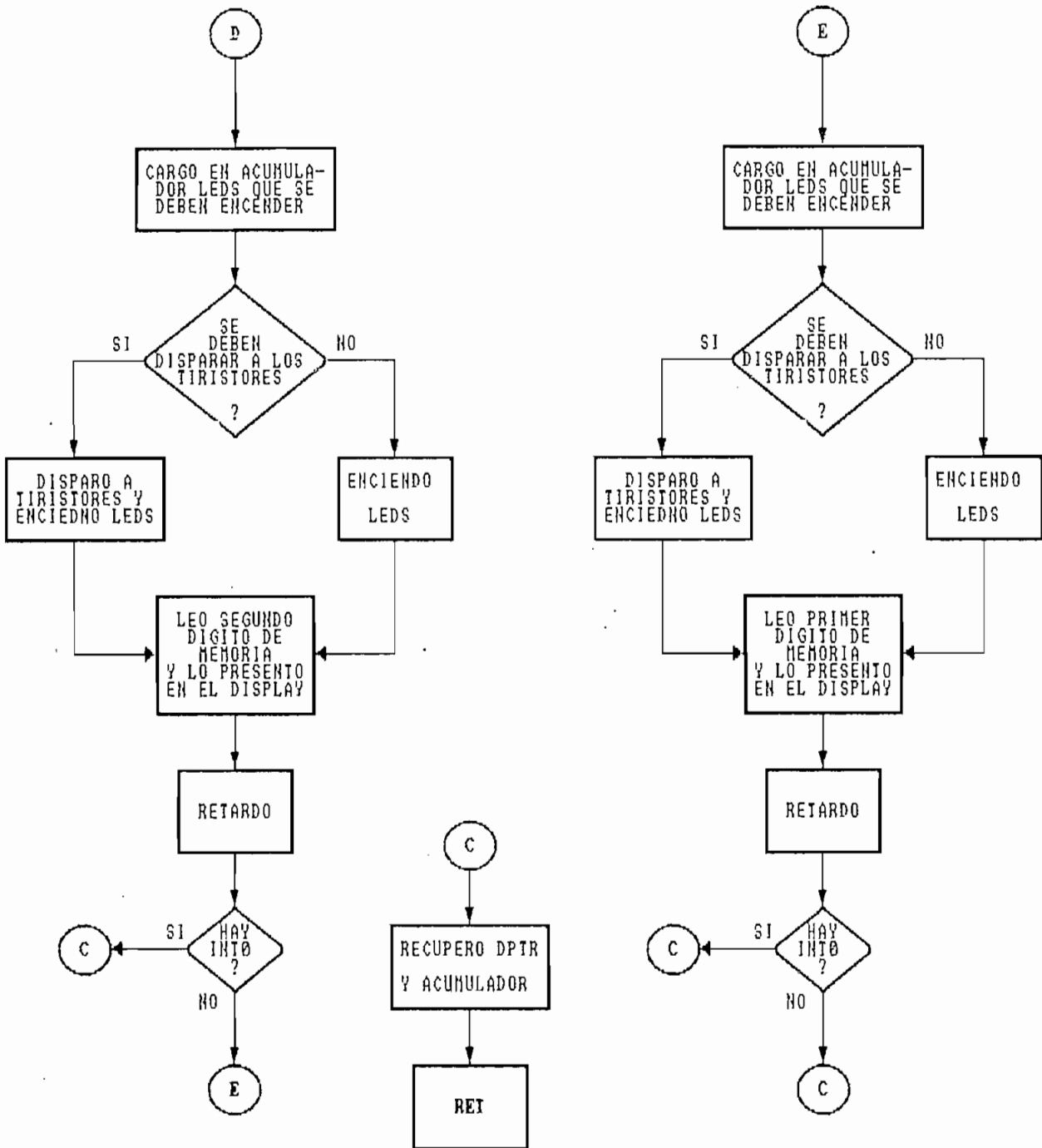


Figura 2.14 Diagrama de flujo de la subrutina DISPLAYON:



2.3.5.3 SUBROUTINA EXINT0:.

Es la subrutina de atención a la interrupción externa 0. Las señales que generan interrupción son los cruces por cero y las teclas, por lo tanto esta subrutina sirve para saber quien generó interrupción.

Las interrupciones de teclado llegan por las líneas EXT-INT4 a EXT-INT7, las interrupciones de cruce por cero llegan por las líneas EXT-INT0 a EXT-INT3, la línea que corresponde a EXT-INT3 está siempre en 1L para que las demás señales puedan generar interrupción.

En los esquemas circuitales que se encuentran en el anexo No.1 se puede observar a que corresponde cada línea de interrupción, y estas son:

- EXT-INT0 cruce por cero de la fase A
- EXT-INT1 cruce por cero de la fase B
- EXT-INT2 cruce por cero de la fase C
- EXT-INT3 1L
- EXT-INT4 Tecla 1
- EXT-INT5 Tecla 2
- EXT-INT6 Tecla 3
- EXT-INT7 Tecla 4

Si no hay cruce por cero o si no hay tecla presionada todas las señales están en alto, el momento en que hay un

cruce por cero o una tecla presionada se tiene una señal en bajo en la línea correspondiente. Esto nos determina qué dato debemos tener cuando se genere una interrupción, así de este modo podremos clasificarla. Los datos que tendríamos en las entradas EXT-INT0 a EXT-INT7 de acuerdo a la señal que genere interrupción serían:

cruce por cero de la fase A	7XH
cruce por cero de la fase B	BXH
cruce por cero de la fase C	DXH
Tecla 1	X7H
Tecla 2	XBH
Tecla 3	XDH
Tecla 4	XEH

Donde X = no importa, es decir que podemos tener cualquier cosa. Primero se setea una bandera para indicar que ha habido interrupción externa 0.

Una vez que se lee el dato que se encuentra en las entradas de las interrupciones, se separan los nibbles para poder determinar si es cruce por cero o tecla presionada de acuerdo a los datos indicados anteriormente. Así, después de saber exactamente quien generó interrupción se setea la bandera correspondiente y se sale del programa. Entonces a la final se tienen seteadas dos banderas, una que me indica que hubo interrupción y la otra que me indica quien la generó. El diagrama de flujo se indica en la figura 2.15

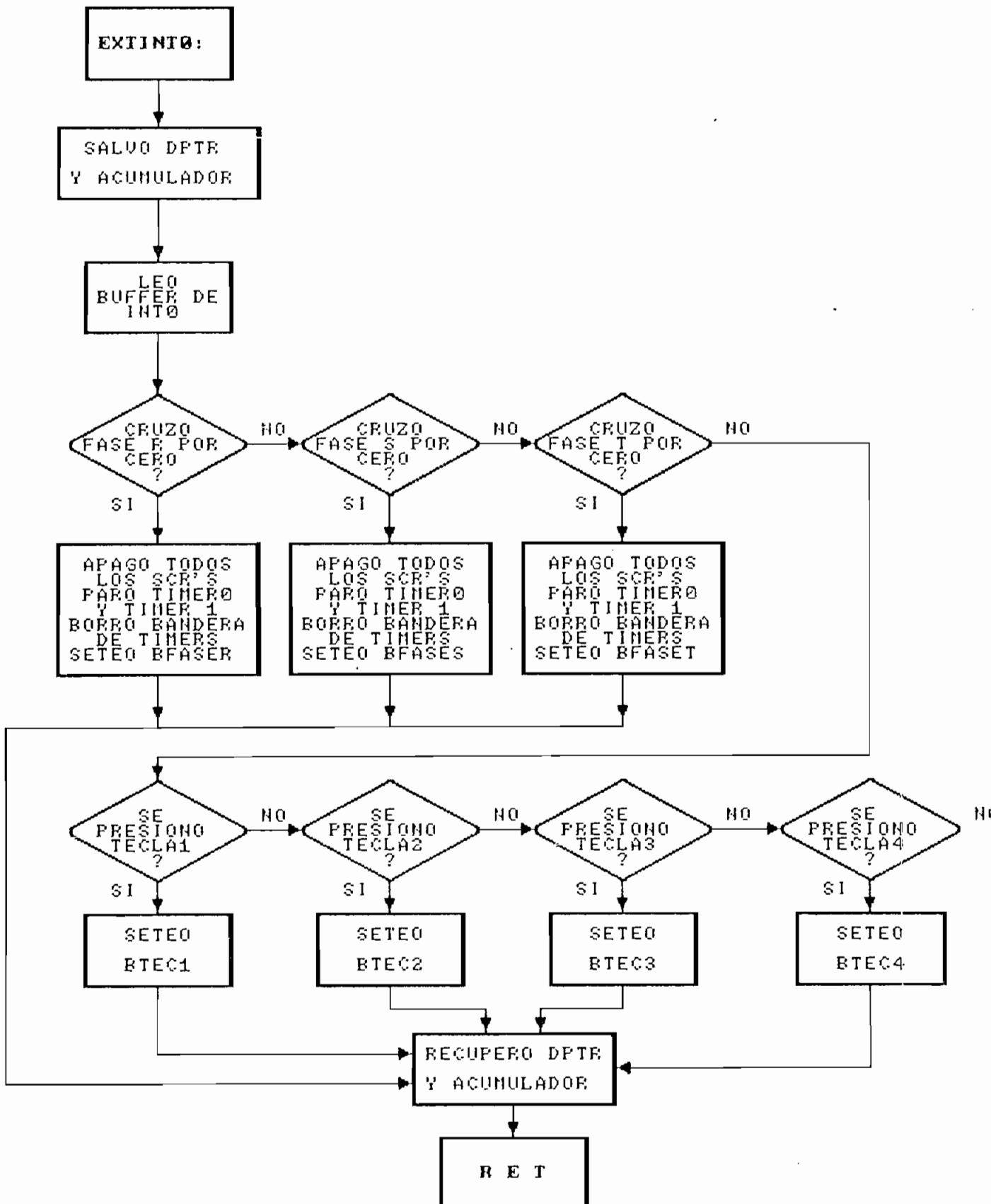


Figura 2.15 Diagrama de flujo de la subrutina EXINT0:

2.3.5.4 SUBROUTINA TIMER0:.

El momento en que se cumple el retardo adecuado para disparar a los tiristores se genera la interrupción del timer0.

Esta subrutina para al timer0, dispara a los tiristores, setea una bandera para indicar que ya se está en el ángulo de disparo, habilita al timer1 (para generar los pulsos de disparo) y lo arranca, y carga a un contador con el número 5, este contador sirve para contar el número de pulsos de disparo. El diagrama de flujo de la subrutina TIMER0: se indica en la figura 2.16.

2.3.5.5 SUBROUTINA TIMER1:.

Cumplido el retardo del timer1, se para el timer1, se desactiva la salida de disparo de los tiristores, se setea la bandera del timer 1 y se resetea la bandera del timer0. se carga nuevamente al timer1, se decrementa en uno el contador cargado en la subrutina TIMER0, si no es cero se arranca nuevamente al timer1 y se sale de la subrutina, y si es cero se deshabilita el timer1 y se sale de la subrutina. La secuencia de activado y desactivado de los disparos de los tiristores de acuerdo a como decrementa el contador se indica a continuación.

Contador	Señal de Compuerta
5	activada
4	desactivada
3	activada
2	desactivada
1	activada
0	desactivada

Como se puede ver después de haber atendido a la interrupción del timer1 por cinco veces (número de veces que indica el contador) se deja de dar pulsos de disparo a los tiristores, pero con los tres pulsos que se dieron los tiristores quedan encendidos.

En la segunda vez que se atiende a la interrupción del timer1 se resetea la bandera del timer1 y se setea la bandera del timer0, este seteo y reseteo de la bandera del timer 1 es para generar los tres pulsos de disparo, y el seteo y reseteo de la bandera del timer0 es para que en la subrutina DISPLAYON se encienda a los leds y se den pulsos de disparo o no a los tiristores dependiendo cas. El valor con el que se carga el timer1 es con 0FFFCH, con este valor el tiempo de duración de los pulsos de disparo es de 36 ciclos de máquina, este valor incluye los ciclos de máquina de las instrucciones de la subrutina, cada ciclo de máquina es de 1.63µs (con cristal de 7.3720MHz), entonces los pulsos de disparo duran 58.68µs. El diagrama de flujo de la subrutina TIMER1, se muestra en la figura 2.16

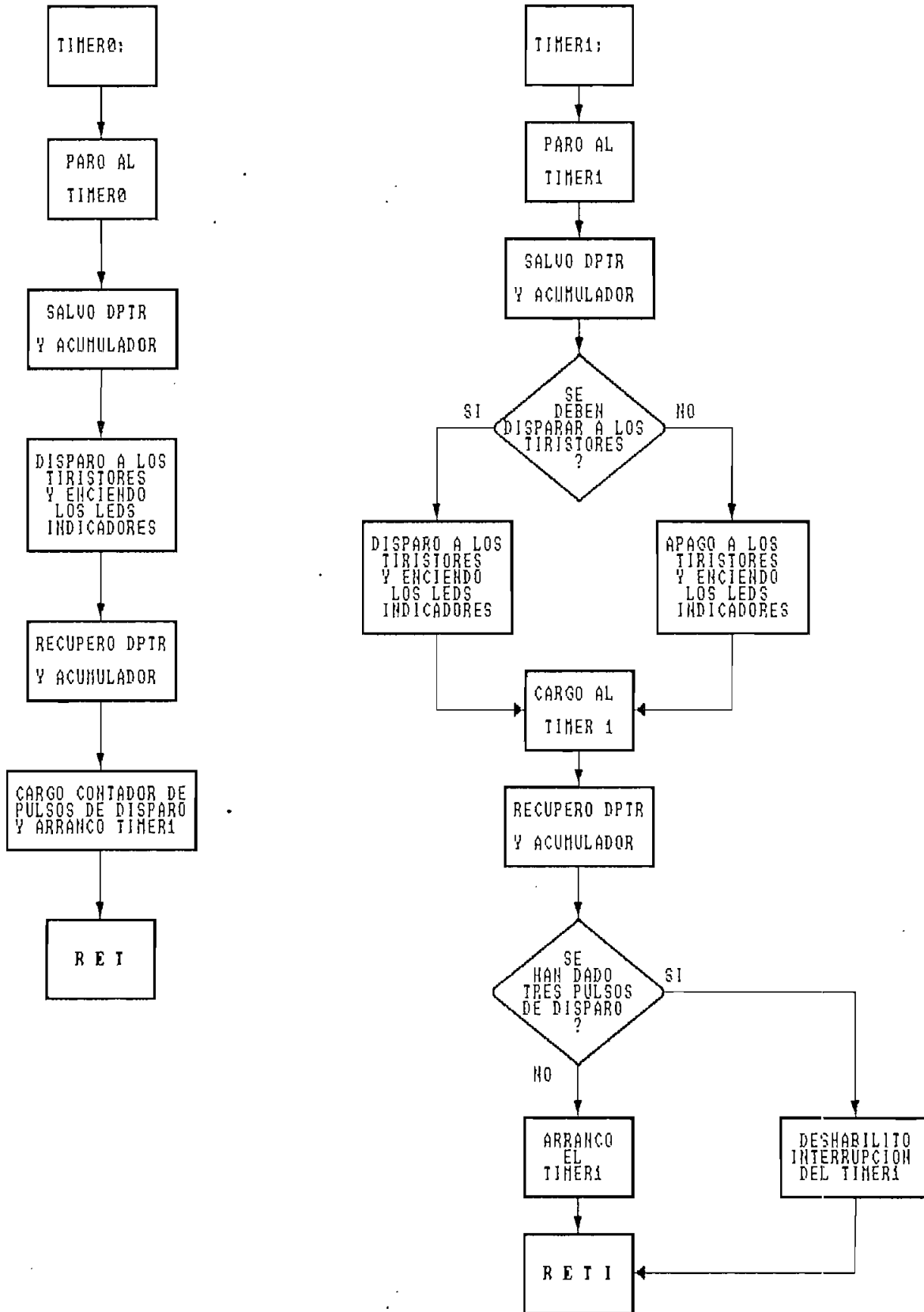


Figura 2.16 Diagramas de flujo de las subrutinas TIMER0: y TIMER1:

2.3.5.6 SUBROUTINA VARIARALFA:.

Después de saber qué tecla se ha presionado en la subrutina EXINT0, en esta subrutina se varia el ángulo de disparo de acuerdo a la tecla presionada.

Con la tecla 1 se baja 1 grado, con la tecla 2 se sube un grado, con la tecla 3 se baja 5 grados y con la tecla 4 se sube 5 grados.

De acuerdo a la bandera seteada por la tecla presionada, en esta subrutina se varia un puntero sumando o restano 1 o sumando o restando 5, se carga al DPTR con la localidad de memoria de las tablas de datos de las centenas y de las decenas y unidades del ángulo de disparo, con el valor del puntero y con la instrucción MOVC A,@A+DPTR se carga en las localidades DIG43 y DIG21 los valores de las centenas y, decenas y unidades del ángulo de disparo. Realizada esta acción se sale de la subrutina. Este mismo puntero nos sirve para cargar al timer0 con el valor adecuado para que nos de el retardo correcto de acuerdo al ángulo de disparo.

Si se ha llegado al ángulo máximo o mínimo, el puntero no se varia y se sale de la subrutina, esta comparación se hace de igual manera si es que se baja o sube en 1 grado el ángulo de disparo o si se baja o sube en 5 grados el ángulo de disparo. Para subir o bajar en 5 grados α , se lo hace de

1 en 1 y comparando a cada momento si se ha llegado al ángulo máximo o al ángulo mínimo.

El diagrama de flujo de la subrutina VARIARALFA: se encuentra en la figura 2.17.

2.3.5.7 SUBRUTINA CHECKDISP:.

En esta subrutina se hace un chequeo del display y de los leds para ver qué dígitos y leds están bien o mal.

El chequeo consta de encender y apagar los leds por tres veces, y poner en el display el número 8888 y el número 000F por tres veces, que equivale a encender y apagar totalmente el display.

El diagrama de flujo de la subrutina CHECKDISP: se encuentra en la figura 2.18.

2.3.5.8 SUBRUTINA CHECKSEC:.

Se hace el chequeo de la secuencia de fases. Se considera secuencia positiva de fases a la secuencia ABC, los cruces por cero deben llegar en la secuencia ...ACBACB..., esto se indica en la figura 2.10. Si los cruces por cero llegan en otra secuencia se considera

secuencia negativa.

El momento de entrar a esta subrutina se enciende el primer led (READY) que nos indica que se puede conectar la alimentación trifásica. Si la secuencia es positiva se enciende el primer y segundo led (SEC+) y se sale de la subrutina, si la secuencia es negativa se enciende el primer y tercer led (SEC-) y se espera a que se conecte la alimentación en la secuencia correcta.

El diagrama de flujo de la subrutina CHECKSEC, se indica en la figura 2.18.

2.3.5.9 SUBROUTINA RETARDO:.

Nos da un retardo entre la presentación de un dígito y otro, durante este retardo el dígito permanece encendido, y en la subrutina DISPLAYON: después del retardo se lo apaga. La duración óptima de este retardo se lo escogió después de algunas pruebas experimentales y quedó con el valor de 29 ciclos de máquina, que equivale a $29 * 1.63 \mu s = 47.27 \mu s$.

Este valor del retardo es para tener una iluminación buena en el display y para que no le afecte a la duración del tren de pulsos. Si el retardo es menor, la iluminación es mala, y si el retardo es mayor, los pulsos de disparo tienen una mayor duración y cuando se está en el ángulo

máximo de disparo hay problemas en el control disparándose tiristores que no deben.

En el programa principal se espera hasta que esté seteada la bandera de interrupción \emptyset para discriminar entre cruce por cero y tecla presionada. Si es cruce por cero se procede a cargar al timer \emptyset .

En la subrutina DISPLAYON, es el único momento en que se hace un llamado a la subrutina RETARDO,. Si es que se está dentro de la subrutina RETARDO y hay un cruce por cero, se atiende a la interrupción y se regresa a la subrutina, se continúa con la subrutina y se sale de la misma después de cumplirse el retardo. Esto provoca que transcurran algunos ciclos de máquina hasta que se tenga que cargar al timer \emptyset en la subrutina LOADT \emptyset :, exactamente no se puede saber cuantos ciclos de máquina transcurren para poder compensarlos, por lo cual el ángulo de disparo varía del valor deseado.

Para disminuir un poco este problema se incluye dentro de la subrutina RETARDO: la opción de salir de la misma el momento en que hay una interrupción externa \emptyset , ya sea esta de cruce por cero o tecla presionada.

El diagrama de flujo de la subrutina RETARDO: se indica en la figura 2.18.

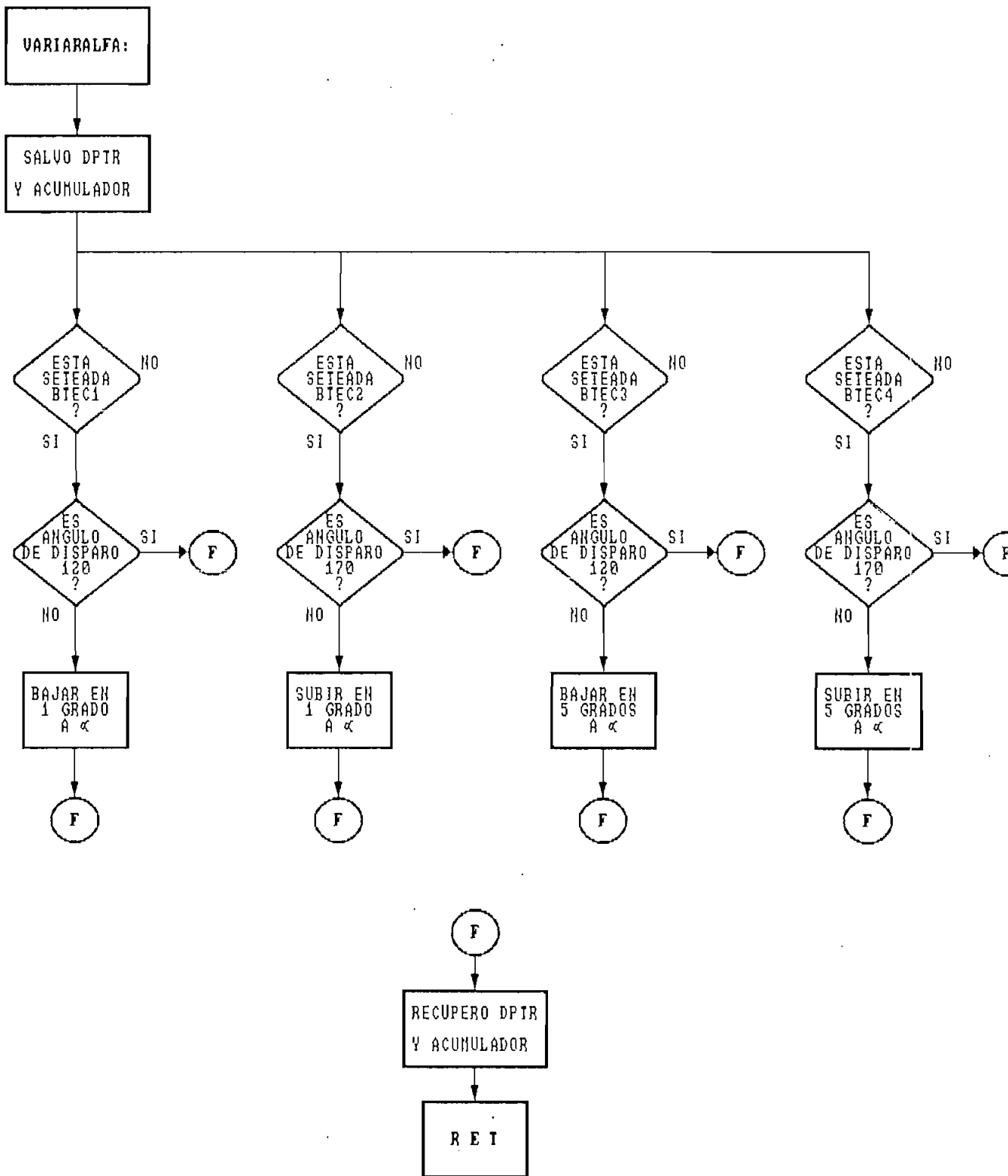


Figura 2.17 Diagrama de flujo de la subrutina VARIARALFA:

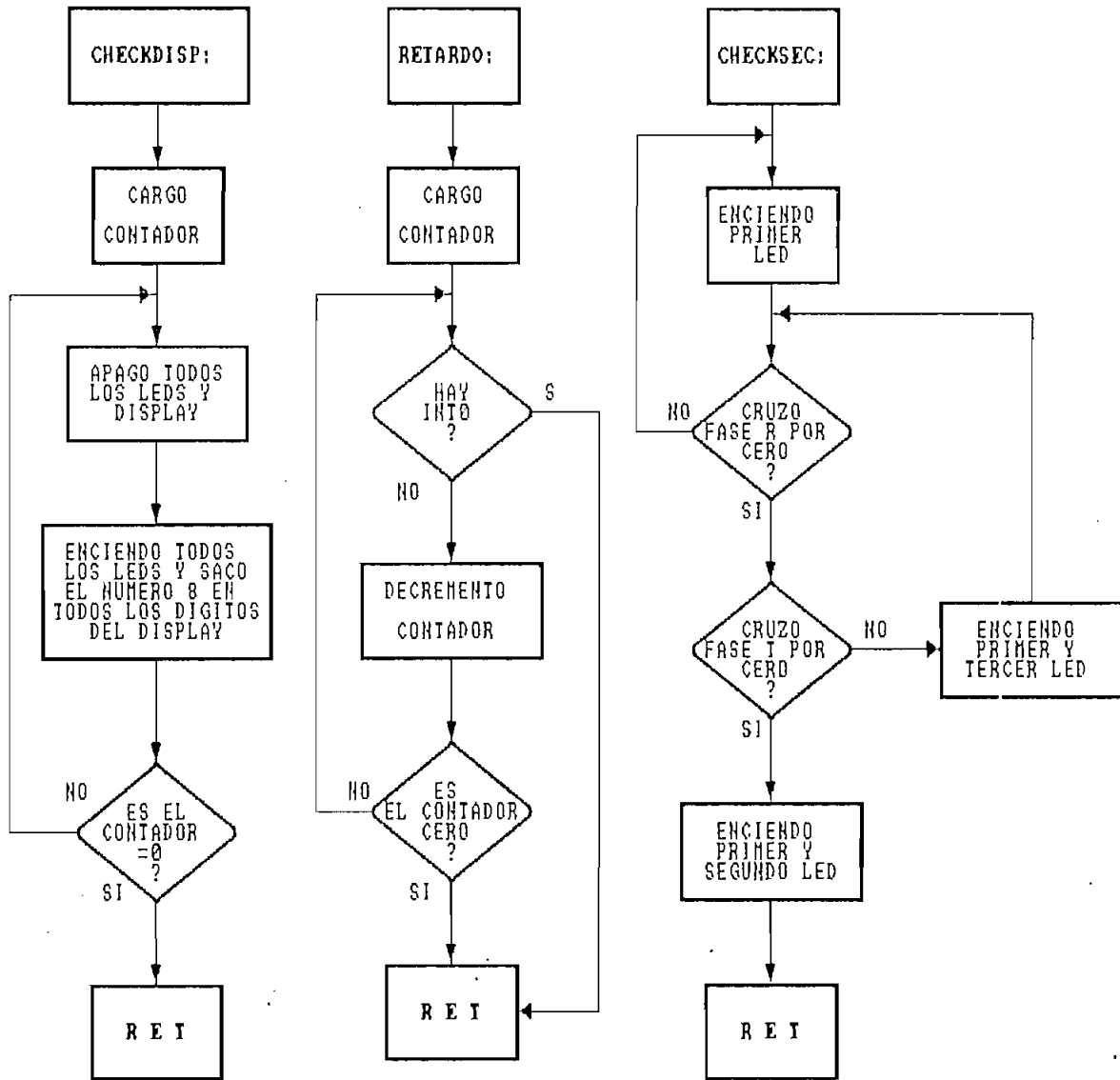


Figura 2.18 Diagramas de flujo de las subrutinas CHECKDISP, CHECKSEC, Y RETARDO;

2.3.5.10 SUBROUTINA LOADT0:.

Se carga al timer1 para tener el tiempo de duración de los pulsos de disparo. Se carga a DPTR con el valor de la localidad de memoria de las tablas de datos de los valores de TH0 y TL0, con el valor del puntero calculado en la subrutina VARIARALFA: y por medio de la instrucción `MOVC A,@A+DPTR` se carga a TH0 y TL0 con los valores adecuados.

Para saber cual es el valor con el que se debe cargar al timer0 para que nos dé un retardo adecuado debemos tomar un cruce por cero de referencia para que desde ese momento empiece a contar el timer0. También se necesita saber cual debe ser la secuencia de encendido de los tiristores; para lo cual se sabe que el ángulo mínimo de disparo es de 120° y el máximo es de 180° . En las figuras 1.35, 1.36, 1.37 y 1.38, numeral 1.3.1 se indican la secuencia con la que debe dispararse los tiristores para algunos ángulos de disparo. Los 3 pulsos de disparo se los da en el ángulo alfa y duran 180 ciclos de máquina, es decir $180 * 1.63 \mu s = 293.4 \mu s$ (6.24°) y luego se deja de dar pulsos, entonces la secuencia de los pulsos para cualquier ángulo entre 120° y 180° sería la que se indica en la figura 2.19 [29]. Por ejemplo, si se desea disparar a los tiristores T1 y T6 con un ángulo entre 120° y 180° , debemos tomar como referencia al cruce por cero de la fase C y generar retardos de 0° a 60° .

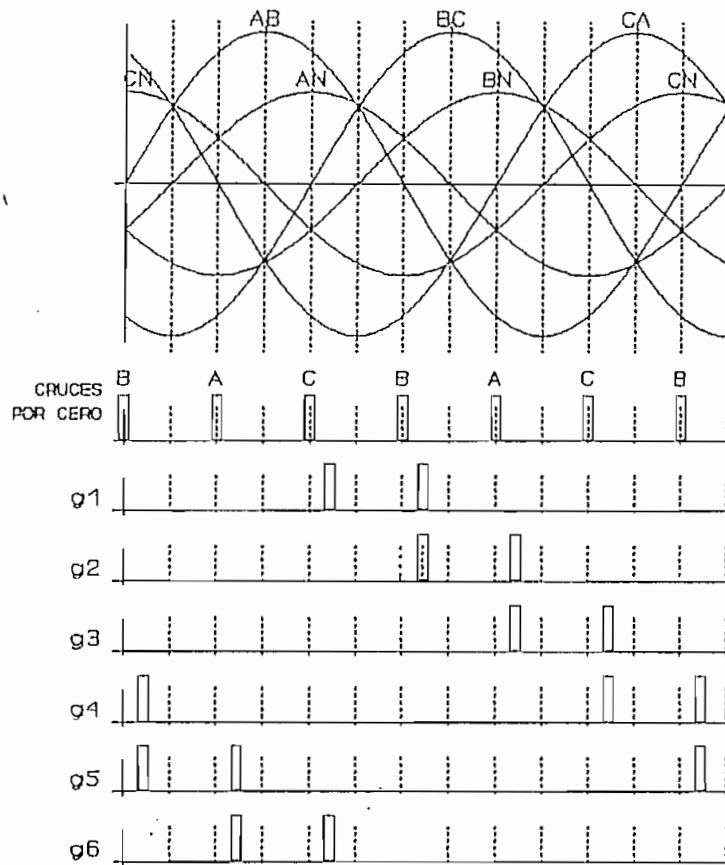


Figura 2.19 Secuencia de disparo de los tiristores.

Las referencias y retardos para los diferentes tiristores se encuentran en la tabla que se indica a continuación.

VOLT	ON	OFF	REF	RETARDO
$AB > 0$	T1-T6	T5	C	$0^\circ - 60^\circ$
$CA < 0$	T1-T2	T6	B	$0^\circ - 60^\circ$
$BC > 0$	T2-T3	T1	A	$0^\circ - 60^\circ$
$AB < 0$	T3-T4	T2	C	$0^\circ - 60^\circ$
$CA > 0$	T4-T5	T3	B	$0^\circ - 60^\circ$
$BC < 0$	T5-T6	T4	A	$0^\circ - 60^\circ$

Una vez que se sabe cuales son las referencias y los retardos, se debe calcular los valores con que se debe cargar al timer0.

Por ejemplo, si se desea tener un ángulo de disparo de 140° , debemos tener un retardo de 20° que equivale a $926\mu s$. Cada ciclo de máquina es 12 periodos del cristal, con un cristal de 7.3728MHz, el ciclo de máquina es de $1.63\mu s$, para generar un retardo de $926\mu s$ se debe hacer que el timer0 cuente $926\mu s / 1.63\mu s = 568$ ciclos de máquina.

Desde que existe una interrupción externa 0, generada por un cruce por cero, hasta que se carga al timer0 transcurren 100 ciclos de máquina. Desde el momento que hay la interrupción del timer0 hasta que se disparan a los tiristores transcurren 14 ciclos de máquina. Por lo tanto el valor con que se debe cargar al timer0 debe ser el calculado más 110 ciclos de máquina.

A los 568 ciclos de máquina que debe contar el timer0 se le resta 114 ciclos y nos da 454 ciclos de máquina, de esta manera el timer0 se debe cargar con el valor de $65535 - 454 = 65081$ que equivale a FE38H. Así de esta manera se compensa el tiempo de procesamiento para poder disparar a los tiristores en el ángulo correcto.

Como los tres pulsos de disparo se demoran 6.24° , para que no haya problemas en el control se restringe el ángulo

máximo de disparo a 170° , para que los pulsos de disparo lleguen a 176.24° y no haya problemas con el siguiente cruce por cero que ocurriría a los 180° .

Para un ángulo de disparo de 120° se debería disparar apenas hay el cruce por cero, pero como se indicó, 100 ciclos de máquina son los mínimos que pasan desde que existe una interrupción externa \emptyset hasta que se carga el timer \emptyset con el valor correspondiente, y 10⁷ ciclos son los que se demora desde que hay interrupción del timer \emptyset hasta el disparo de los tiristores, entonces desde la interrupción \emptyset hasta el disparo de los tiristores hay 110 ciclos mínimo, que equivale a $110 * 1.63\mu s = 179.3\mu s = 3.87^\circ$. Por la razón indicada el ángulo mínimo de disparo no es de 120° , sino de 124° , en el programa los valores del timer \emptyset para 120° hasta 124° se probaron experimentalmente hasta que no hubo problemas en el disparo de los tiristores, así los valores con que se deben cargar al timer \emptyset para estos ángulos quedaron de la siguiente manera.

120°	FFFAH
121°	FFF8H
122°	FFF7H
123°	FFF6H
124°	FFF5H

Se carga al timer \emptyset con estos valores para que haya una diferencia entre los ángulos de disparo de 120° a 124° .

Entonces se debe hacer los cálculos para generar retardos de 5° a 50° , estos cálculos se realizan de manera similar al ejemplo del ángulo de disparo de 140° y se los graba en la tabla de datos de la memoria.

La subrutina LOADT0, también determina las fases que deben dispararse de acuerdo al cruce por cero que se tenga. Para disparar a los tiristores en la secuencia indicada se deben tener en las salidas OUT8 - OUT15 los siguientes datos:

ON	OUT							
	15	14	13	12	11	10	9	8
T1,T6; T3,T4	1	1	0	0	X	X	X	X
T2,T3; T5,T6	0	1	1	0	X	X	X	X
T1,T2; T4,T5	1	0	1	0	X	X	X	X

Las salidas OUT8, OUT9 y OUT10 son para encender a los leds, por lo que la condición de no importa se la reemplaza por 0, y en el programa se hace un OR lógico entre la localidad de los tiristores y la localidad de los leds a encenderse.

Los tiristores que deben dispararse dependen de la fase que cruza por cero (referencia). En la siguiente tabla se indican los datos que se reciben de los cruces por cero, para qué tiristores nos sirve de referencia y qué datos se debe dar para disparar a los tiristores.

CRUCE POR CERO	EXT-INT								SCR'S ON	OUT							
	7	6	5	4	3	2	1	0		15	14	13	12	11	10	9	8
FASE A	0	1	1	1	X	X	X	X	2,3;5,6	0	1	1	0	X	X	X	X
FASE B	1	0	1	1	X	X	X	X	1.2;4,5	1	0	1	0	X	X	X	X
FASE C	1	1	0	1	X	X	X	X	1.6;3.4	1	1	0	0	X	X	X	X

Como se puede ver la diferencia entre el dato de entrada y el dato de salida es en un bit, el quinto, por lo cual con el dato de cruce por cero se hace un ANL de este dato con el número 11100000B para obtener los tiristores que deben dispararse.

Antes de salir de la subrutina LOADT0: se habilita a la interrupción del timer0 y se lo arranca.

El diagrama de flujo de la subrutina LOADT0: se encuentra en la figura 2.20

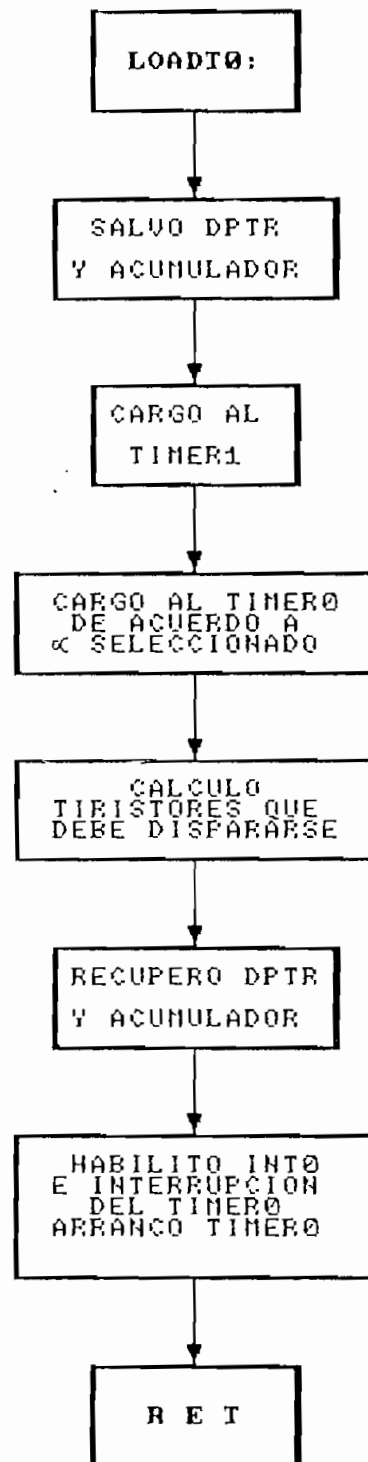


Figura 2.20 Diagrama de flujo de la subrutina LOADT0:

2.4. CIRCUITOS AUXILIARES Y PROTECCIONES.

Los circuitos auxiliares son: fuentes y transformador de alimentación.

2.4.1. DISEÑO DE LAS FUENTES.

Para polarizar a los circuitos integrados, encender a los leds, encender al display y para la tarjeta MCPD51DA se necesita una fuente de $+5V_{DC}$ @ 2Amp. Para los drivers de los tiristores y transmisión serial se necesita una fuente de $+12V_{DC}$ @ 0.5Amp., y por último para la transmisión serial también se necesita una fuente de $-12V_{DC}$ @ 0.5Amp. En resumen se debe diseñar una fuente que nos de las siguientes salidas:

$+5V_{DC}$ @ 2Amp.

$+12V_{DC}$ @ 0.5Amp.

$-12V_{DC}$ @ 0.5Amp.

En la referencia [12] páginas 8.3 a 8.6, hay una guía práctica para la selección de transformadores de fuentes de alimentación y el dimensionamiento del filtros para fuentes DC particulares.

Debido a que se necesitan fuentes de $+12V_{DC}$ y $-12V_{DC}$, se debe usar un rectificador de onda completa con un transformador de tap central y filtros capacitivos, uno para cada fuente. [30]. Primero se debe calcular el voltaje AC

del secundario del transformador que se va a usar y luego se dimensiona el filtro capacitivo que se va a usar en cada fuente.

La configuración en la que se basa para los cálculos que se deben realizar (ya indicados) se muestra en la figura 2.21.

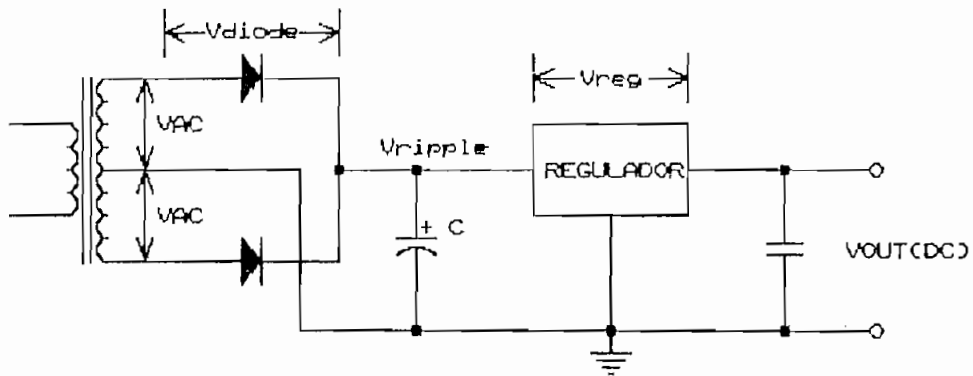


Figura 2.21 Rectificador de onda completa y tap central y regulador.

La siguiente fórmula se utiliza para calcular el voltaje del secundario del transformador.[31]

$$V_{AC} = \frac{V_{OUT} + V_{REG} + V_{DIODE} + V_{RIPPLE}}{0.92} * \frac{V_{NOM}}{V_{LOW LINE}} * \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Donde:

- V_{OUT} = Voltaje DC de salida.
- V_{REG} = Voltaje mínimo de caída en el regulador.
- V_{DIODE} = Voltaje de caída en el rectificador.
- V_{RIPPLE} = Voltaje de rizado, 10% del V_{OUT}
- V_{NOM} = Voltaje nominal AC en el primario del transformador.
- V_{LOW LINE} = Voltaje AC mínimo en el primario del transformador.

Para nuestro diseño tenemos los siguientes datos:

$$V_{OUT} = 12V_{DC}.$$

$$V_{REG} = 4V_{DC}. [32]$$

$$V_{DIODE} = 1.2 \text{ (rectificador tipo puente).}$$

$$V_{RIPPLE} = 1.2.$$

$$V_{NOM} = 110V.$$

$$V_{LOW LINE} = 95V.$$

Así tenemos que V_{AC} sería igual a:

$$V_{AC} = \frac{12+4+1.2+1.2}{0.92} * \frac{110}{95} * \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$V_{AC} = 16.4V$$

Para el cálculo del condensador de filtro se utiliza la siguiente fórmula:

$$C = \frac{I_L}{\Delta V} * 6 * 10^{-3}$$

Donde: I_L = Corriente DC de carga.

ΔV = Voltaje de rizado pico-pico.

La corriente de carga para las fuentes de $+12V_{DC}$ y de $+5V_{DC}$ es $I_L = 2.5Amp.$, el voltaje de rizado pico-pico es de $1.2 * 2 = 2.4V$, entonces el condensador para las fuentes positivas debe ser del siguiente valor:

$$C = \frac{2.5}{2.4} * 6 * 10^{-3}$$

$$C = 6250 \mu f$$

$$\text{entonces } C = 6800 \mu f / 35V$$

Para la fuente de $-12V_{DC}$, tenemos, $I_L = 0.5Amp.$, voltaje de rizado pico-pico igual a $2.4V$, entonces el condensador para la fuente negativas es de:

$$C = \frac{0.5}{2.4} * 6 * 10^{-3}$$

$$C = 1250 \mu f$$

$$\text{entonces } C = 2200 \mu f / 35V$$

Para la fuente de $+5V_{DC}$ se utiliza el regulador LM338K, que es un regulador ajustable de voltaje de $1.2V$ a $32V$ y capaz de dar hasta $5Amp.$ La fuente de $+5V_{DC}$ es de $2Amp.$, entonces el regulador que se va a utilizar es el adecuado.

La configuración para ser utilizado este regulador se indica en la figura 2.22.

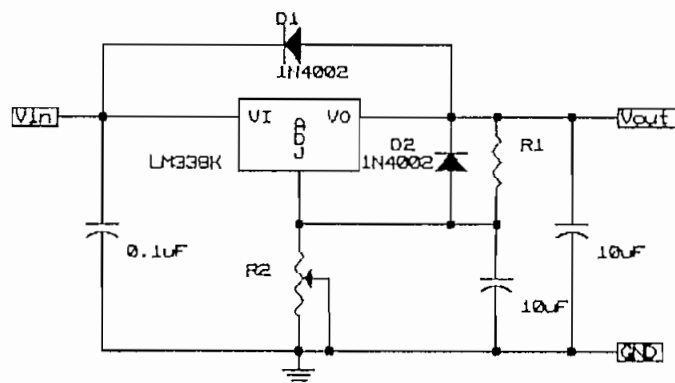


Figura 2.22 Regulador ajustable de voltaje.

donde:

$$V_{OUT} = 1.25 * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$V_{OUT} = 5V$$

$$\text{entonces } R_2 = 358.3\Omega$$

En el diseño se colocó en R_2 un potenciómetro de $1K\Omega$.

Además es necesario colocar a la salida de los reguladores capacitores de $10\mu f$ y de $0.1\mu f$ a tierra para filtrar ruidos que pueden aparecer.

Para indicar que las fuentes están funcionando se puso un led en cada fuente con su respectiva resistencia limitadora de corriente.

Para la fuente de $+12V_{DC}$ y de $-12V_{DC}$ las resistencias se calculan considerando que la caída en el led es de $1.5V$ y que la corriente necesaria para tener una buena iluminación es de $40mA$, entonces las resistencias son de:

$$R = (12V - 1.5V) / 40mA$$

$$R = 262.5\Omega$$

$$\text{entonces: } R = 240\Omega$$

Las fuentes de $+12V_{DC}$ y de $-12V_{DC}$ diseñadas se encuentra en la figura 2.23.

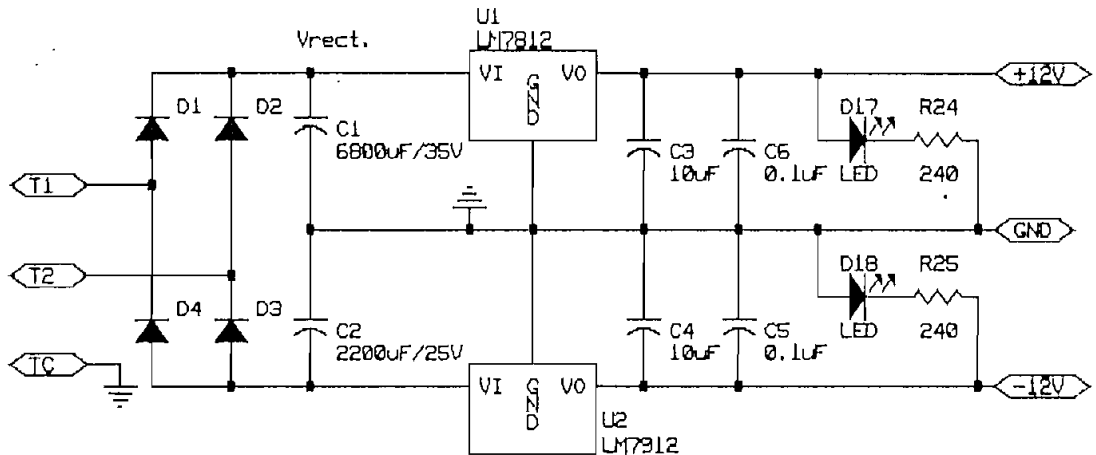


Figura 2.23 Fuentes de +12V_{DC} y -12V_{DC}.

Para la fuente de +5V_{DC} se hacen las mismas consideraciones y la resistencia sería de:

$$R = (5V - 1.5V) / 40mA$$

$$R = 87.5\Omega$$

entonces: $R = 100\Omega$

De la fuente de +5V_{DC} se alimenta a la tarjeta MCPD51DA por lo que es necesario incluir un zener para protección del microprocesador, este zener se puso de 5.6V/5W. Es necesario indicar que la corriente que consume la fuente de 5V_{DC} es de 1Amp. (medida), el voltaje de entrada al regulador LM338K es de $20 * f2 = 28.3V_{DC}$ y el de salida es de 5V_{DC}, por lo que la caída de voltaje en el regulador sería de 23.3. Entonces la potencia que disipa este regulador sería de $23.3V * 1Amp = 23.3W$, que es muy grande. Para corregir este problema se colocó una resistencia a la

entrada del regulador para que se baje el voltaje de entrada y disminuya la potencia disipada del regulador. Esta resistencia se calculó considerando que el voltaje máximo que queremos que entre al regulador sea de 10V, y la corriente (como ya se indicó) es de 1Amp. entonces:

$$R = (28.3V - 10V) / 1Amp.$$

$$R = 18.3\Omega$$

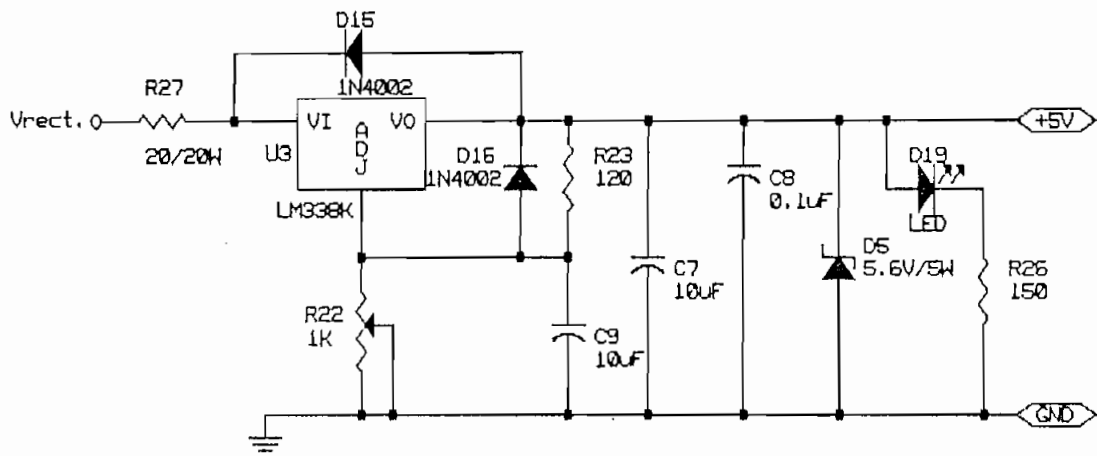
entonces: $R = 20\Omega$

$$P_R = (28.3V - 10V) * 1Amp.$$

$$P_R = 18.3W$$

entonces: $R = 20\Omega/20W$.

La fuente diseñada de +5V_{DC} se indica en la figura 2.24.



Es necesario proteger a la tarjeta MCPD51DA de interferencias y ruidos externos para evitar problemas de: borrado del programa grabado en EPROM, blanqueo del display,

fallas en el control, entre otros. Esto se logra colocando un varistor en la entrada del transformador [33]. También se incluye a la entrada del transformador un fusible para proteger de sobrecorrientes a las fuentes. El secundario tiene 40V_{ac} con tap central y debe dar una corriente de 3Amp., entonces la corriente en el primario es de:

$$I_{\text{primario}} = (40V * 3Amp) / 110$$

$$I_{\text{primario}} = 1.09Amp.$$

Para calcular el fusible se considera un 20% de sobredimensionamiento a la I_{primario} , entonces el fusible debe ser de $1.09 * 1.2 = 1.308Amp$. Se colocó un fusible de 2Amp. Se colocó también una lámpara que indica que el equipo está encendido, y un switch para encenderlo.

Así, el transformador protegido se indica en la figura 2.25.

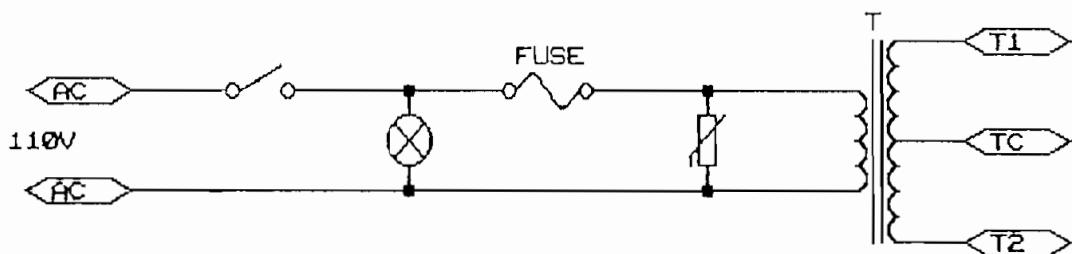


Figura 2.25 Primario del transformador.

2.4.2. DISEÑO DEL TRANSFORMADOR.

El voltaje en cada uno de los dos taps del secundario del transformador se calculó en $20V_{AC}$. La corriente es la suma de las 3 corrientes de las fuentes, es decir da 3Amp. Por lo tanto, se necesita diseñar un transformador de las siguientes características:

$$V_{prim} = 110V_{AC}$$

$$V_{sec} = 40V_{AC} \text{ con tap central.}$$

$$I_{sec} = 3Amp.$$

En la referencia [17] se encuentra un método para diseñar transformadores monofásicos. En este método, los resultados que se obtienen son el número de vueltas en el secundario y en el primario, el hierro laminado a utilizarse y el número del alambre esmaltado a utilizarse en cada devanado.

Para nuestro caso se dispone del hierro laminado, entonces se va a utilizar el método en una forma parcial, y debemos obtener como resultados el número de vueltas que se debe dar en el secundario y en el primario y el número del alambre esmaltado a utilizarse en cada devanado.

Las dimensiones del hierro laminado que se dispone se indican en la figura 2.26.

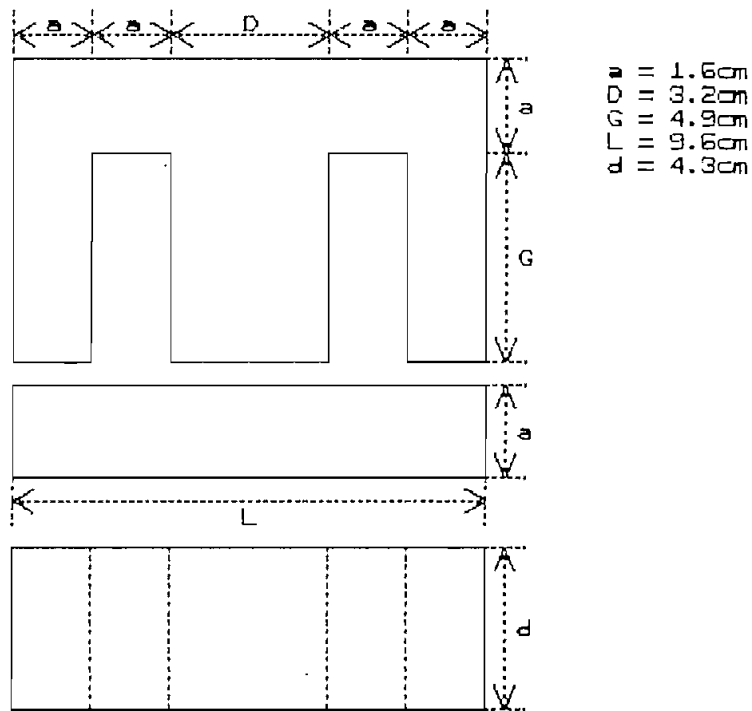


Figura 2.26 Dimensiones del hierro del transformador.

En el cálculo del transformador se utiliza la siguiente nomenclatura:

V_{in} (V_p) Voltaje en el primario.

I_{in} (I_p) Corriente en el primario.

V_{out} (V_s) Voltaje en el secundario.

I_{out} (I_s) Corriente en el secundario.

$VA = V_{out} * I_{out}$ Potencia del transformador.

$A_c = (VA)^{1/2}$ Sección del núcleo de hierro laminado.

$S_p = I_p / \delta$ Sección del alambre del primario.

$S_s = I_s / \delta$ Sección del alambre del secundario.

δ Densidad de corriente

2.5 (trabajo continuo)

3-4 (trabajo no continuo)

Con los datos de corriente en el secundario y del voltaje en el primario y en el secundario, se procede a calcular la sección de los alambres. Primero se necesita dar un valor a la densidad de corriente, que se lo va escoger de 2.5 debido a que una fuente debe trabajar en forma permanente. Entonces:

$$S_s = I_s / \delta$$

$$S_s = 3\text{Amp} / 2.5 = 1.2\text{mm}^2$$

El alambre esmaltado que tiene esta sección es el #16AWG.

$$S_p = I_p / \delta$$

$$I_p = I_s * V_s / V_p$$

$$I_p = 3 * 40 / 110$$

$$I_p = 3 * 40 / 110 = 1.091\text{Amp}$$

$$S_p = 1.091\text{Amp} / 2.5 = 0.4364\text{mm}^2$$

El alambre esmaltado que tiene esta sección es el #20AWG.

Ahora se calcula los voltios por vuelta, para lo cual se utiliza la siguiente expresión:

$$\frac{N}{E} = \frac{10^4}{K * B_m * A_c * f}$$

donde: K = Coeficiente de la forma de onda.

4 (fuente de onda cuadrada).

4.44 (fuente de onda sinusoidal).

B_m = Densidad de flujo (teslas).

0.8 - 1.2 (generalmente 1).

f = Frecuencia de la red.

Hallada la la relación N/E se procede a calcular el número de vueltas del primario y del secundario de la siguiente manera:

N_p = Número de vueltas en el primario.

$$N_p = (N/E) * V_p$$

N_s = Número de vueltas en el secundario.

$$N_s = (N/E) * V_s$$

Primero se necesita conocer la sección del núcleo del hierro laminado. entonces:

$$A_e = D * d = 3.2 * 4.3 = 13.76 \text{ cm}^2$$

Reemplazando estos valores se tiene que:

$$\frac{N}{E} = \frac{10^4}{4.44 * 1 * 13.76 * 60}$$

$$\frac{N}{E} = 2.73$$

Entonces:

$$N_p = 2.73 * 110 = 300 \text{ vueltas.}$$

$$N_s = 2.73 * 40 = 109.2 \approx 110 \text{ vueltas}$$

2.4.3. PROTECCIONES.

Hay una primera protección que es a nivel de Software, que consiste en obligar a que se conecten las fases en secuencia positiva (ABC). Si las fases están en secuencia

negativa, el programa de control no da los pulsos de disparo. A nivel de Hardware se deben poner protecciones de sobrecarga y de cortocircuito.

Para la protección de sobrecarga se considera que los breakers se desconecten cuando exista un 20% de sobrecarga. La corriente máxima que va a circular en cada fase es de 7.882568Amp. (numeral 1.3.2). Con un 20% de sobrecarga se tiene una corriente de $7.882568\text{Amp} * 1.20 = 9.46\text{Amp}$. El equipo fué construido para ser utilizado en el Laboratorio de Electrónica de Potencia. En las mesas de este laboratorio, donde operará el equipo, se dispone de breakers de 10Amp, suficientes para proteger al equipo ya que la corriente se sobrecarga es de 9.46Amp. Estos breakers cambian las características de protección para sobrecarga y sobrecorriente, gracias a una curva extremadamente inversa.

CAPITULO 3

PRUEBA Y RESULTADOS

CAPITULO 3

3. PRUEBAS Y RESULTADOS.

Lo más interesante que se pudo observar luego de las pruebas, es que todo el desarrollo teórico del convertidor AC-AC monofásico con carga inductiva, y las simulaciones del convertidor AC-AC trifásico con carga inductiva, se ve totalmente confirmado por los resultados obtenidos, como se expone a continuación.

3.1. OPERACION DEL CONVERTIDOR AC-AC MONOFASICO.

3.1.1. VARIACION DE VOLTAJES Y CORRIENTES EN FUNCION DEL ANGULO DE ACTIVADO DE LOS TIRISTORES.

La variación del ángulo de disparo del convertidor AC-AC monofásico se lo hizo con el circuito típico de disparo con UJT. Variando el ángulo de disparo cada 15° se tomó datos de voltaje en la línea, voltaje en la carga, corriente en la carga, corriente por un tiristor.

Para medir el voltaje RMS en la línea y en la carga se utilizó el multímetro digital FLUKE 87. Con estos datos se obtuvieron los gráficos de las figuras 3.1 y 3.2.

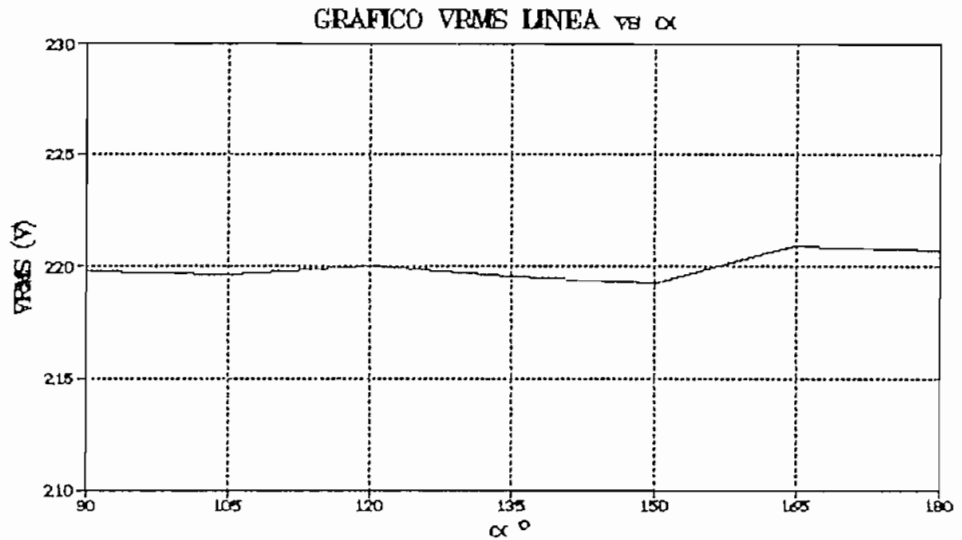


Figura 3.1 Gráfico V_{RMS} LINEA vs ángulo de disparo α

En el gráfico del voltaje RMS en la carga vs α , están superpuestas las curvas teóricas y las medidas para efectos de comparación.

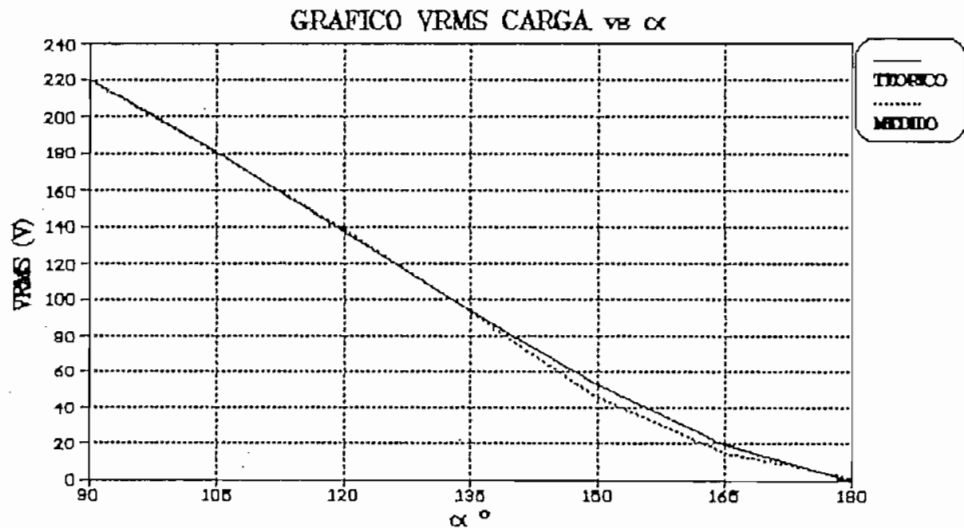


Figura 3.2 Gráfico V_{RMS} CARGA vs ángulo de disparo α

Para medir la corriente RMS en la carga y en un tiristor, se utilizó una pinza de corriente de efecto Hall (FLUKE Y8100). Con los valores obtenidos se obtuvieron los gráficos de las figuras 3.3 y 3.4. En estos gráficos también están superpuestos los valores teóricos y los medidos.

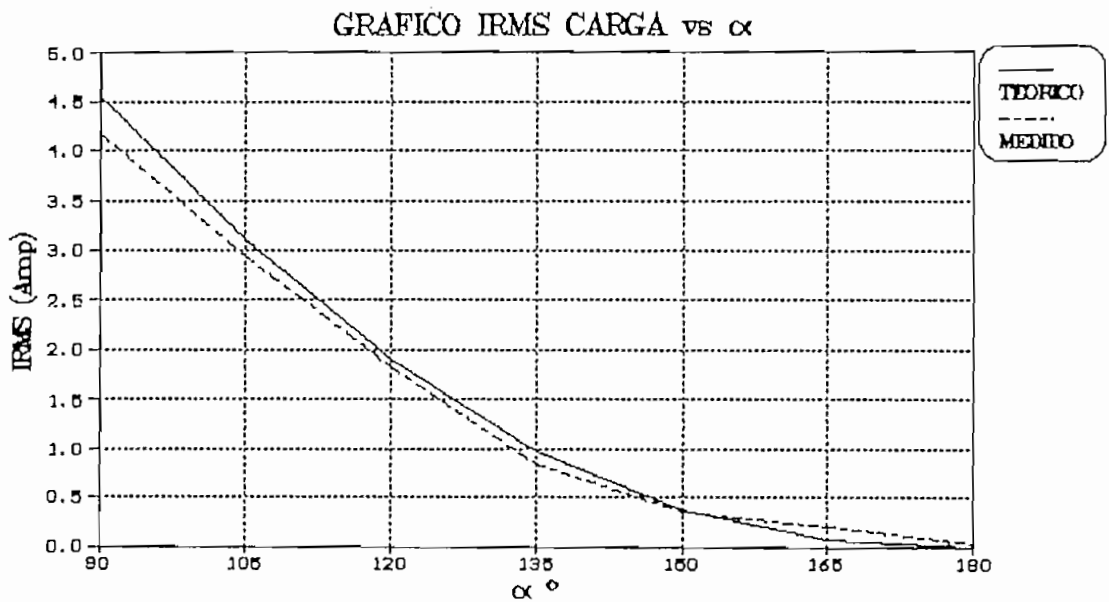


Figura 3.3 Gráfico I_{RMS} CARGA vs ángulo de disparo α

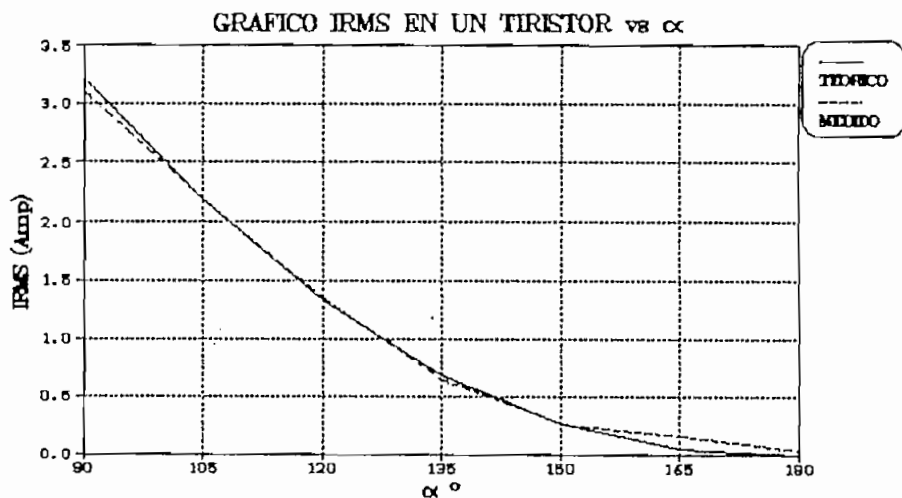


Figura 3.4 Gráfico I_{RMS} TIRISTOR vs ángulo de disparo α

3.1.2. FORMAS DE ONDA DE VOLTAJES Y CORRIENTES.

Además de tener la variación de los valores de voltajes, corrientes en función de α , también es importante tener las formas de onda de estos parámetros en función de ángulo de disparo. Resulta interesante también tener las formas de onda del voltaje ánodo-cátodo, y del voltaje en la red superpuesto con la corriente en la red.

Para graficar las formas de onda se utilizó el osciloscopio análogo/digital TEKTRONIX 2220, disponible en el Laboratorio de Electrónica de Potencia, el mismo que dispone de una salida para plotter.

Se tomaron formas de onda para ángulos de 90° a 180° en pasos de 15° . Hay formas de onda para ciertos ángulos de disparo, que no se pudieron graficar debido a que eran muy pequeñas y en el osciloscopio no aparecían bien definidas.

Estas formas de onda se indican en las figuras 3.5 a la 3.33

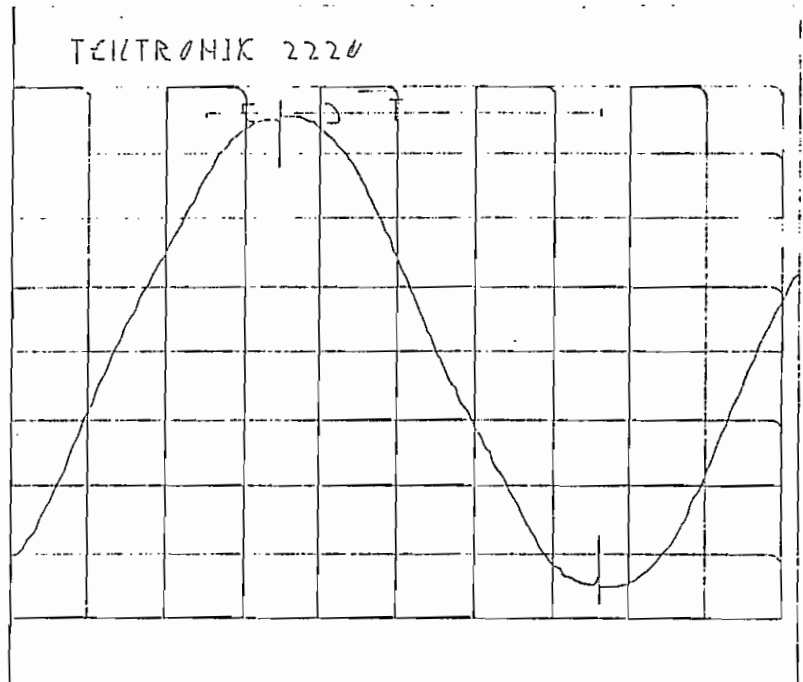


Figura 3.5 Voltaje en la carga para $\alpha = 90^\circ$.

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

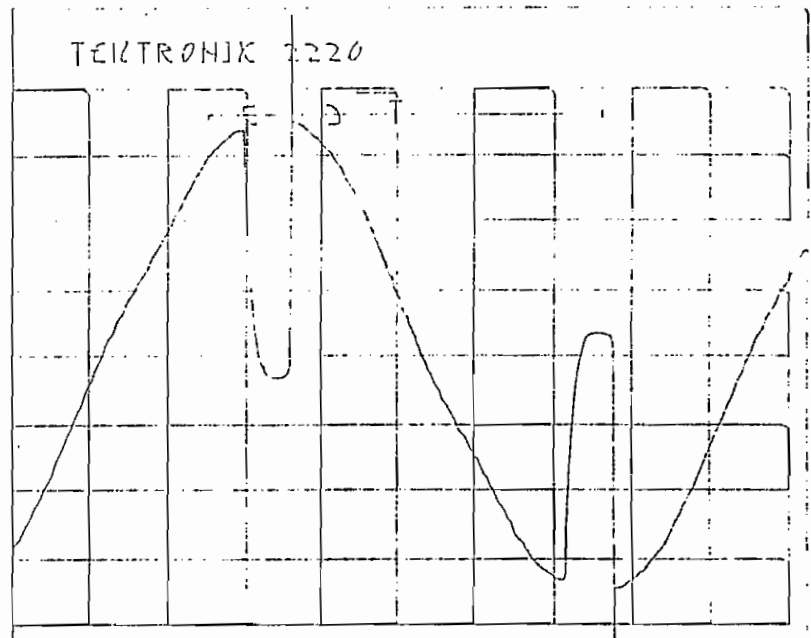


Figura 3.6 Voltaje en la carga para $\alpha = 105^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

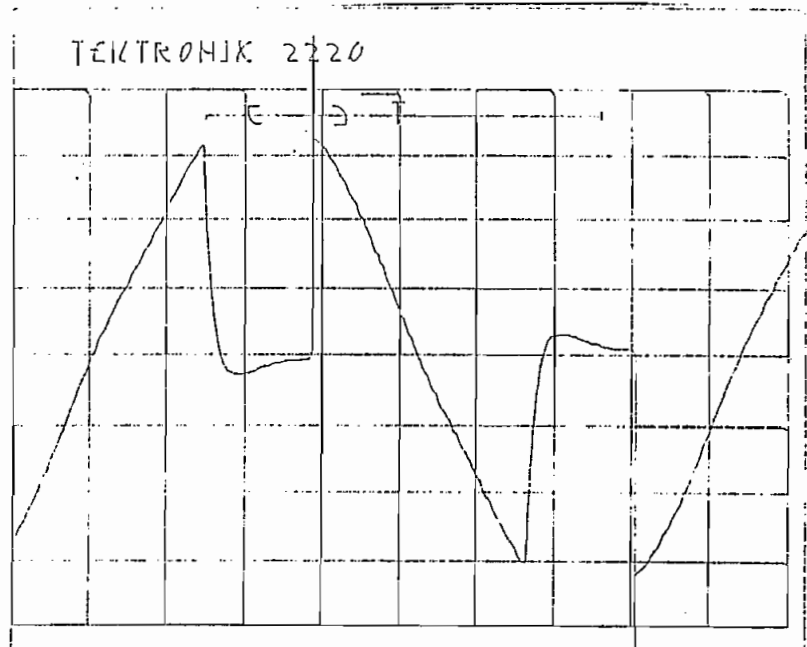


Figura 3.7 Voltaje en la carga para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

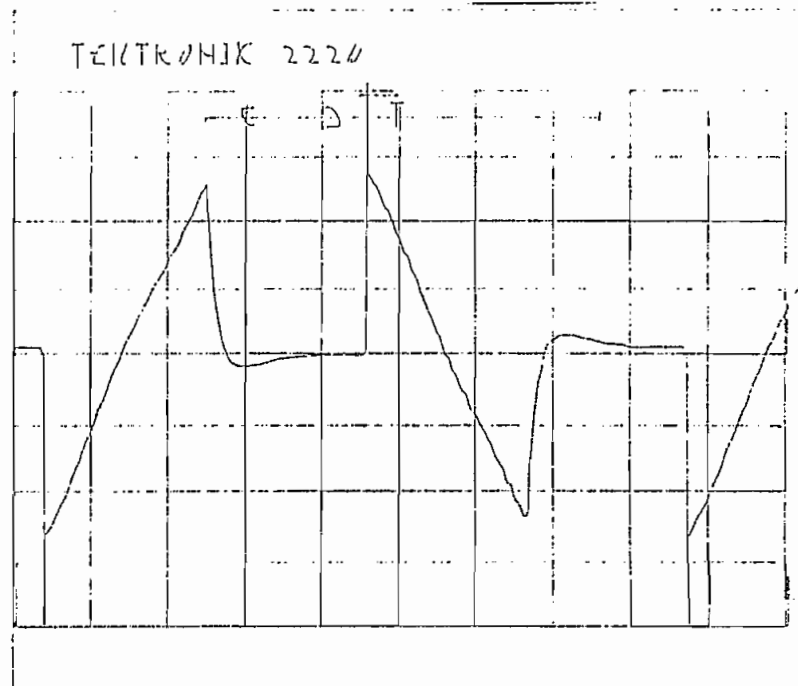


Figura 3.8 Voltaje en la carga para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

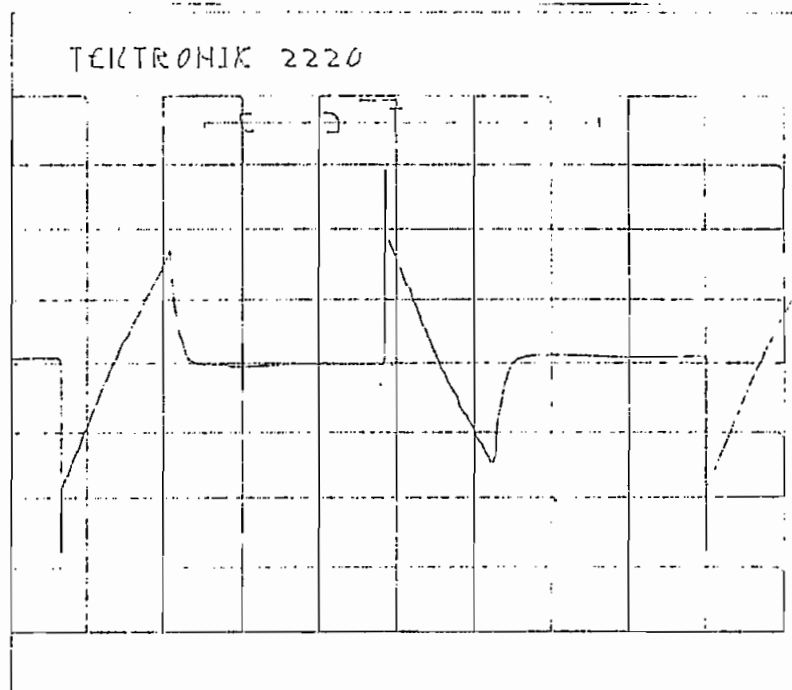


Figura 3.9 Voltaje en la carga para $\alpha = 150^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

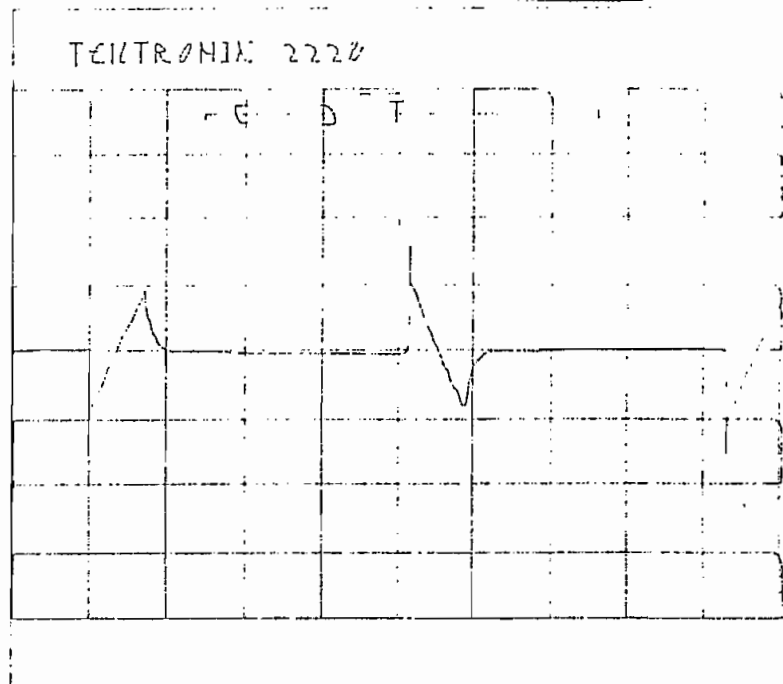


Figura 3.10 Voltaje en la carga para $\alpha = 165^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

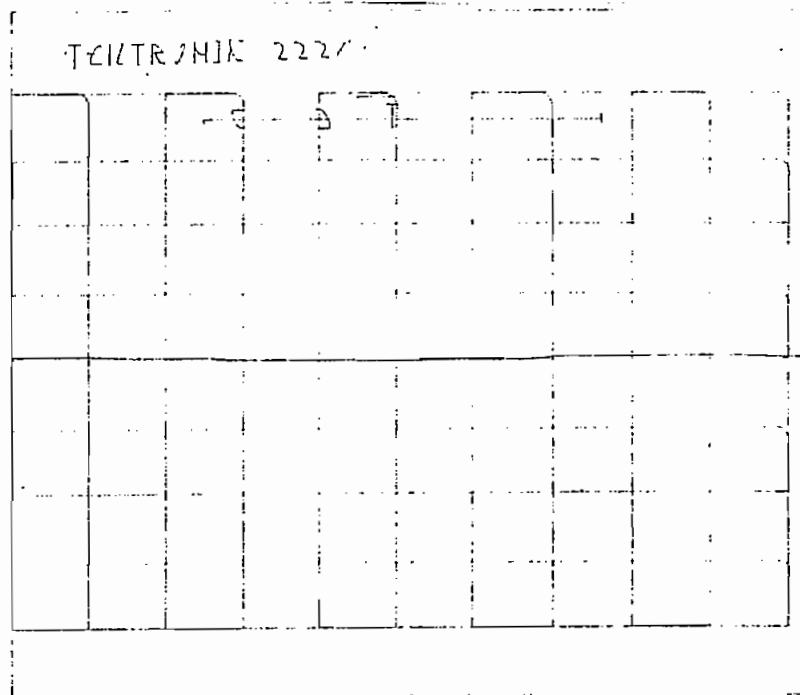


Figura 3.11 Voltaje en la carga para $\alpha = 180^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
Y = 100V/div.

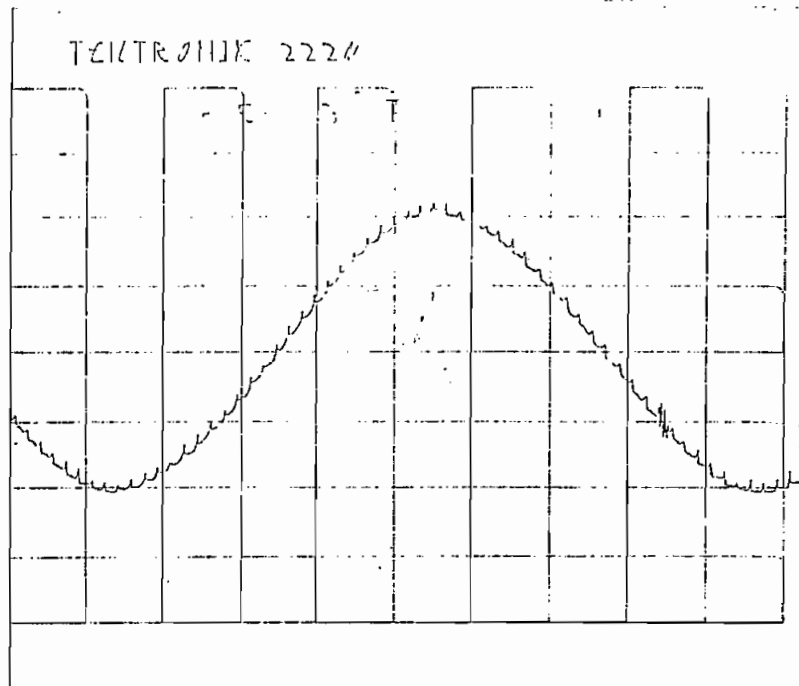


Figura 3.12 Corriente en la carga para $\alpha = 90^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
Y = 2Amp/div.

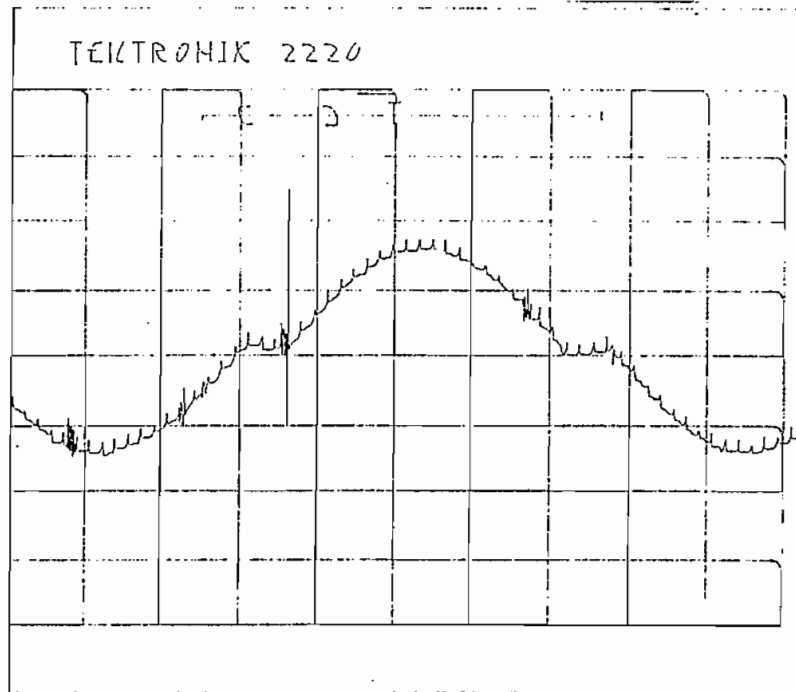


Figura 3.13 Corriente en la carga para $\alpha = 105^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

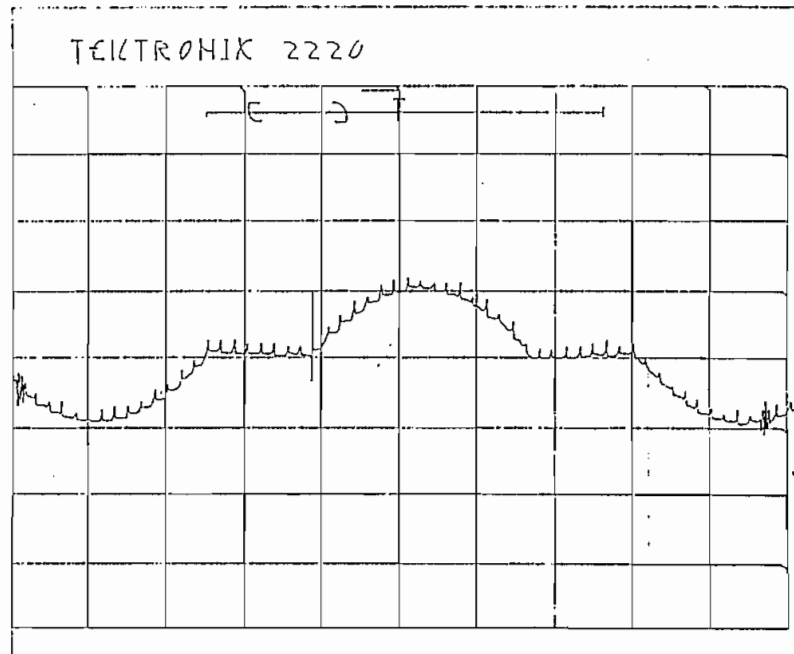


Figura 3.14 Corriente en la carga para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

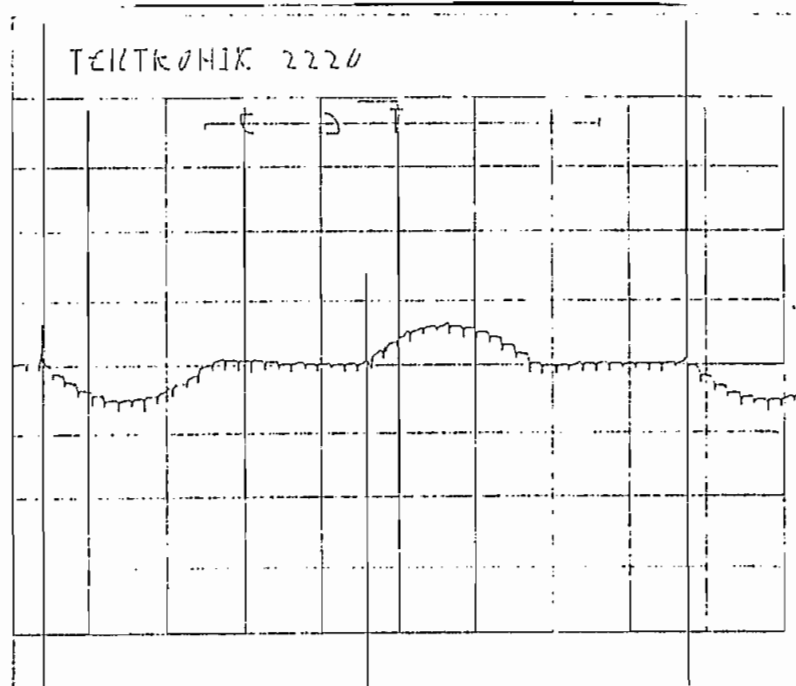


Figura 3.15 Corriente en la carga para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

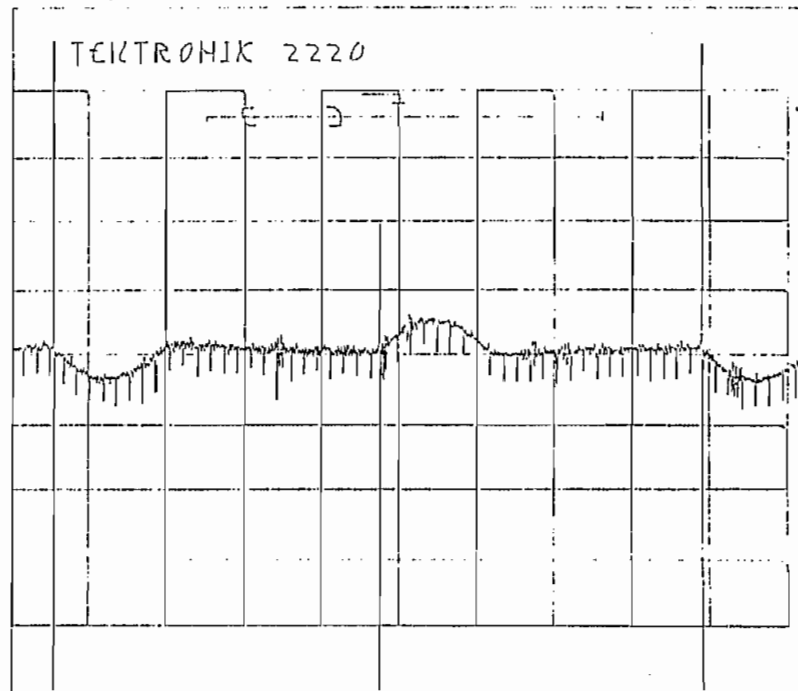


Figura 3.16 Corriente en la carga para $\alpha = 150^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 1Amp/div.

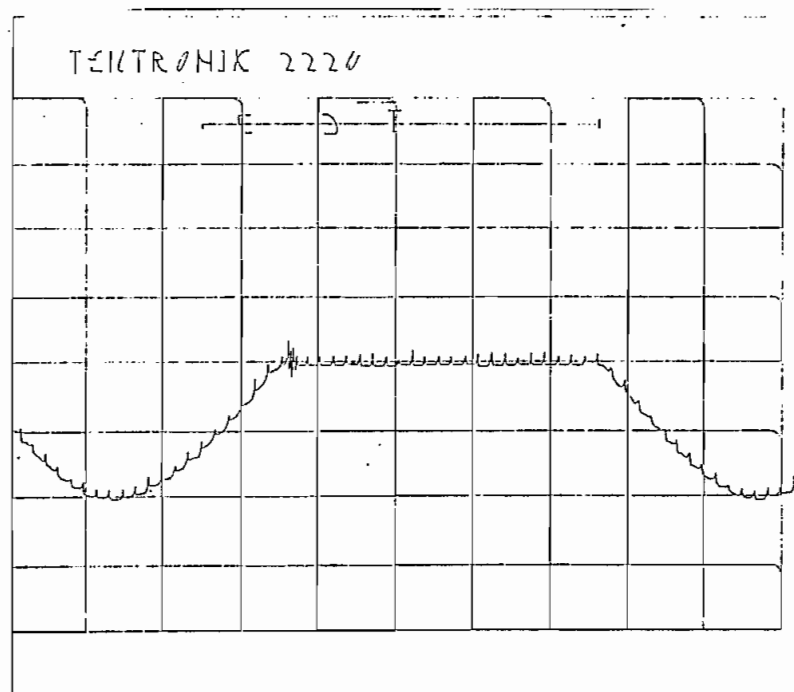


Figura 3.17 Corriente en un tiristor para $\alpha = 90^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

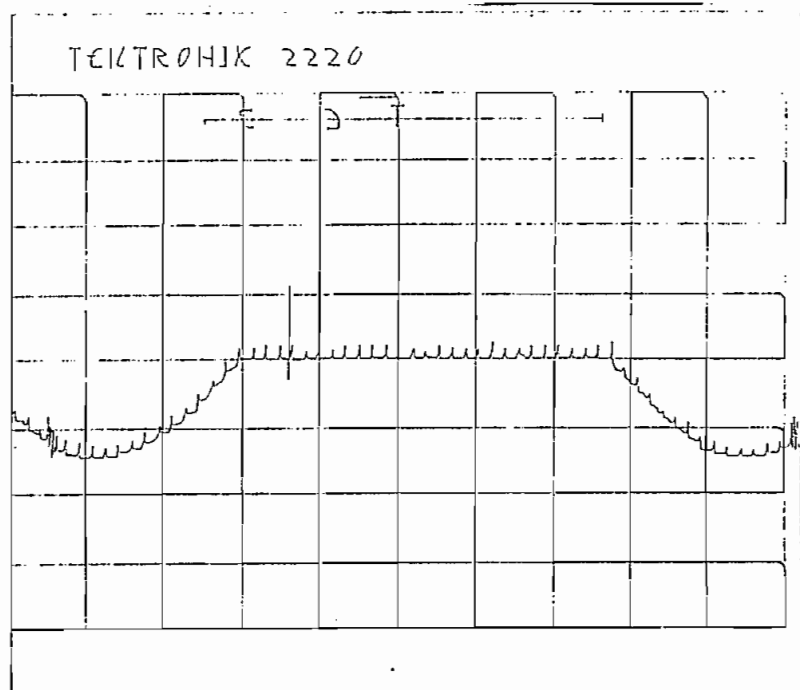


Figura 3.18 Corriente en un tiristor para $\alpha = 105^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

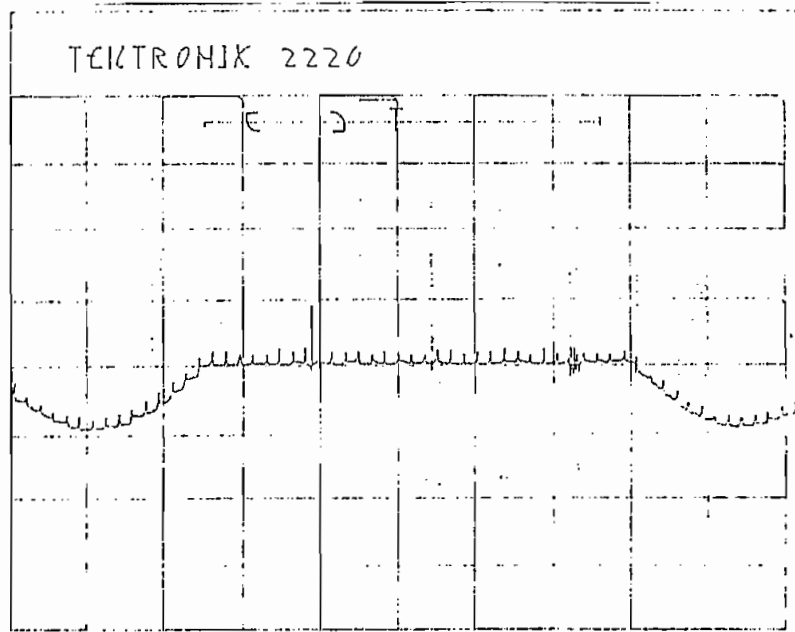


Figura 3.19 Corriente en un tiristor para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

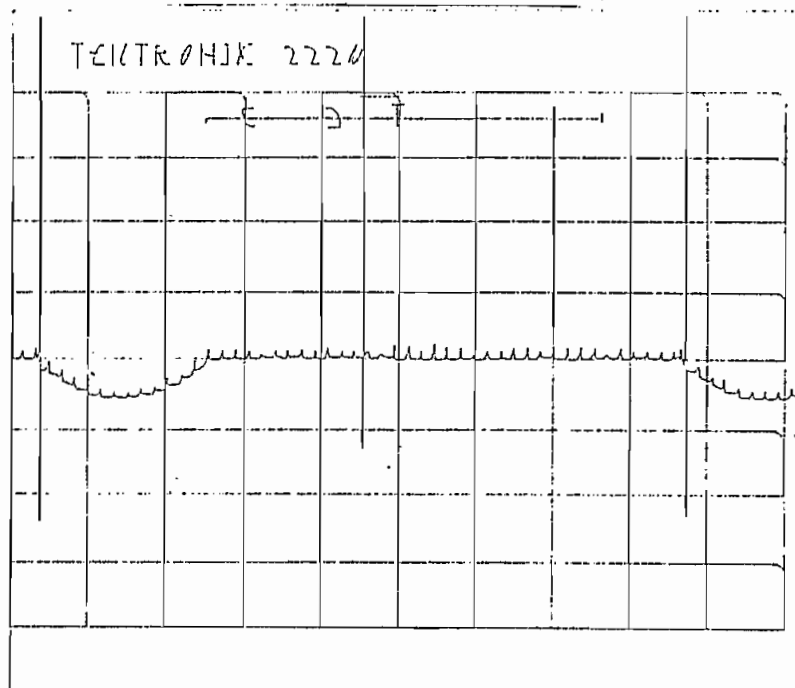


Figura 3.20 Corriente en un tiristor para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

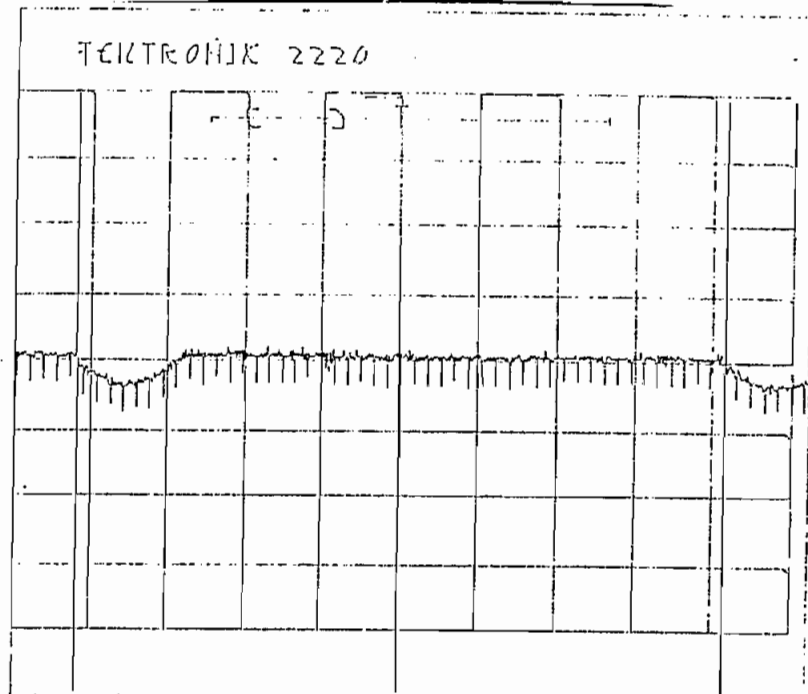


Figura 3.21 Corriente en un tiristor para $\alpha = 150^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 1Amp/div.

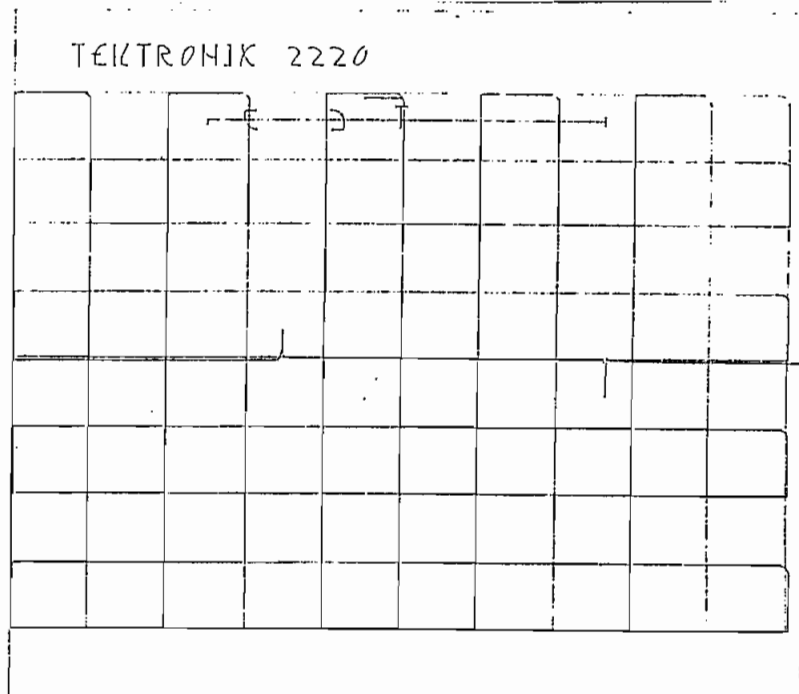


Figura 3.22 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 90^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

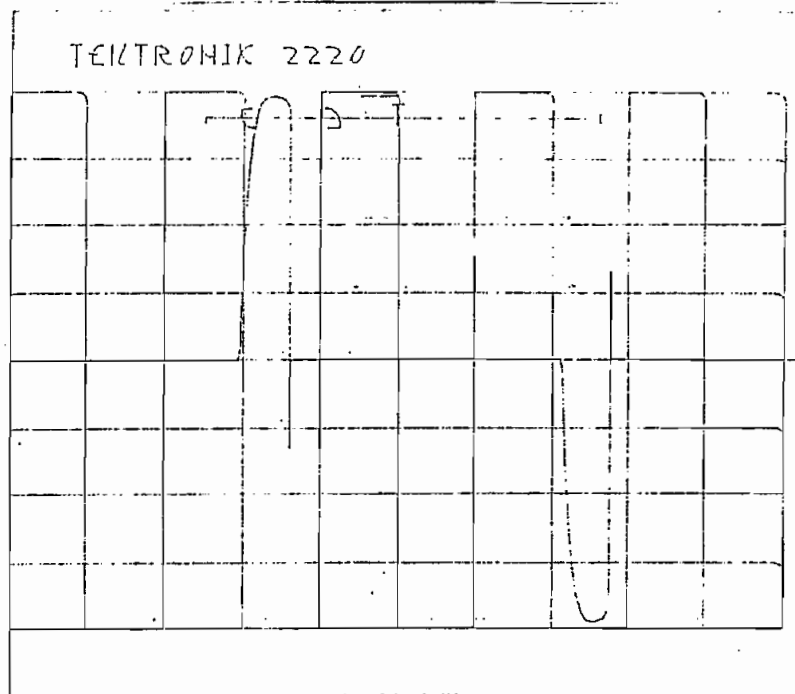


Figura 3.23 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 105^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

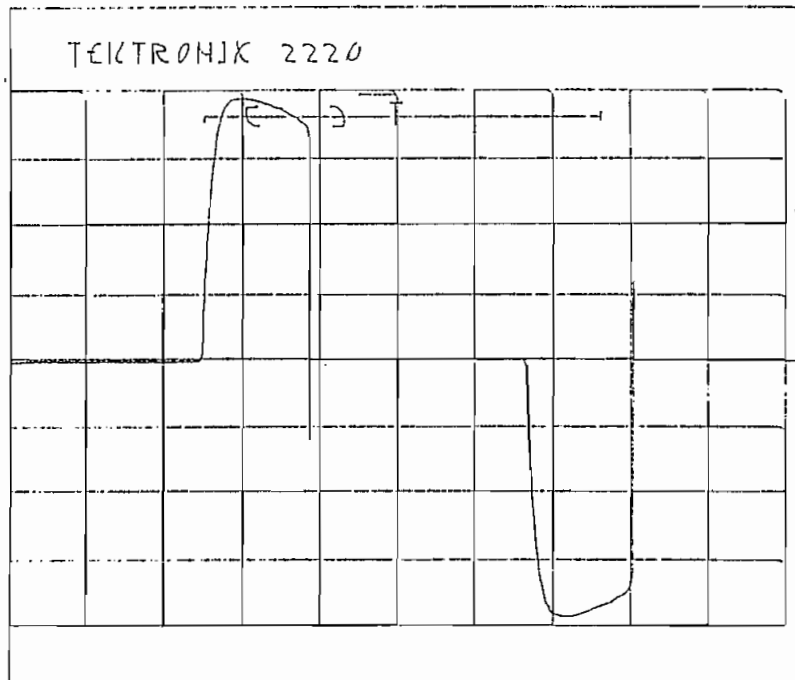


Figura 3.24 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

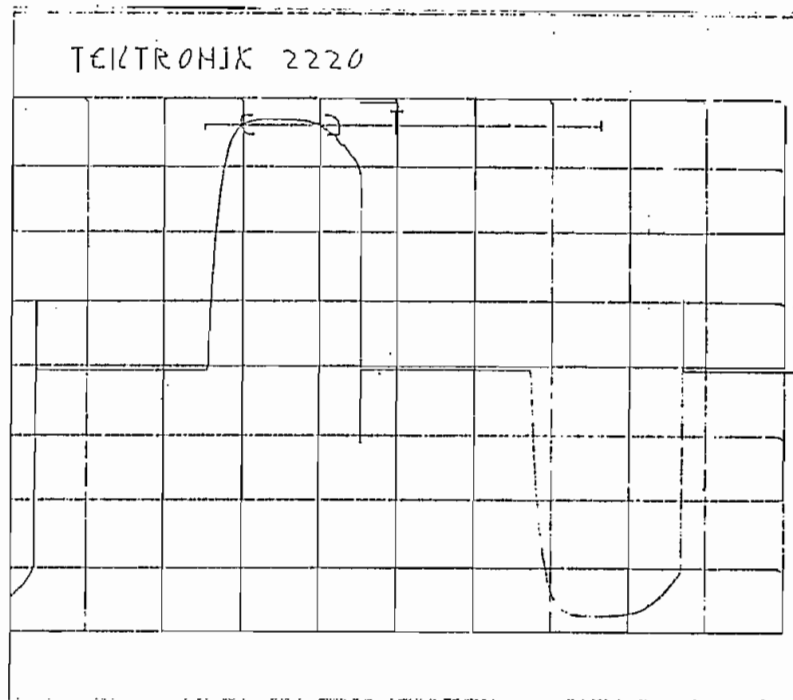


Figura 3.25 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

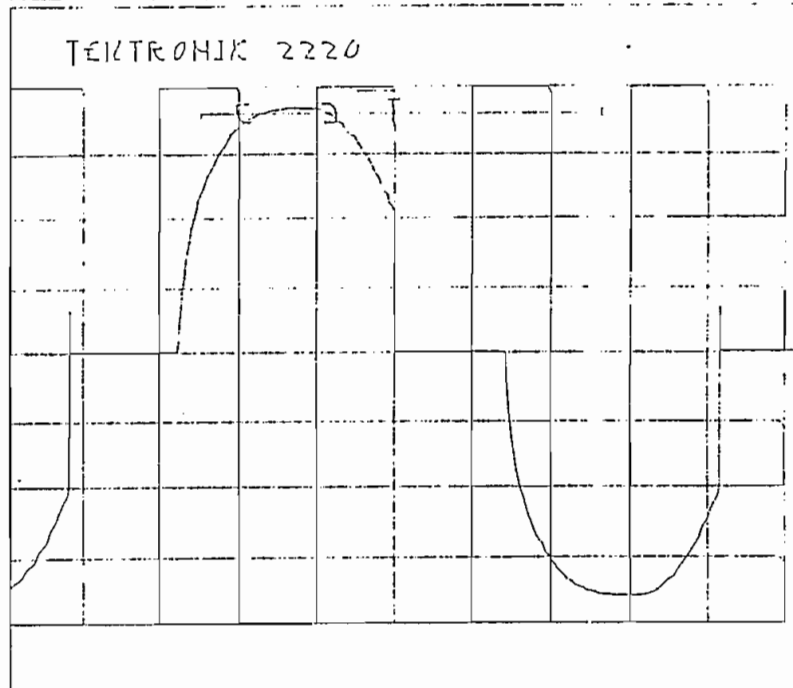


Figura 3.26 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 150^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

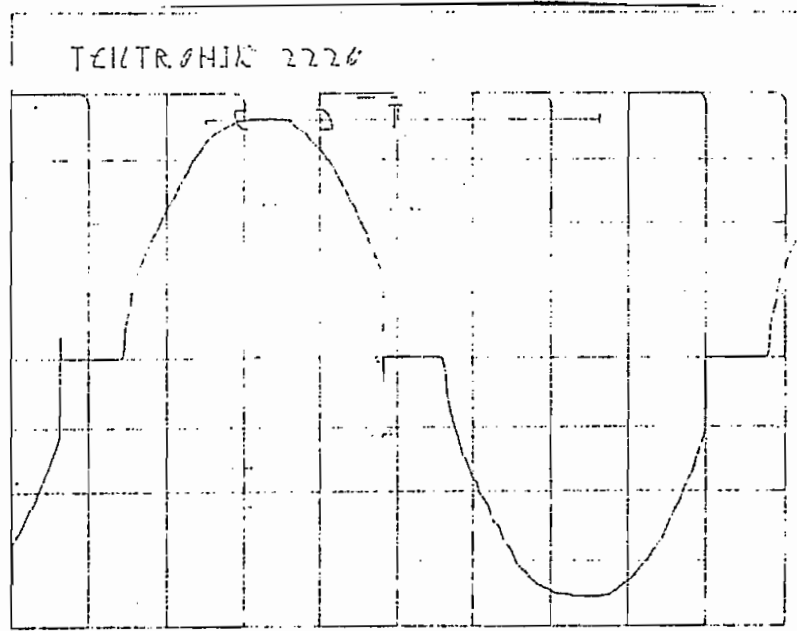


Figura 3.27 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 165^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

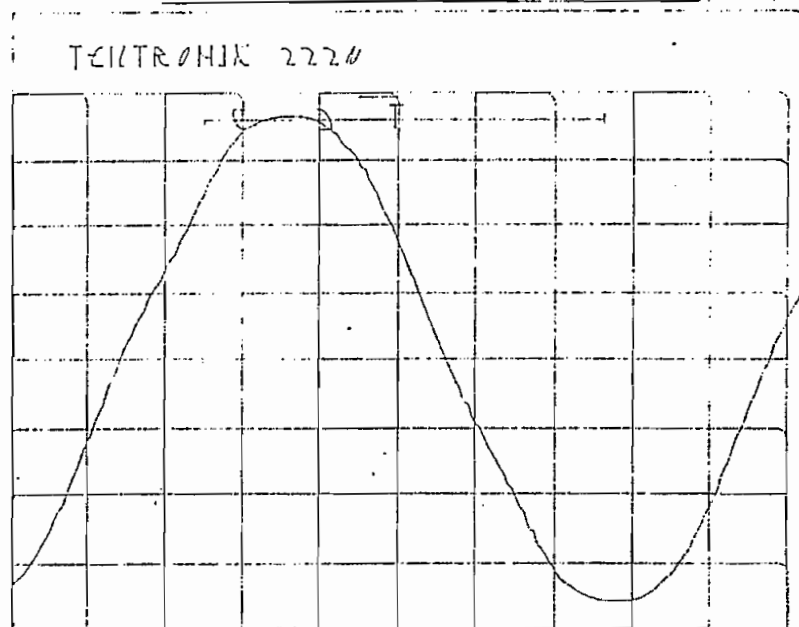


Figura 3.28 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 180^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

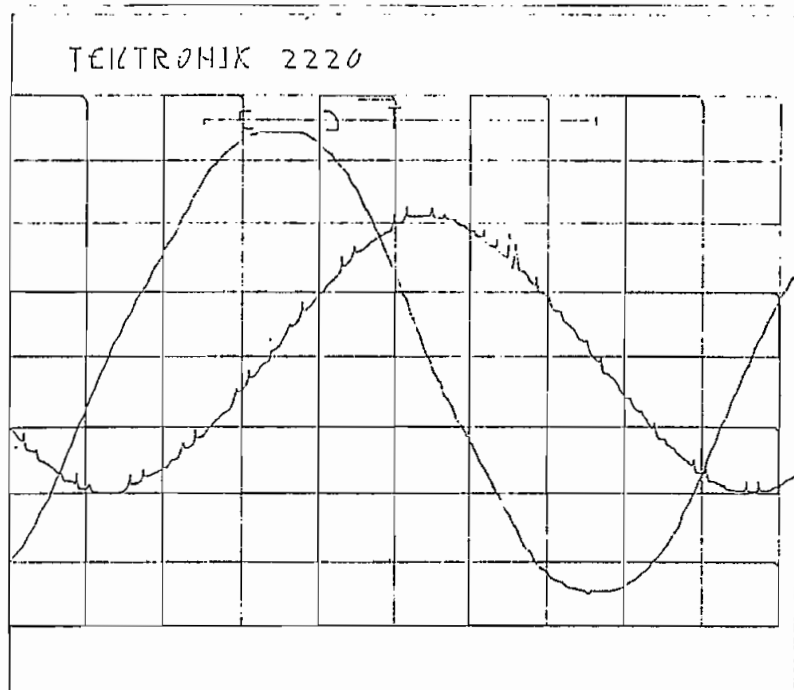


Figura 3.29 Voltaje en la red y Corriente en la red para $\alpha = 90^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

Y = 2Amp/div.

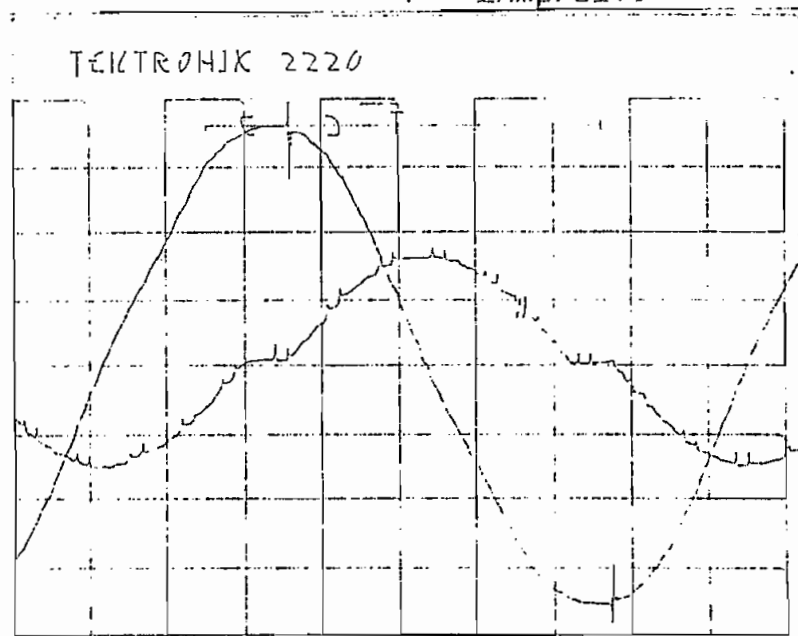


Figura 3.30 Voltaje en la red y corriente en la red para $\alpha = 105^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

Y = 2Amp/div.

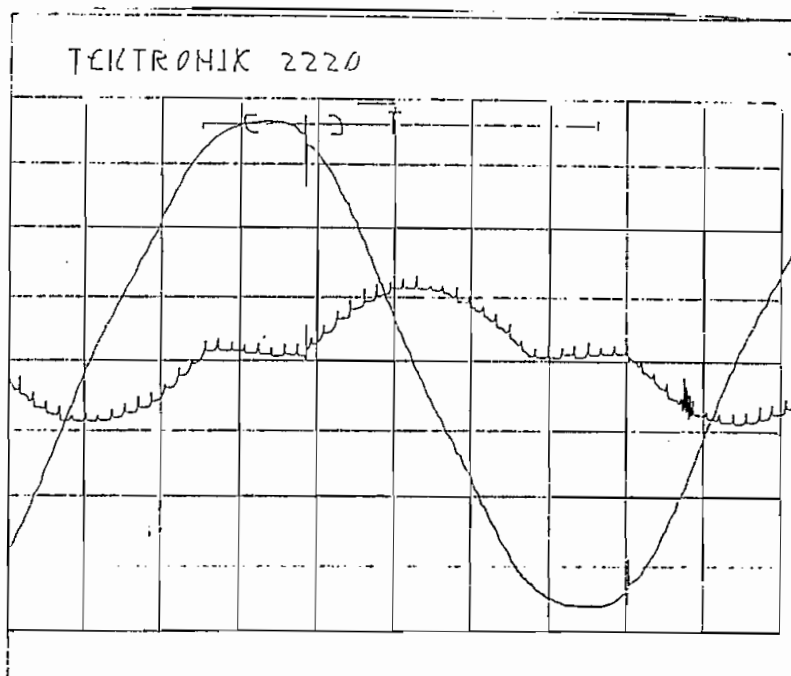


Figura 3.31 Voltaje en la red y corriente en la red para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

Y = 2Amp/div.

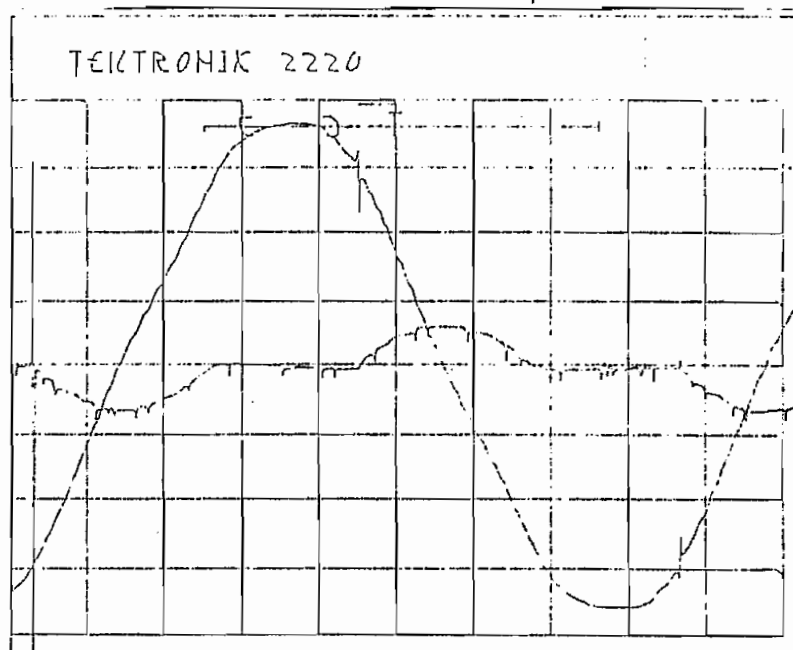


Figura 3.32 Voltaje en la red y corriente en la red para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

Y = 2Amp/div.

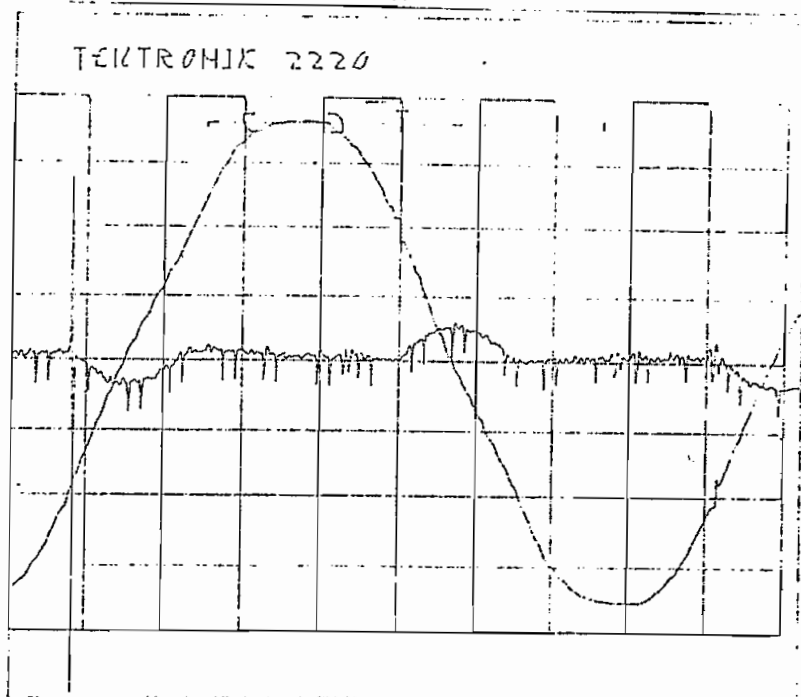


Figura 3.33 Voltaje en la red y corriente en la red para $\alpha = 150^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
 Y = 100V/div.
 Y = 1Amp/div.

3.2. OPERACION DEL CONVERTIDOR AC-AC TRIFASICO.

3.2.1. VARIACION DE VOLTAJES Y CORRIENTES EN FUNCION DEL ANGULO DE ACTIVADO DE LOS TIRSIOTORES.

Se tomaron datos de voltaje fase-fase, voltaje fase-neutro, voltaje en la carga, corriente en la carga, corriente en la línea.

Para medir los voltajes se utilizó el múltímetro

digital FLUKE 87. Con estos datos se obtuvieron los gráficos de las figuras 3.34 y 3.35 y 3.36.

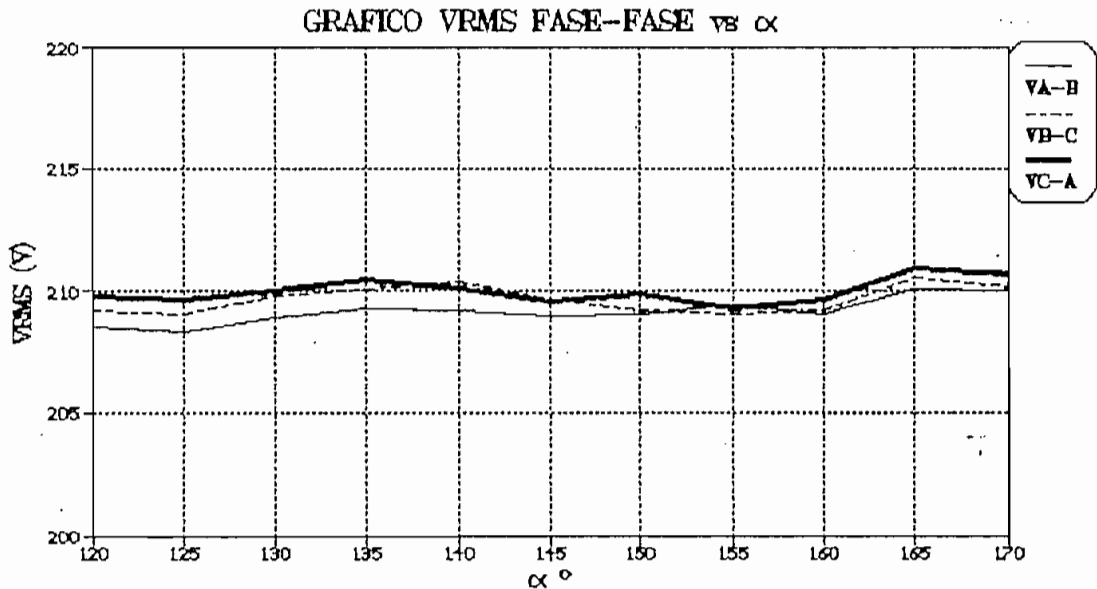


Figura 3.34 Gráfico VRMS FASE-FASE VS ángulo de disparo α

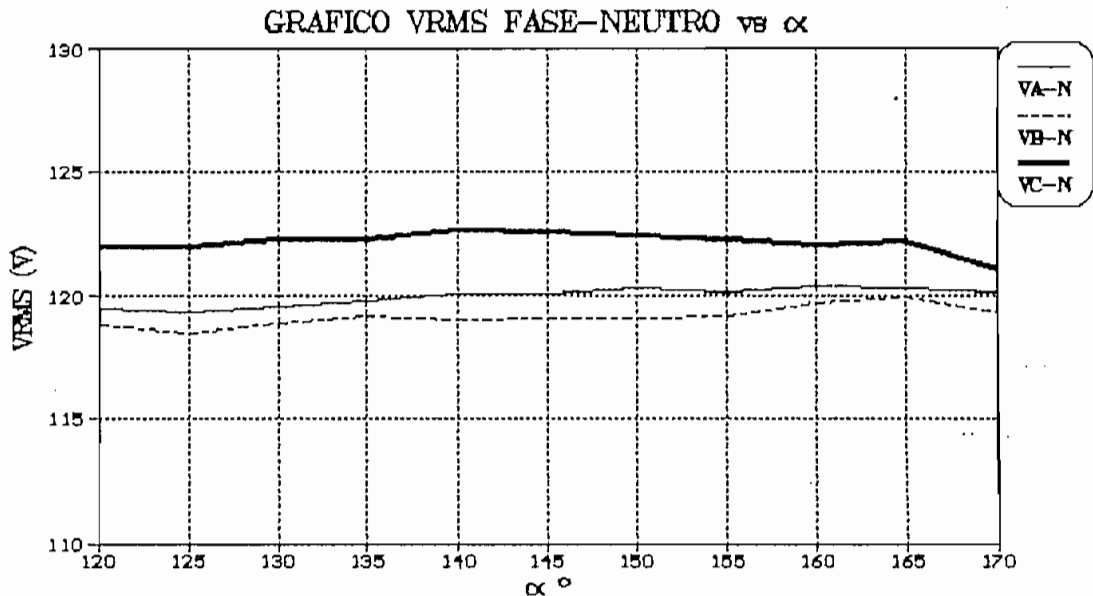


Figura 3.35 Gráfico VRMS FASE-NEUTRO VS ángulo de disparo α

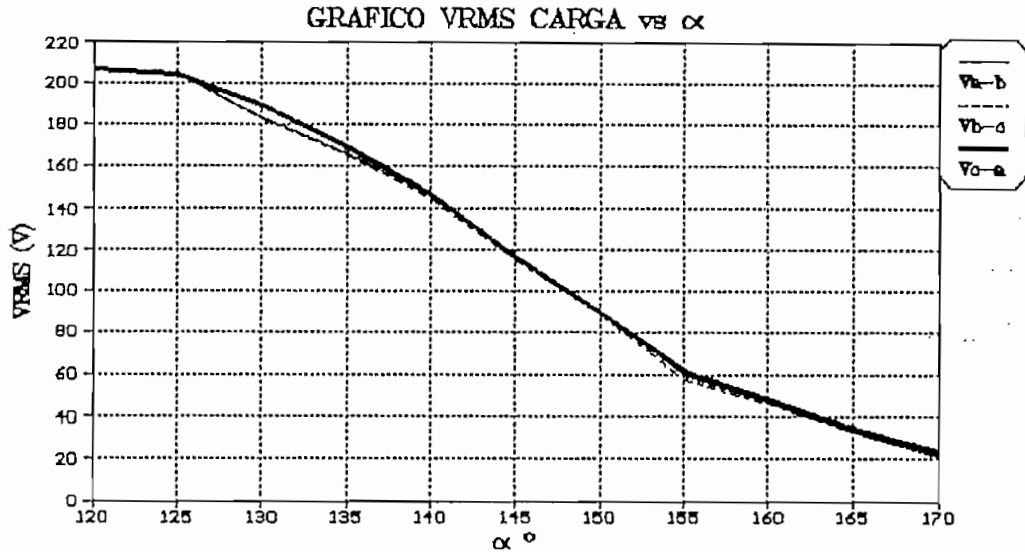


Figura 3.36 Gráfico VRMS CARGA vs ángulo de disparo α

Para medir las corrientes RMS en la carga y en la fase, se utilizó el método anteriormente mencionado. Se midió las corrientes en cada fase y en cada una de las inductancias y se hizo un promedio de las mismas. Con los valores obtenidos se obtuvieron los gráficos de las figuras 3.37 y 3.38.

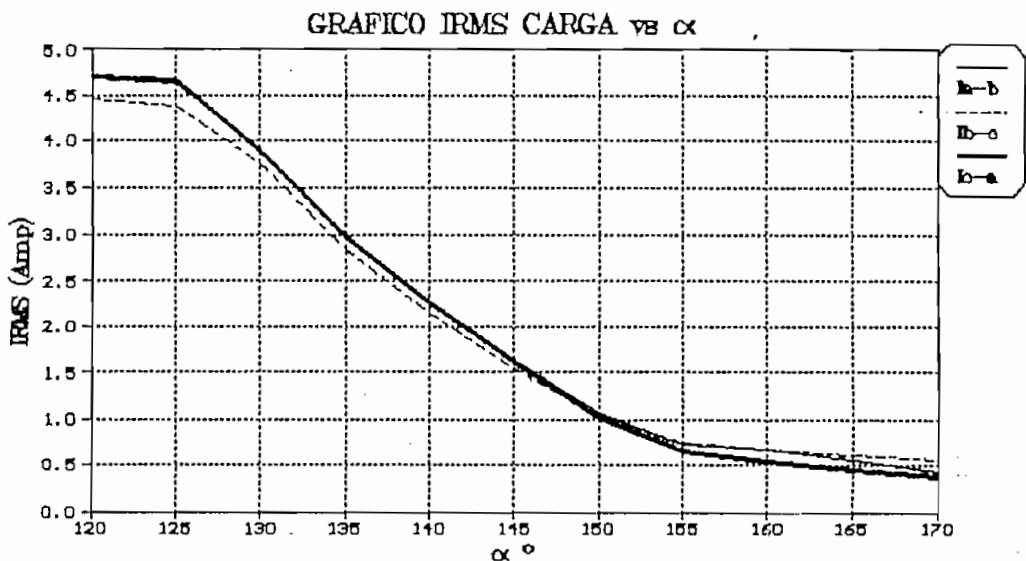


Figura 3.37 Gráfico IRMS CARGA vs ángulo de disparo α

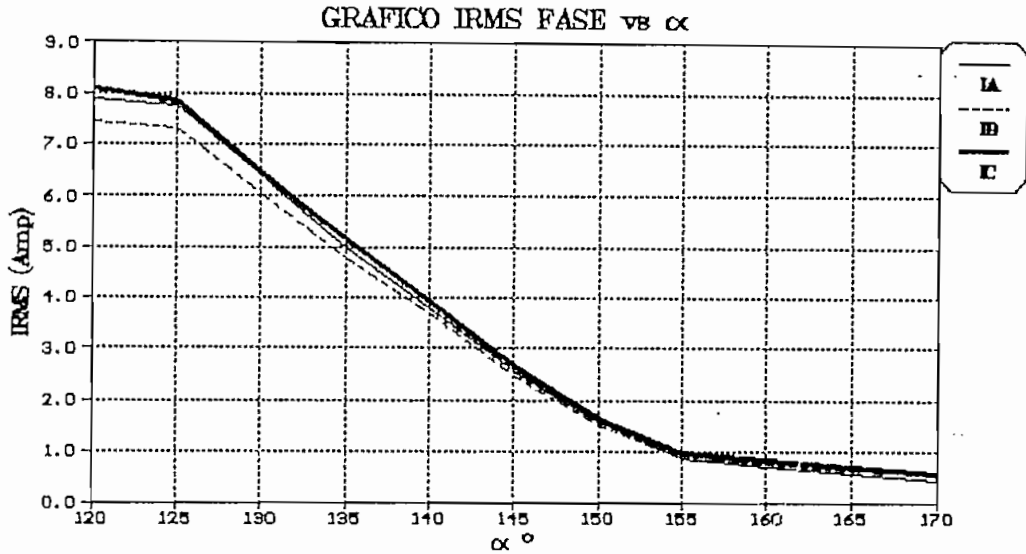


Figura 3.38 Gráfico I_{RMS} FASE vs ángulo de disparo α

3.2.2. FORMAS DE ONDA DE VOLTAJES Y CORRIENTES.

Al igual que en el caso monofásico, también se presentan las formas de onda de voltajes y corrientes (utilizando el mismo método) en función de ángulo de disparo. Resulta interesante también tener las formas de onda del voltaje ánodo-cátodo en un tiristor, del voltaje en la carga con la corriente en la carga y del voltaje fase-fase con la respectiva corriente de fase.

Se tomaron formas de onda para los ángulos de: 120° , 135° , 150° y 170° . Estas formas de onda se indican en las figuras 3.39 a la 3.62.

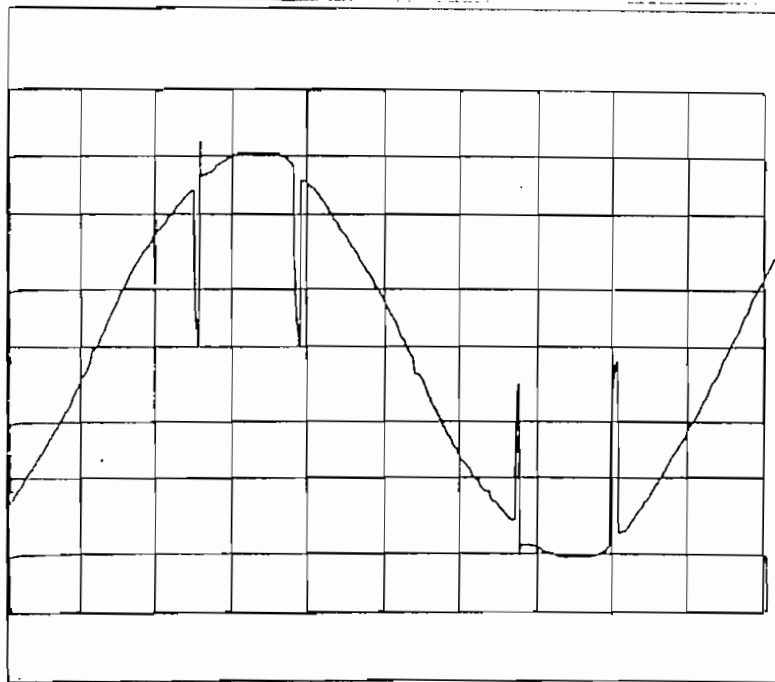


Figura 3.39 Voltaje en la carga para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

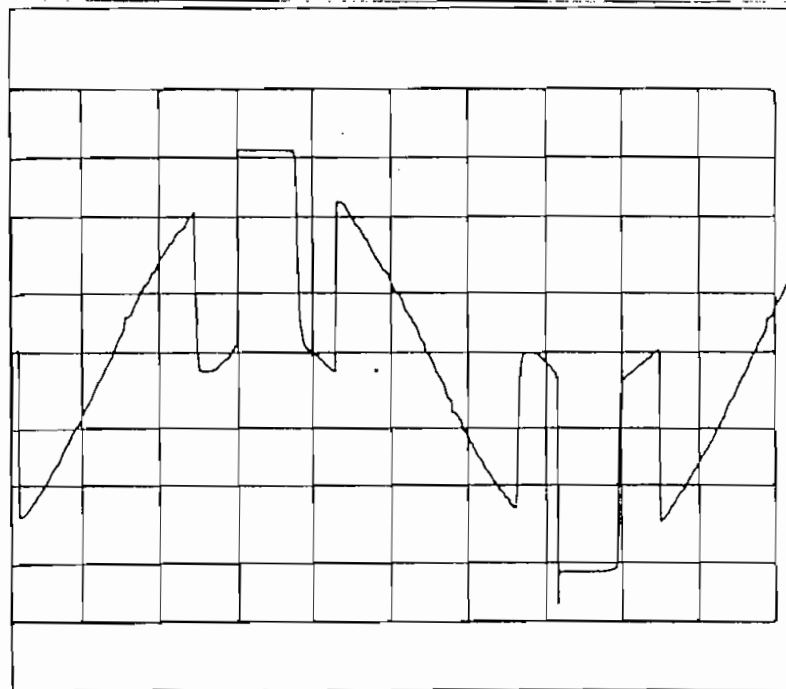


Figura 3.40 Voltaje en la carga para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

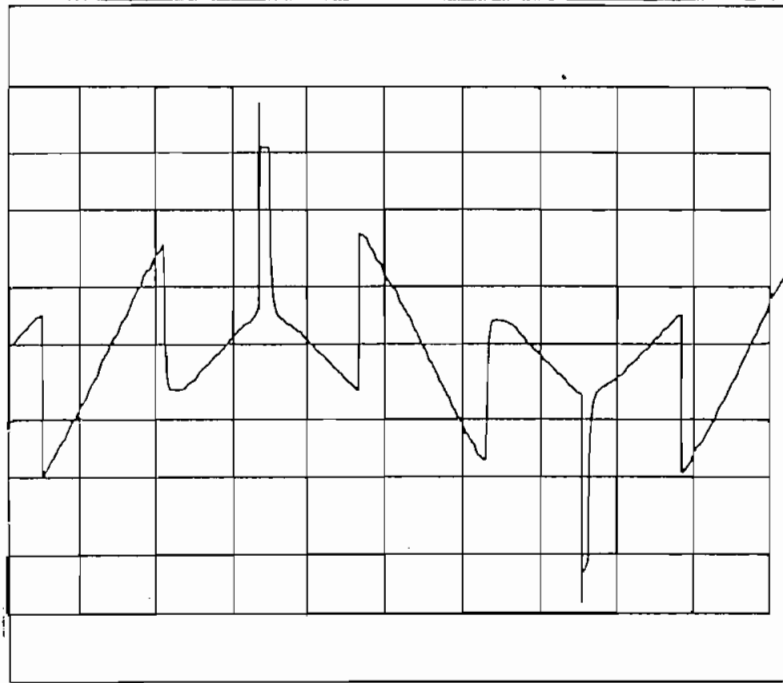


Figura 3.41 Voltaje en la carga para $\alpha = 150^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

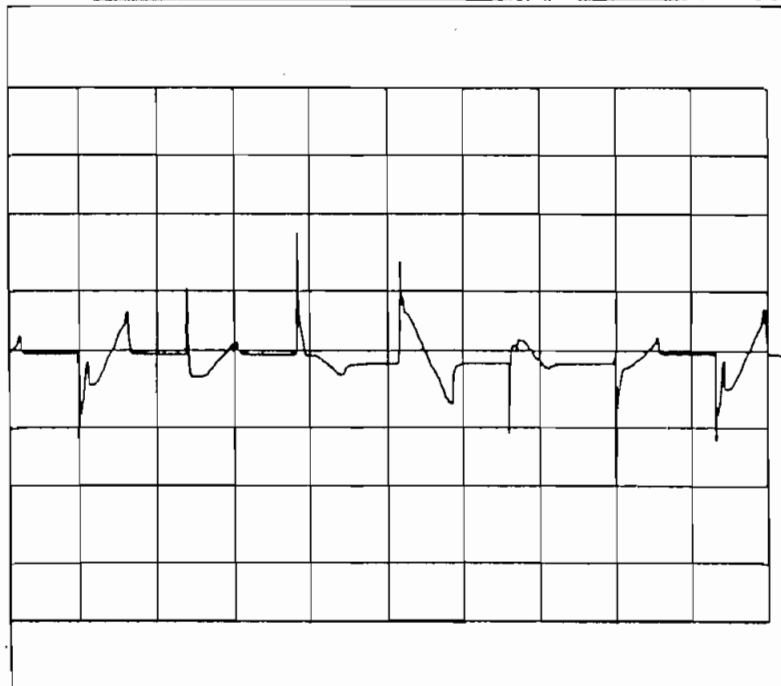


Figura 3.42 Voltaje en la carga para $\alpha = 170^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 100V/div.

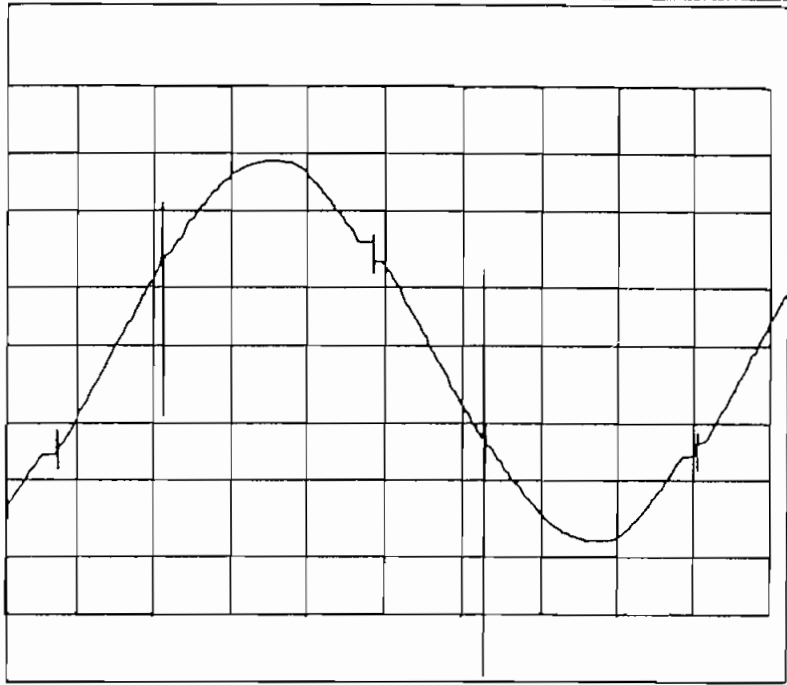


Figura 3.43 Corriente en la carga para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

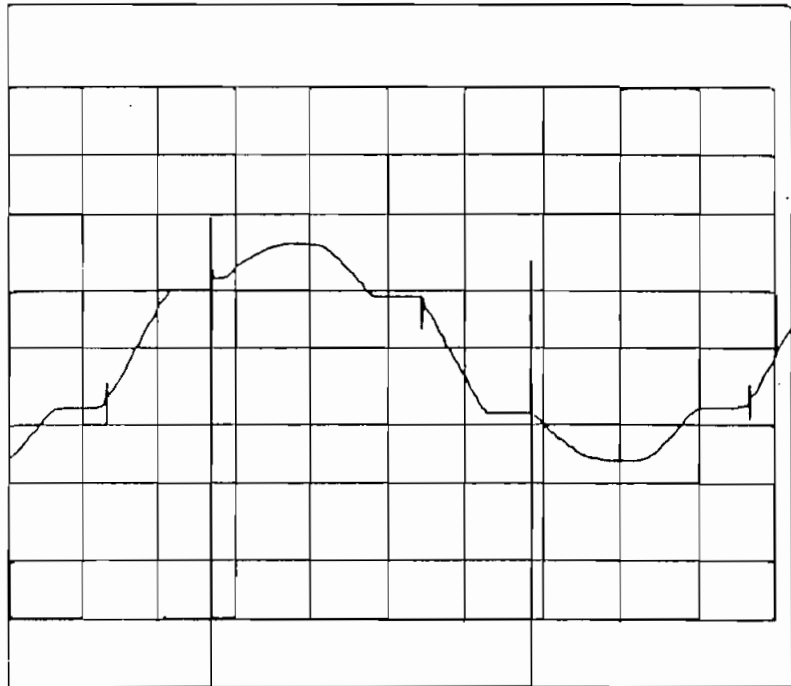


Figura 3.44 Corriente en la carga para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

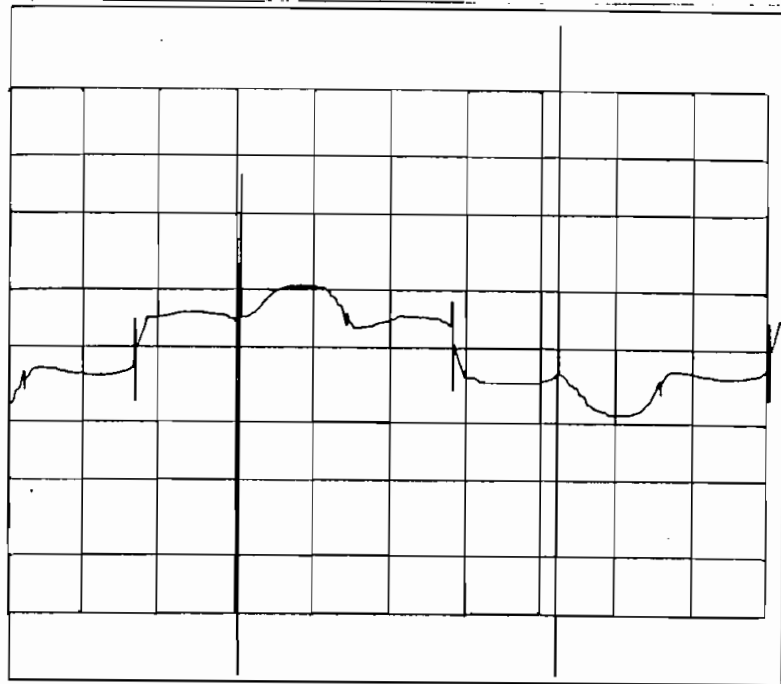


Figura 3.45 Corriente en la carga para $\alpha = 150^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 1Amp/div.

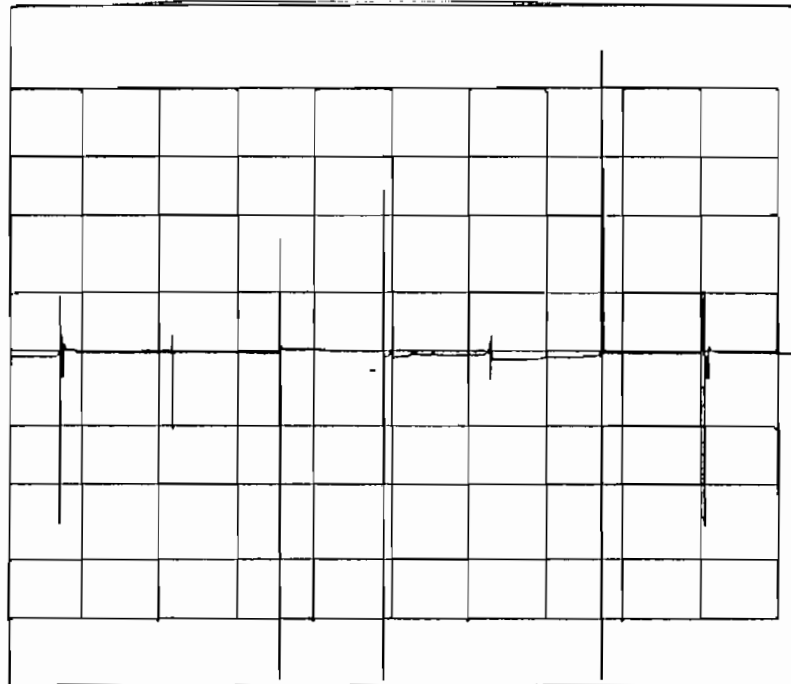
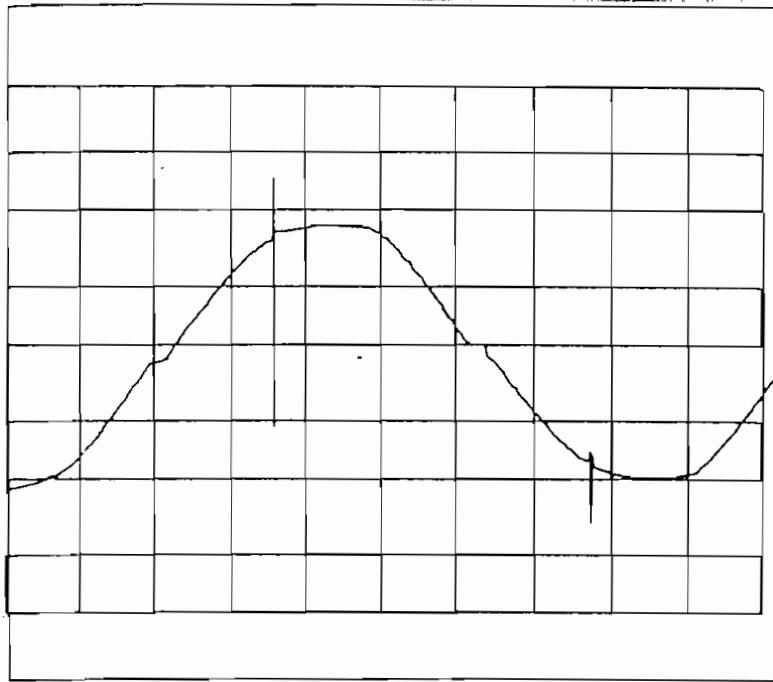


Figura 3.46 Corriente en la carga para $\alpha = 170^\circ$

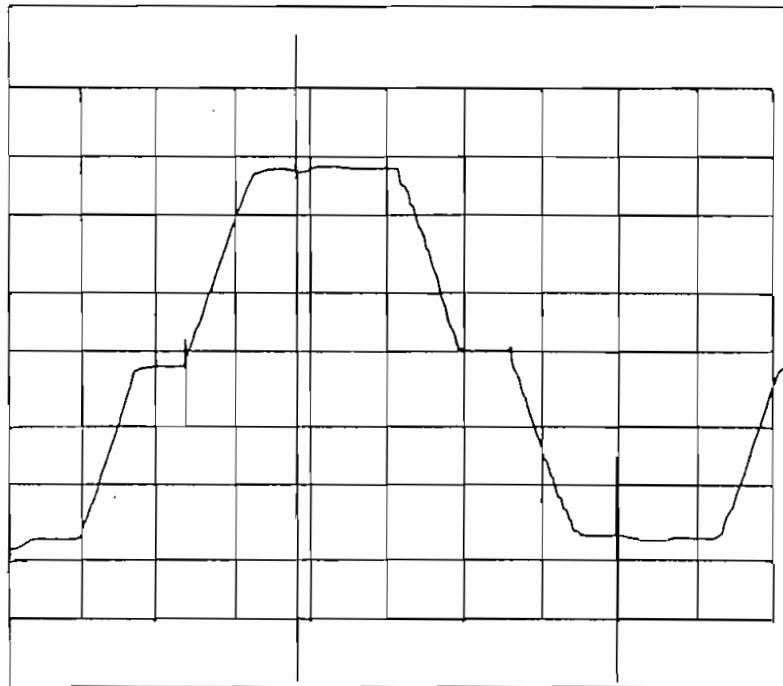
Escalas: X = 2ms/div.

Y = 1Amp/div.

Figura 3.47 Corriente en la fase para $\alpha = 120^\circ$

Escala: X = 2ms/div.

Y = 5Amp/div.

Figura 3.48 Corriente en la fase para $\alpha = 135^\circ$

Escala: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

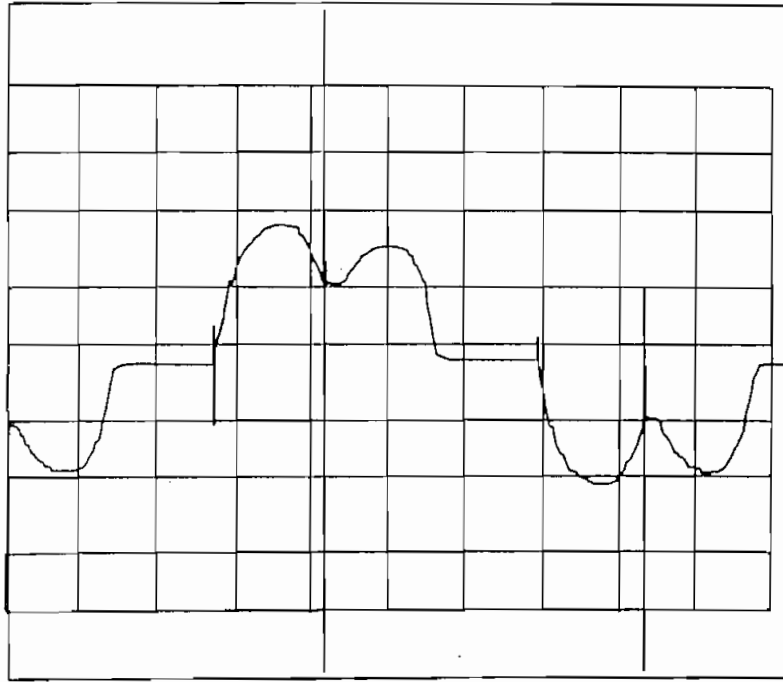


Figura 3.49 Corriente en la fase para $\alpha = 150^\circ$

Escala: X = 2ms/div.

Y = 1Amp/div.

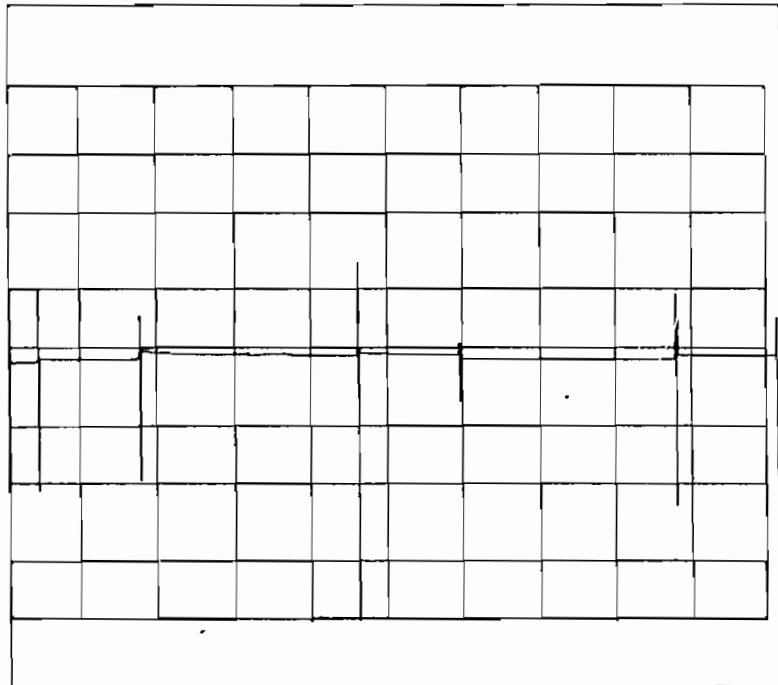


Figura 3.50 Corriente en la fase para $\alpha = 170^\circ$

Escala: X = 2ms/div.

Y = 2Amp/div.

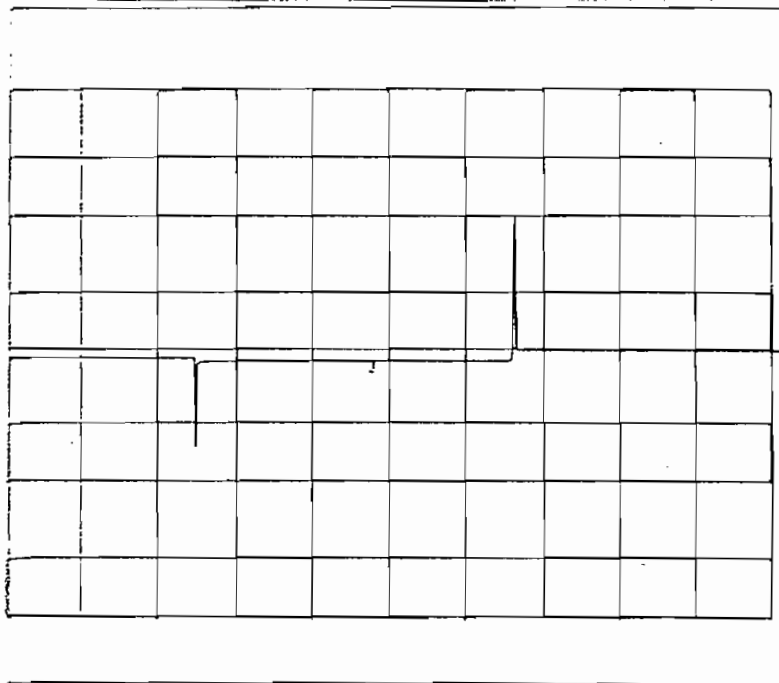


Figura 3.51 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 130V/div.

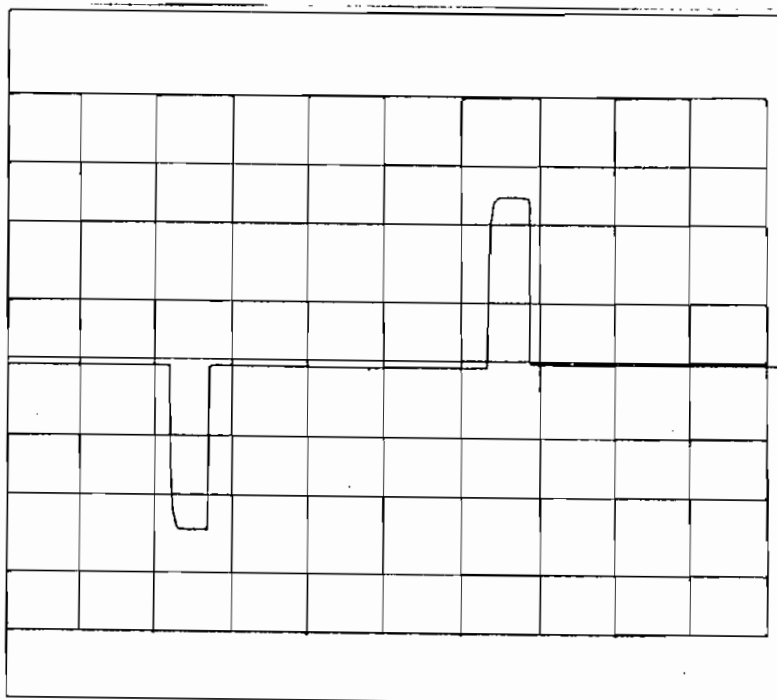


Figura 3.52 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.

Y = 130V/div.

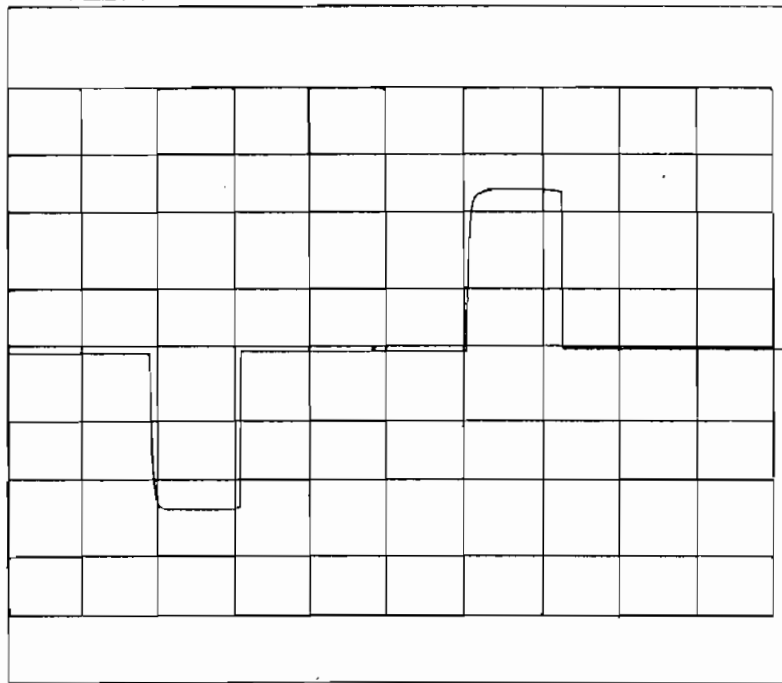


Figura 3.53 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 150^\circ$

Escala: X = 2ms/div.

Y = 130V/div.

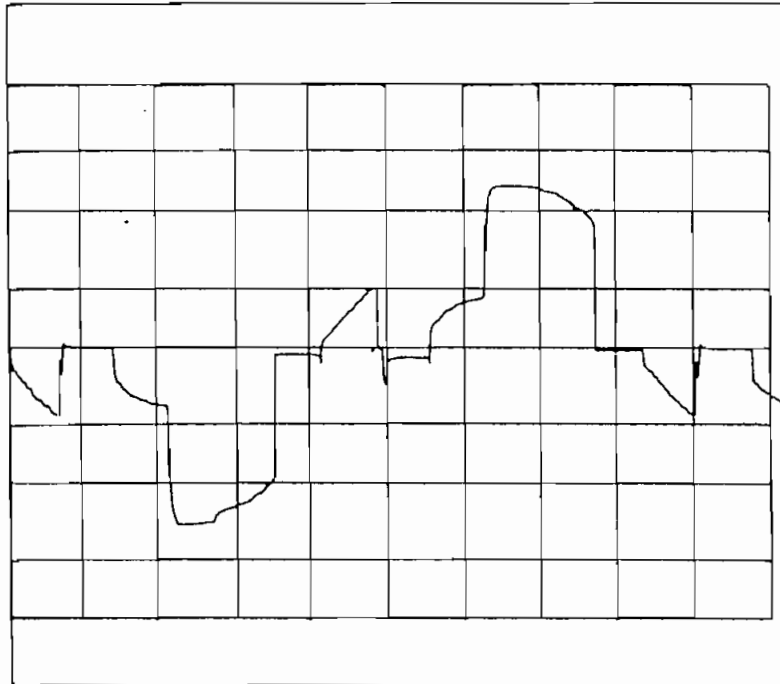


Figura 3.54 Voltaje ánodo-cátodo en un tiristor para $\alpha = 170^\circ$

Escala: X = 2ms/div.

Y = 130V/div.

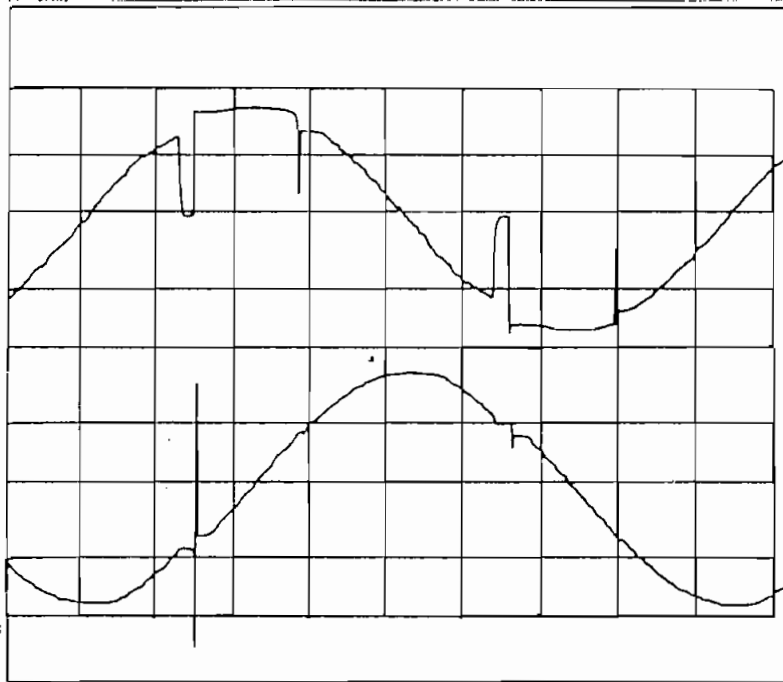


Figura 3.55 Voltaje en la carga y corriente en la carga para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
 Y = 200V/div.
 Y = 4Amp/div

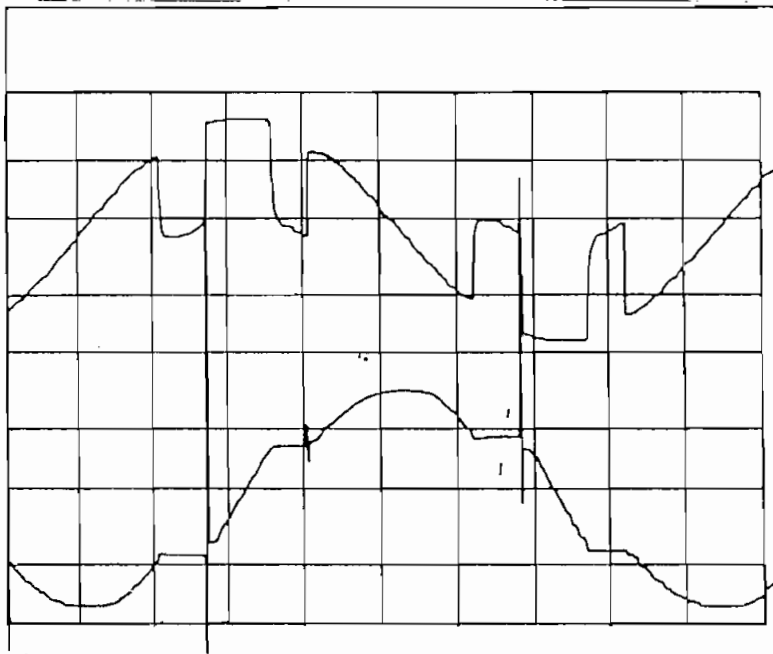


Figura 3.56 Voltaje en la carga y corriente en la carga para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
 Y = 200V/div.
 Y = 2Amp/div.

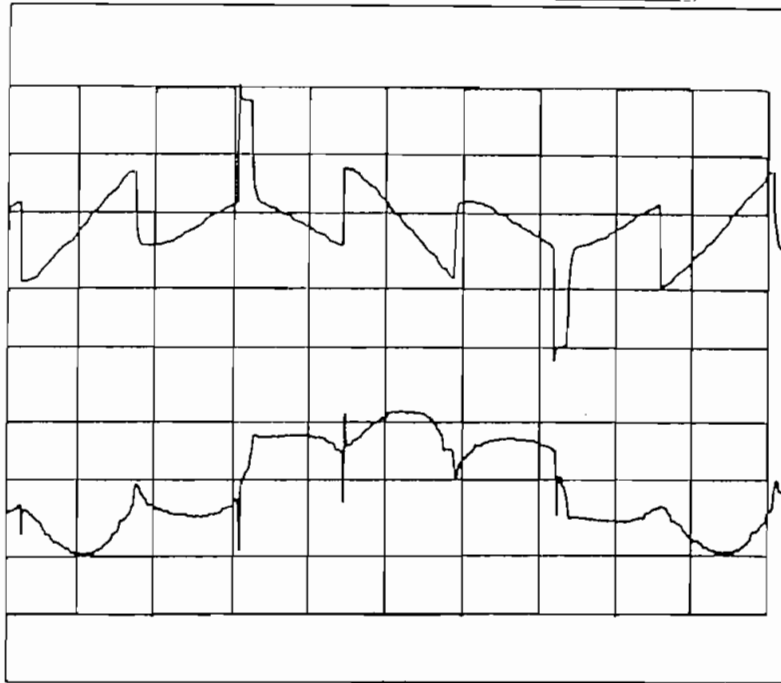


Figura 3.57 Voltaje en la carga y corriente en la carga para $\alpha = 150^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
 Y = 200V/div.
 Y = 1Amp/div.

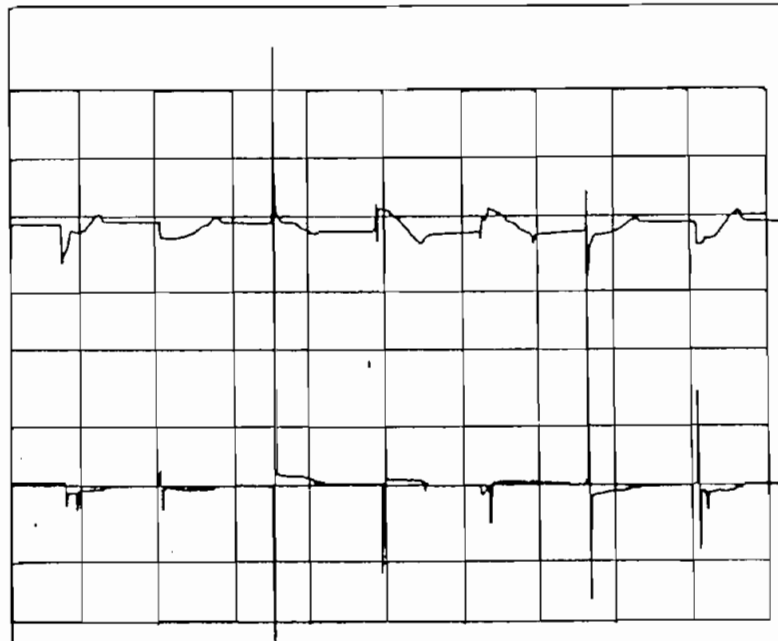


Figura 3.58 Voltaje en la carga y corriente en la carga para $\alpha = 170^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
 Y = 200V/div.
 Y = 1Amp/div.

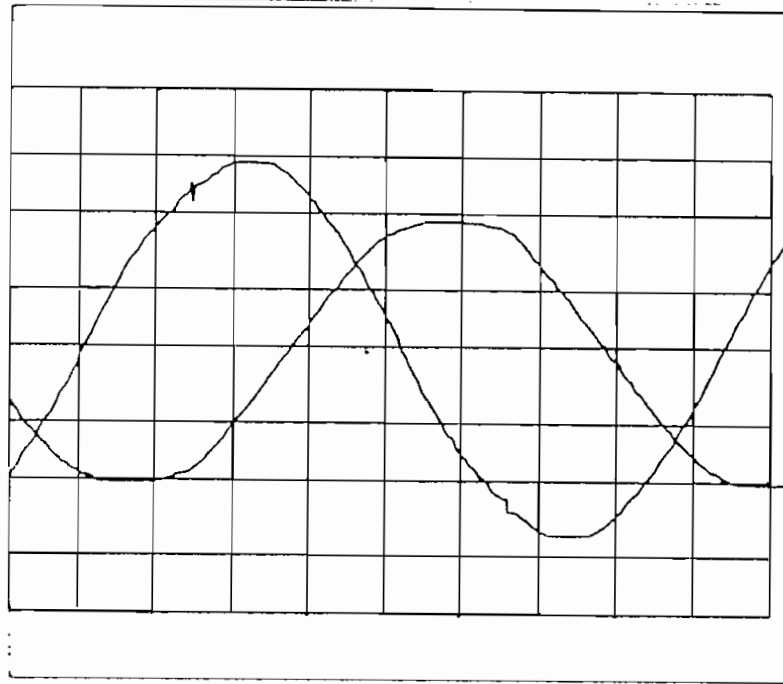


Figura 3.59 Voltaje fase-fase y corriente en la fase para $\alpha = 120^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
 Y = 110V/div.
 Y = 5Amp/div.

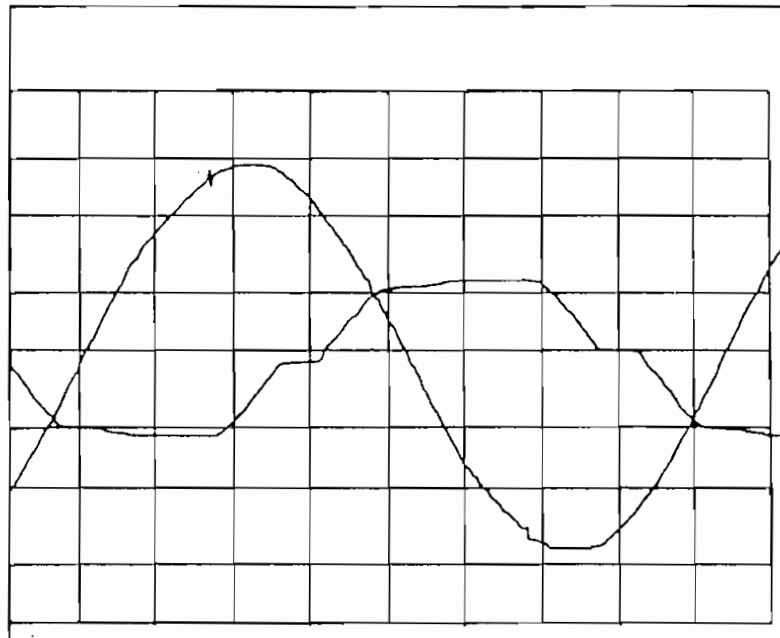


Figura 3.60 Voltaje fase-fase y corriente en la fase para $\alpha = 135^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
 Y = 110V/div.
 Y = 5Amp/div.

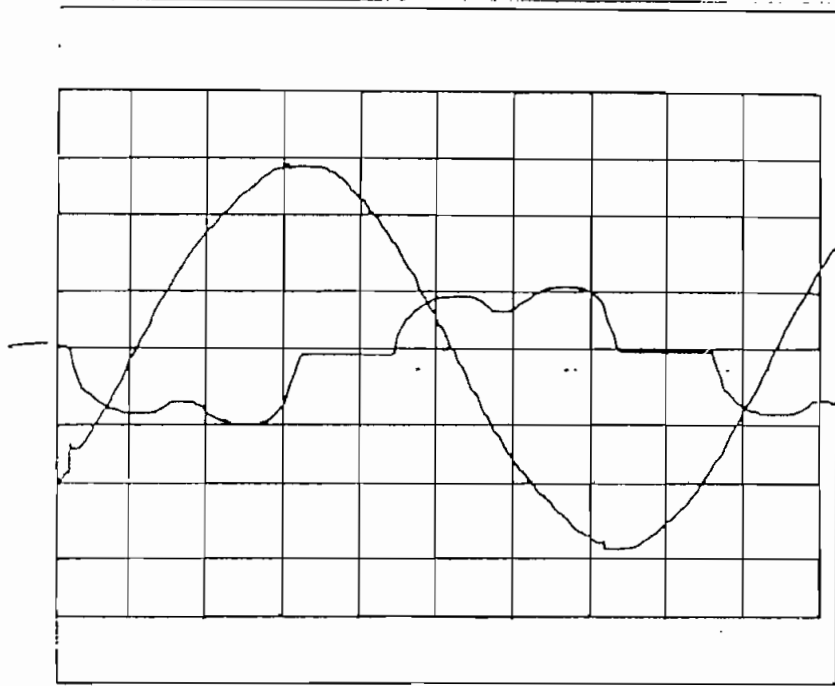


Figura 3.61 Voltaje fase-fase y corriente en la fase para $\alpha = 150^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
 Y = 110V/div.
 Y = 2Amp/div.

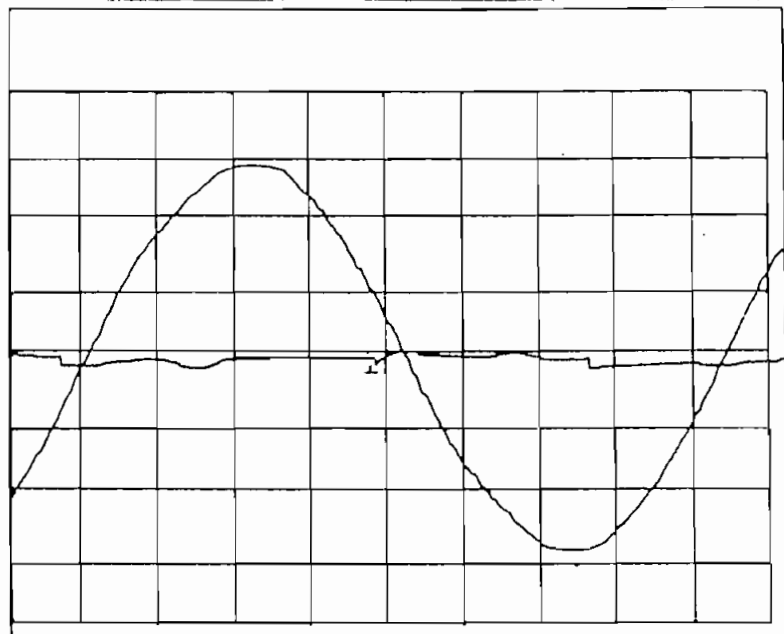


Figura 3.62 Voltaje fase-fase y corriente en la fase para $\alpha = 170^\circ$

Escalas: X = 2ms/div.
 Y = 110V/div.
 Y = 2Amp/div.

En las figuras 3.5 a 3.33 y 3.39 a 3.62, que son las graficadas con el osciloscopio TEKTRONIX 2220 y el plotter, se observan líneas verticales muy grandes y algunas señales de frecuencia superior superpuestas a las formas de onda originales.

Estas líneas y señales las introduce el osciloscopio por el muestreo que realiza al estar en modo digital.

3.3. EVALUACION DE ARMONICOS Y EFECTOS SOBRE LA RED...

3.3.1. CONVERTIDOR AC-AC MONOFASICO.

Con la ayuda del analizador de espectros se midieron las diferentes armónicas de la corriente de carga. Para graficar estos valores se tomó como base a la corriente fundamental a un ángulo de disparo de 90° , donde la fundamental es máxima.

El gráfico del contenido armónico se muestra en la figura 3.63.

ARMONICOS DE CORRIENTE EN LA LINEA vs α
MONOFASICO

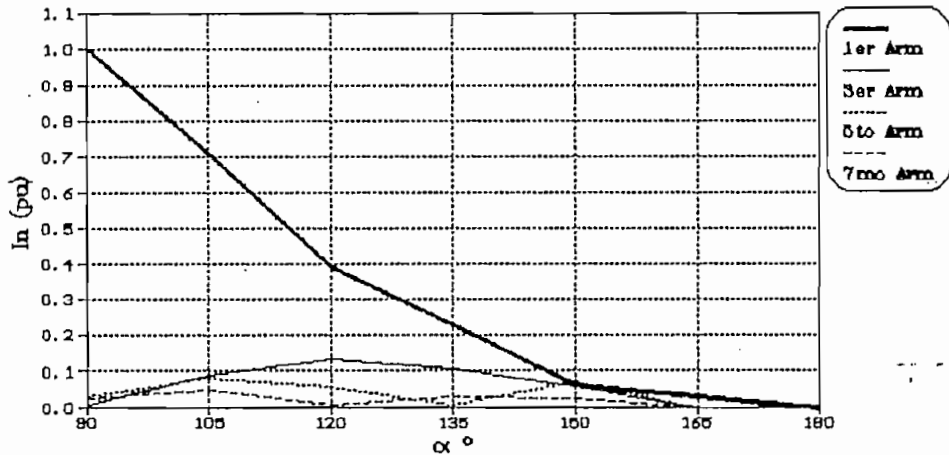


Figura 3.63 Gráfico Armónicos de corriente en la línea vs ángulo de disparo α

Para calcular las potencias aparentes, reactiva, activa y de distorsión en la línea, es necesario tener el defasaje entre voltaje en la línea y corriente en la línea. Para medir este ángulo, con un filtro pasabanda sincronizado a 60Hz se obtuvo la fundamental de la corriente de línea. En el osciloscopio se tomó estas dos señales y se midió el defasaje. El gráfico que se obtuvo del defasaje entre corriente en la línea y voltaje en la línea se indica en la figura 3.64

Para evaluar la potencia aparente, activa, reactiva y de distorsión se utilizó las siguientes expresiones con los valores medidos.

$$S = V_{LINEA} * I_{LINEA}$$

$$Q = V_{LINEA} * I_{1LINEA} * SEN(\phi)$$

$$P = V_{LINEA} * I_{1LINEA} * COS(\phi)$$

$$D = \sqrt{S^2 - Q^2 - P^2}$$

Donde: $I_1(\text{LINEA})$ = Fundamental de la corriente de línea.
 ϕ = Defasaje V-I
 S = Potencia aparente.
 Q = Potencia Reactiva.
 D = Potencia de distorsión.

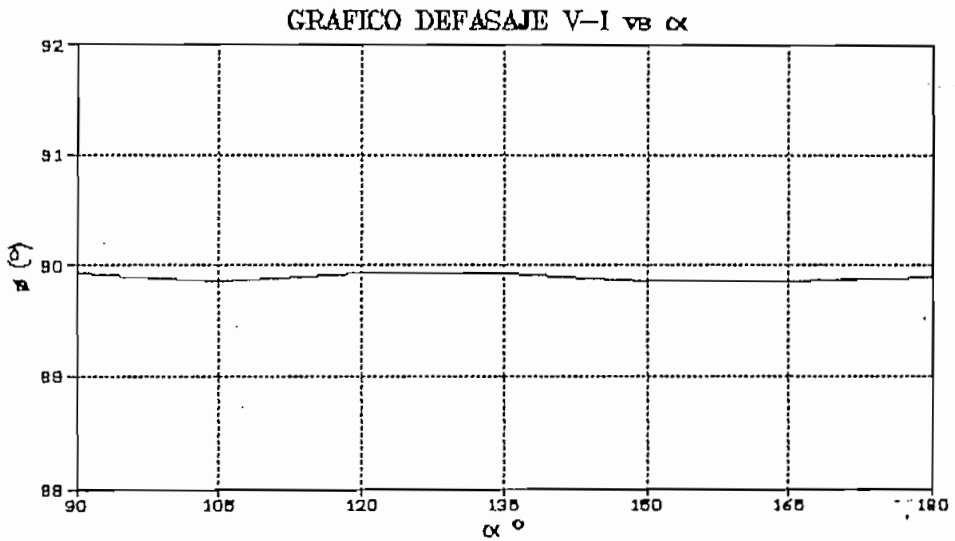


Figura 3.64 Gráfico Defasaje $V_{\text{Linea}} - I_{\text{Linea}}$ vs ángulo de disparo α

Los gráficos obtenidos se muestran en la figura 3.65, el eje vertical que va desde 0 a 2.5 corresponde a la potencia P, el otro eje es para S, Q y D.

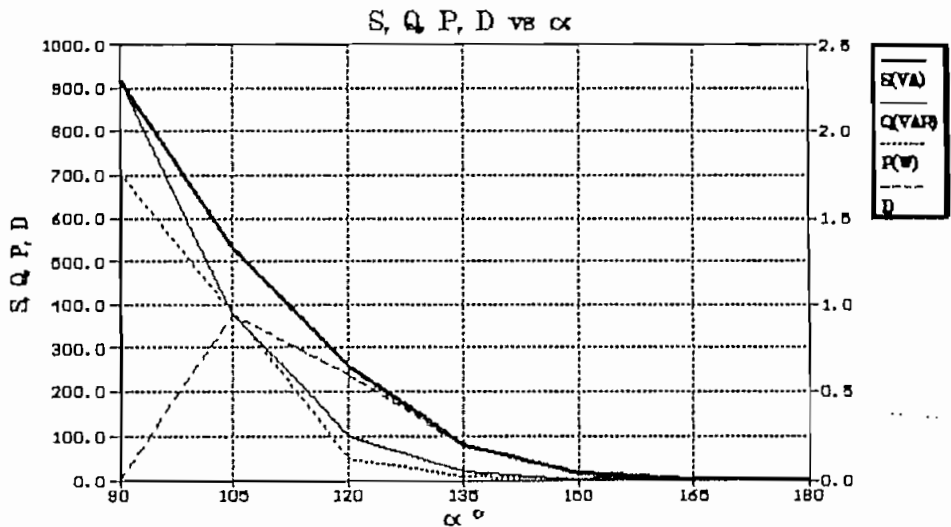


Figura 3.65 Gráfico S, Q, P, D vs ángulo de disparo α

3.3.2. CONVERTIDOR AC-AC TRIFASICO.

Con la ayuda de un sistema de adquisición de datos para un computador personal y la pinza de efecto hall se obtuvieron archivos de datos (por muestreo) de las corrientes en las fases y en cada una de las inductancias. Con estos archivos y con el programa MICROCAP III se obtuvo el contenido armónico para las diferentes corrientes. Para graficar el contenido armónico en la carga se tomó como base a la corriente fundamental en la carga a un ángulo de disparo de 120° , y para el contenido armónico de la fase a la corriente fundamental en la fase a un ángulo de disparo de 120° ; ángulo en el cual las fundamentales son máximas.

Para graficar el contenido armónico se obtuvo el promedio de los contenidos en las carga y en las fases respetivamente. Los gráficos se muestran en las figuras 3.66 y 3.67.

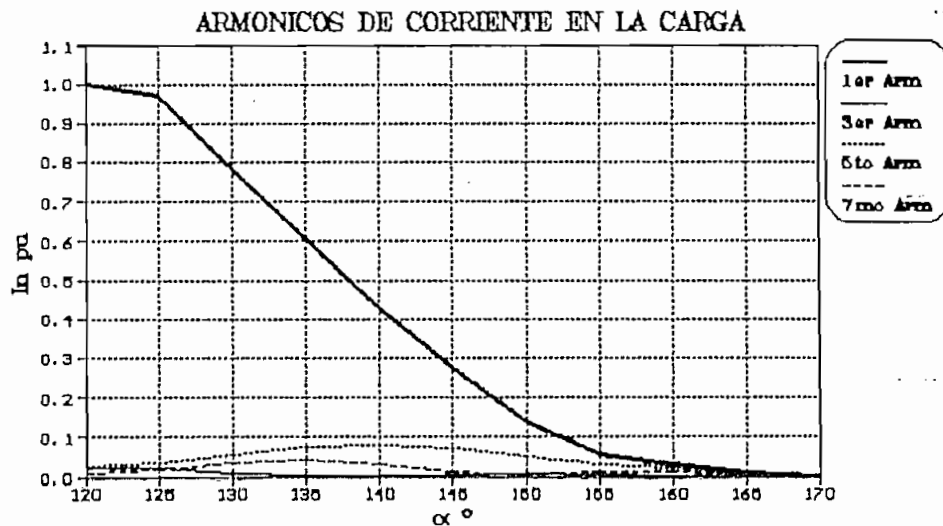


Figura 3.66 Gráfico Armónicos de corriente en la carga vs ángulo de disparo α

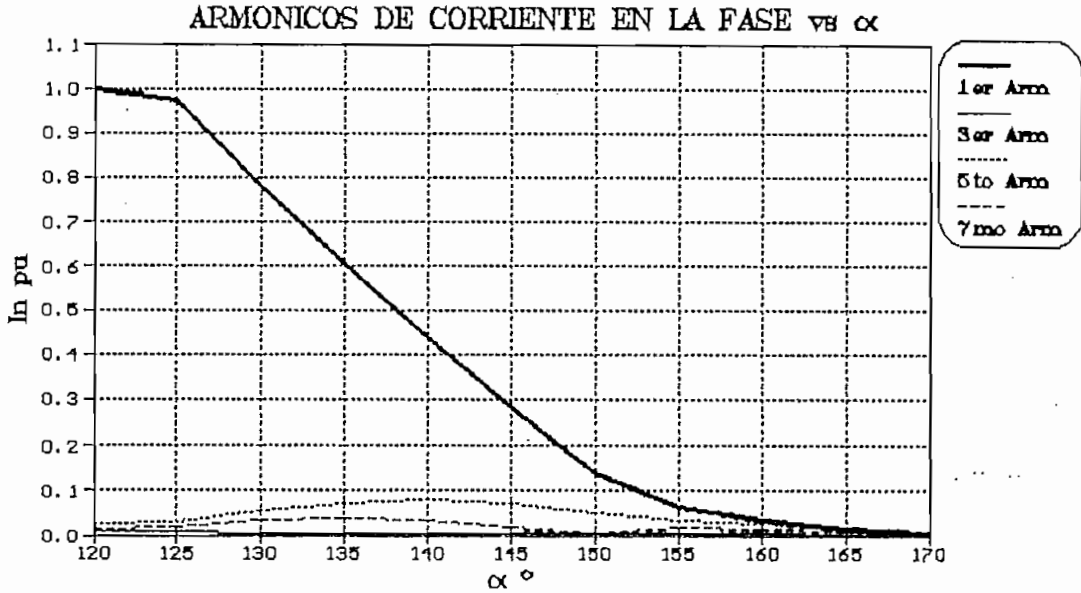


Figura 3.67 Gráfico Armónicos de corriente de fase vs ángulo de disparo a

Para calcular las potencias aparentes, reactiva, activa y de distorsión en la línea, es necesario tener el defasaje entre voltaje fase-neutro y la corriente de fase.

Para medir este ángulo, con un filtro pasabanda sincronizado a 60Hz se obtuvo la fundamental de la corriente de fase. En el osciloscopio se tomó estas dos señales y se midió el defasaje para cada fase.

El gráfico que se obtuvo de los defasajes entre corrientes de fase y voltajes fase-neutro se indican en la figura 3.68

Para evaluar la potencia aparente, activa, reactiva y de distorsión se utilizó las siguientes expresiones con los valores medido en cada fase y promediados.

$$S = 3 * V_{FASE-FASE} * I_{CARGA}$$

$$Q = 3 * V_{FASE-NEUTRO} * I_{1(FASE)} * \text{SEN}(\phi)$$

$$P = 3 * V_{FASE-NEUTRO} * I_{1(FASE)} * \text{COS}(\phi)$$

$$D = \sqrt{S^2 - Q^2 - P^2}$$

Donde: $I_{1(FASE)}$ = Fundamental de la corriente de fase.
 ϕ = Defasaje $V_{FASE-NEUTRO}-I_{FASE}$
 S = Potencia aparente.
 Q = Potencia Reactiva.
 D = Potencia de distorsión.

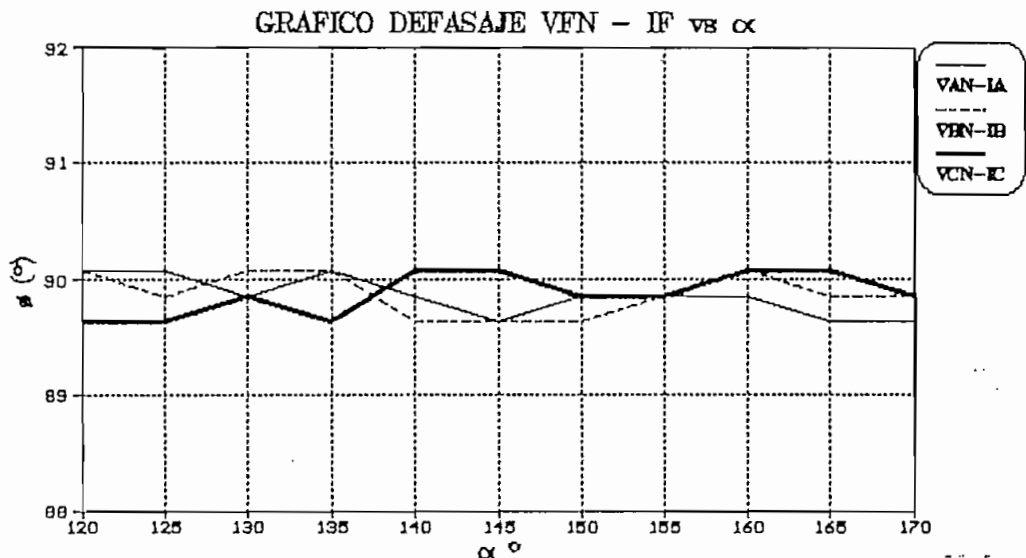


Figura 3.68 Gráfico Defasajes $V_{fase-neutro} - I_{fase}$ vs ángulo de disparo α

El gráfico de la figura 3.69 muestra la fundamental de la corriente en la fase (promediada). En los gráficos de las figuras 3.70 y 3.71 se muestran las potencias aparente, reactiva y activa (eje Y de 0 a 5.0), y la potencia de distorsión respectivamente.

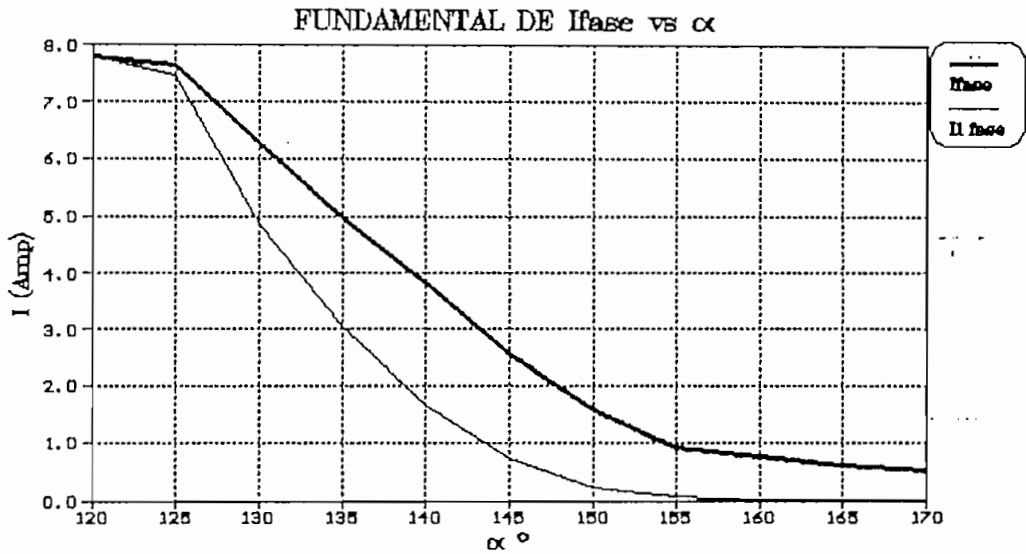


Figura 3.69 Gráfico de la fundamental de la corriente de fase vs ángulo de disparo α

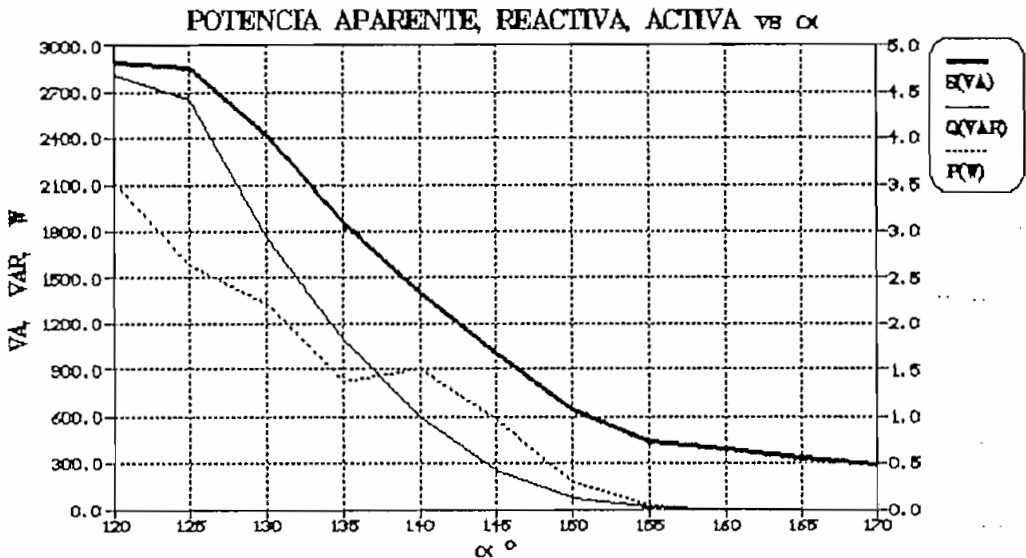


Figura 3.70 Gráfico de las potencias aparente, reactivas y activa vs ángulo de disparo α

En el numeral 3.2.2 se muestran las formas de onda de voltajes y corrientes medidas, para efectos de comparación del muestreo de las corrientes, a continuación se muestran para tres ángulos de disparo: 120° , 135° y 165° , las formas de onda de corriente de carga y de corriente de fase que se

obtuvieron con el programa MICROCAP III y los archivos de datos del muestreo,

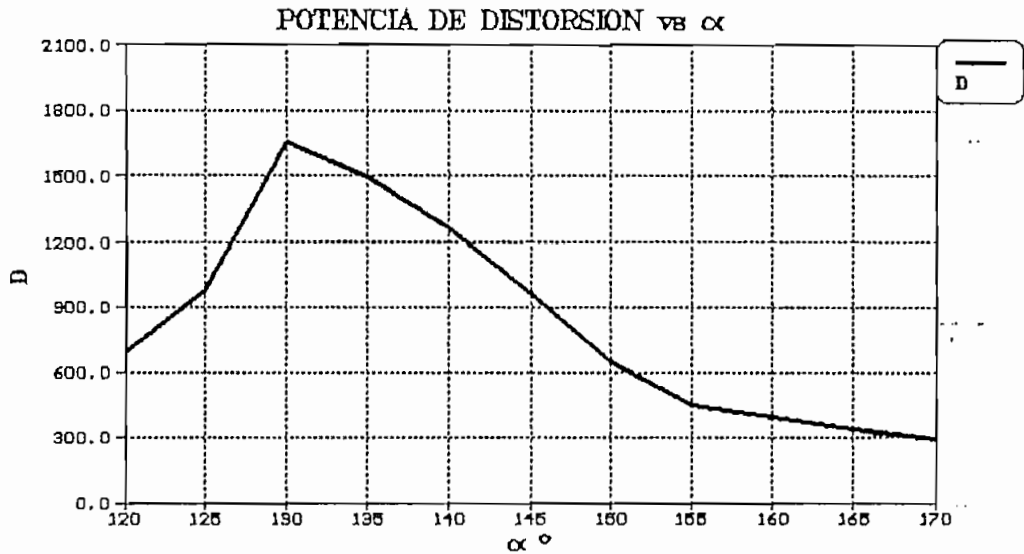


Figura 3.71 Gráfico de la potencia de distorsión vs ángulo de disparo α

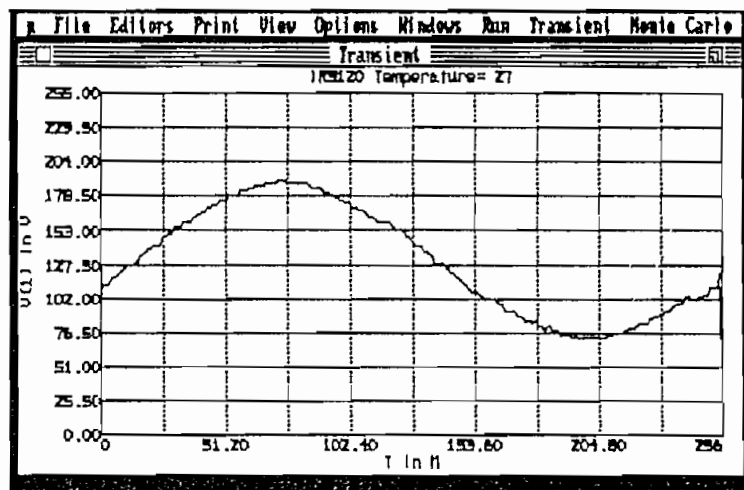


Figura 3.72 Gráfico I_C CARGA para $\alpha = 120^\circ$

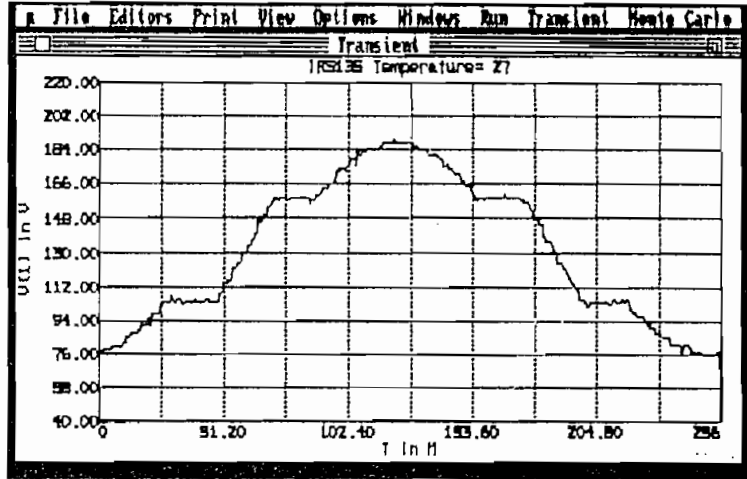


Figura 3.73 Gráfico ICRGA para $\alpha = 135^\circ$

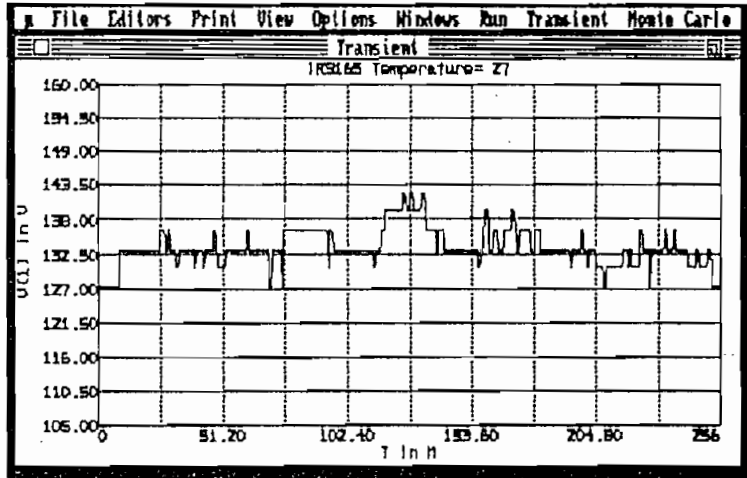


Figura 3.74 Gráfico ICRGA para $\alpha = 165^\circ$

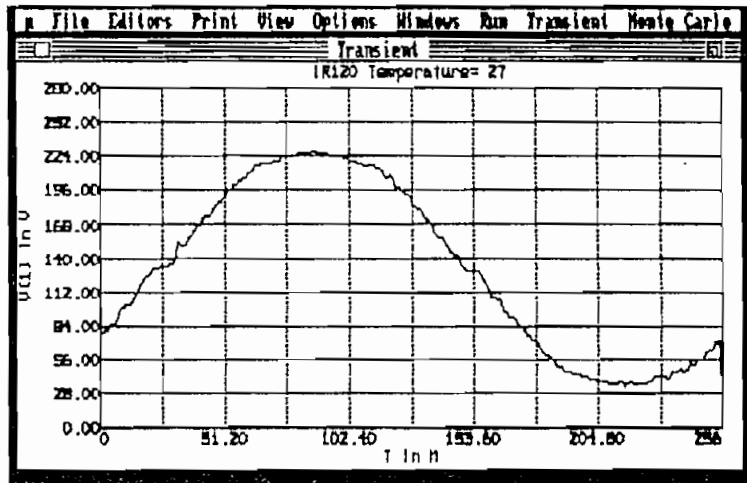


Figura 3.75 Gráfico IFRB para $\alpha = 120^\circ$

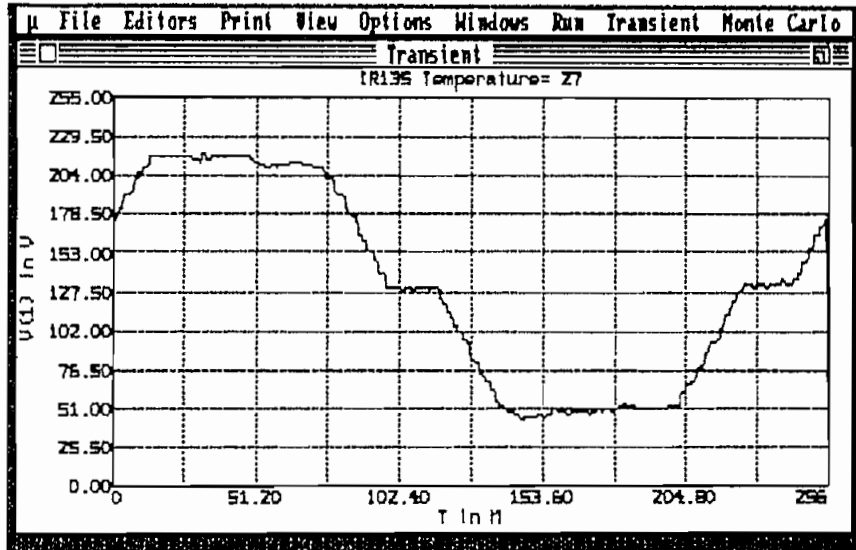


Figura 3.76 Gráfico I_{FASK} para $\alpha = 135^\circ$

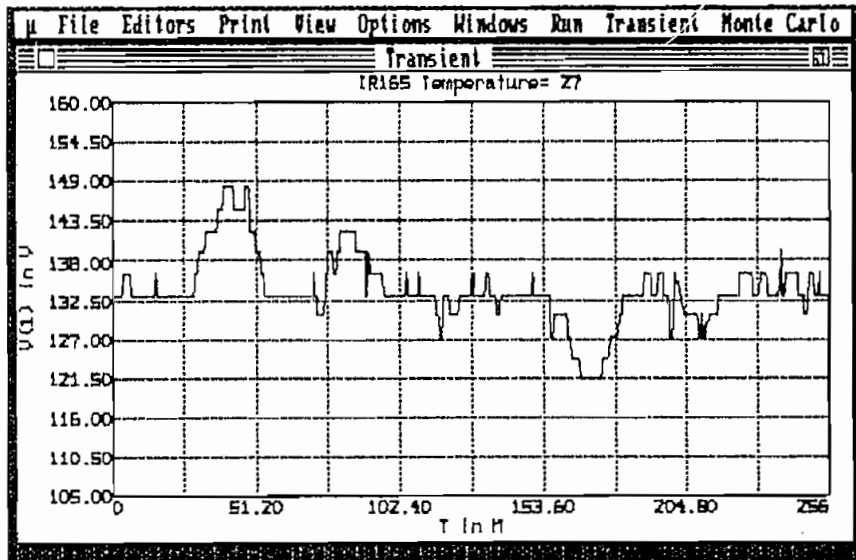


Figura 3.77 Gráfico I_{FASK} para $\alpha = 165^\circ$

Las hojas de resultados de los armónicos que calcula en programa MICROCAP III se muestran a continuación,

- Hoja de resultados para corriente en la carga, $\alpha=120^\circ$

Micro-cap III
Name
Fourier coefficients of waveform IRS120
Date 11/15/93 Time 03:56:14

Har No.	Percent	Magnitude (Volts)	Angle (Degrees)	Cosine Term	Sine Term
0	228.719461	128.656250	0.000000	128.656250	0.000000
1	100.000000	56.250679	-105.000990	-14.559607	54.333733
2	3.568207	2.007141	109.089527	-0.656426	-1.896766
3	3.022126	1.699967	89.017992	0.029135	-1.699717
4	0.896203	0.504120	96.606496	-0.057999	-0.500773
5	2.450647	1.378506	174.910093	-1.373070	-0.122299
6	0.818090	0.460181	68.989193	0.164995	-0.429585
7	0.860501	0.484038	149.601374	-0.417495	-0.244929
8	0.170168	0.095721	77.984259	0.019927	-0.093624
9	0.119040	0.066961	10.937649	0.065745	-0.012705
10	0.065724	0.036970	120.972431	-0.019026	-0.031699
11	0.677203	0.380976	-71.800641	0.118938	0.361935
12	0.430690	0.246766	116.209063	-0.100907	-0.221394
13	0.294621	0.165726	-63.495064	0.073959	0.140300
14	0.454303	0.255548	77.922406	0.053470	-0.249892
15	0.399367	0.224646	45.002310	0.150043	-0.150055
16	0.383348	0.215636	54.501406	0.124971	-0.175731

Fourier statistics

Total harmonic distortion (%).....	5.601981
Odd harmonic distortion (%).....	4.074133
Even harmonic distortion (%).....	3.844948
Sum of harmonics 2...N	0.222903
Sum of harmonics^2 2...N	9.929761
Square root of sum of harmonics^2 2..N.....	3.151152
Sum of odd harmonics 3...N	4.400820
Sum of odd harmonics^2 3...N	5.252016
Sum of even harmonics 2...N	3.822084
Sum of even harmonics^2 2...N	4.677744
Average AC power of waveform into a 1 ohm load(Watts)....	1507.034325
Average AC power of waveform into a 50 ohm load(Watts)....	31.740606
Average AC power of waveform into a 600 ohm load(Watts)....	2.645057
Average AC power of odd harmonics into a 1 ohm load(watts)	2.626000
Average AC power of even harmonics into a 1 ohm load(watts)	2.330872
RMS value of waveform.....	134.602831

- Hoja de resultados para corriente en la carga, $\alpha=135^\circ$

Micro-cap III
Name
Fourier coefficients of waveform IRS135
Date 11/15/93 Time 04:06:48

Har No.	Percent	Magnitude (Volts)	Angle (Degrees)	Cosine Term	Sine Term
0	249.026249	130.691406	0.000000	130.691406	0.000000
1	100.000000	52.400776	-172.620701	-52.046333	6.740330
2	1.222707	0.644314	6.373065	0.640331	-0.071529
3	1.367171	0.717505	-75.545574	0.179096	0.694793
4	0.476502	0.250073	175.701134	-0.249395	-0.010397
5	12.320440	6.465091	-144.010555	-5.232246	3.790062
6	0.456991	0.239833	75.560696	0.059003	-0.232250
7	6.656670	3.493405	52.050074	2.107725	-2.704511
8	0.291022	0.152731	-136.502460	-0.110939	0.104974
9	0.373643	0.196091	150.460722	-0.102407	-0.071967
10	0.094150	0.049411	-174.005906	-0.049200	0.004473
11	1.799212	0.944244	-94.000792	-0.079025	0.940931
12	0.034410	0.010059	-94.776511	-0.001504	0.017996
13	0.503707	0.264350	90.134120	-0.000619	-0.264350
14	0.154123	0.080005	-31.055152	0.066703	0.042609
15	0.404634	0.212356	-101.607344	-0.043017	0.207953
16	0.016703	0.000766	-163.196592	-0.000392	0.002534

Fourier statistics

Total harmonic distortion (%).....	14.276905
Odd harmonic distortion (%).....	14.204509
Even harmonic distortion (%).....	1.435945
Sum of harmonics 2...N	13.737996
Sum of harmonics^2 2...N	56.139930
Square root of sum of harmonics^2 2..N.....	7.472659
Sum of odd harmonics 3...N	12.293923
Sum of odd harmonics^2 3...N	55.572029
Sum of even harmonics 2...N	1.444072
Sum of even harmonics^2 2...N	0.567910
Average AC power of waveform into a 1 ohm load(Watts)....	1405.196396
Average AC power of waveform into a 50 ohm load(Watts)....	28.103920
Average AC power of waveform into a 600 ohm load(Watts)....	2.341994
Average AC power of odd harmonics into a 1 ohm load(watts)	27.786015
Average AC power of even harmonics into a 1 ohm load(watts)	0.203955
RMS value of waveform.....	135.961171

- Hoja de resultados para corriente en la carga, $\alpha=165^\circ$

Micro-cap III
Name
Fourier coefficients of waveform IRS165
Date 11/15/93 Time 04:36:32

Har No.	Percent	Magnitude (Volts)	Angle (Degrees)	Cosine Term	Sine Term
0	5593.564324	133.304600	0.000000	133.304600	0.000000
1	100.000000	2.303100	-174.702164	-2.373304	0.216732
2	16.435527	0.391600	-49.034699	0.252637	0.299323
3	20.064672	0.497243	-172.649492	-0.493156	0.063617
4	10.355600	0.246794	107.453041	-0.074023	-0.235432
5	02.477821	1.965595	175.746920	-1.960182	-0.145773
6	14.105322	0.330062	13.511373	0.320705	-0.070904
7	62.059594	1.470992	-171.990233	-1.464592	0.205001
8	0.313323	0.190121	63.145720	0.009496	-0.176756
9	4.005790	0.095465	170.694141	-0.095440	-0.002176
10	5.119500	0.122007	157.770676	-0.112939	-0.046157
11	24.707493	0.590730	160.267147	-0.570300	-0.120124
12	6.103400	0.145455	50.711030	0.092107	-0.112577
13	10.660205	0.254244	-54.120201	0.140900	0.206022
14	10.411257	0.240119	117.006224	-0.116050	-0.219307
15	14.272797	0.340146	117.002044	-0.159070	-0.300660
16	15.050176	0.377929	113.123212	-0.140416	-0.347567

Fourier statistics

Total harmonic distortion (%).....	114.491699
Odd harmonic distortion (%).....	109.714670
Even harmonic distortion (%).....	32.726721
Sum of harmonics 2...N	7.290591
Sum of harmonics^2 2...N	7.444946
Square root of sum of harmonics^2 2...N.....	2.720543
Sum of odd harmonics 3...N	5.222415
Sum of odd harmonics^2 3...N	6.036645
Sum of even harmonics 2...N	2.060176
Sum of even harmonics^2 2...N	0.600301
Average AC power of waveform into a 1 ohm load(Watts)....	6.562246
Average AC power of waveform into a 50 ohm load(Watts)....	0.131245
Average AC power of waveform into a 600 ohm load(Watts)....	0.010937
Average AC power of odd harmonics into a 1 ohm load(watts)	3.410323
Average AC power of even harmonics into a 1 ohm load(watts)	0.304151
RMS value of waveform.....	133.329299

- Hoja de resultados para corriente en la fase, $\alpha=120^\circ$

Micro-cap III
Name
Fourier coefficients of waveform IR120
Date 11/12/93 Time 07:26:00

Har No.	Percent	Magnitude (Volts)	Angle (Degrees)	Cosine Term	Sine Term
0	132.286225	129.860550	0.000000	129.860550	0.000000
1	100.000000	98.166344	-123.529668	-54.224007	81.831459
2	0.855538	0.839850	69.542643	0.293536	-0.786883
3	0.659560	0.647466	-154.347905	-0.583652	0.288292
4	0.184499	0.181116	-128.431152	-0.091736	0.156165
5	2.549156	2.502413	-86.472838	0.153953	2.497673
6	0.145538	0.142869	-55.853104	0.080195	0.118239
7	1.294886	1.271142	-152.861587	-1.131198	0.579821
8	0.245313	0.240815	65.615517	0.099422	-0.219333
9	0.402561	0.395188	-131.238993	-0.260462	0.297198
10	0.434317	0.426354	98.882183	-0.086564	-0.426383
11	0.983641	0.965604	59.961268	0.483367	-0.835911
12	0.343254	0.336968	-125.451396	-0.195441	0.274498
13	0.659888	0.646924	29.669148	0.562111	-0.328221
14	0.246382	0.241786	-32.695931	0.283475	0.138688
15	0.073788	0.072349	-116.879393	-0.031886	0.064983
16	0.166412	0.163361	-8.488282	0.161575	0.024878

Fourier statistics

Total harmonic distortion (%).....	3.379560
Odd harmonic distortion (%).....	3.190497
Even harmonic distortion (%).....	1.114521
Sum of harmonics 2...N	9.074189
Sum of harmonics^2 2...N	11.006489
Square root of sum of harmonics^2 2...N.....	3.317591
Sum of odd harmonics 3...N	6.581878
Sum of odd harmonics^2 3...N	9.889388
Sum of even harmonics 2...N	2.573111
Sum of even harmonics^2 2...N	1.197821
Average AC power of waveform into a 1 ohm load(Watts)....	4823.818721
Average AC power of waveform into a 50 ohm load(Watts)....	96.476377
Average AC power of waveform into a 600 ohm load(Watts)....	8.039898
Average AC power of odd harmonics into a 1 ohm load(watts)	4.984694
Average AC power of even harmonics into a 1 ohm load(watts)	8.598511
RMS value of waveform.....	147.267848

- Hoja de resultados para corriente en la fase, $\alpha=135^\circ$

Micro-cap III
Name
Fourier coefficients of waveform IR135
Date 11/12/93 Time 07:51:13

Har No.	Percent	Magnitude (Volts)	Angle (Degrees)	Cosine Term	Sine Term
0	144.688391	131.033203	0.000000	131.033203	0.000000
1	100.000000	90.562347	-58.504723	47.312332	77.228993
2	0.558482	0.505775	-179.117941	-0.505715	0.007786
3	1.715510	1.553606	-34.004339	1.287932	0.868863
4	0.401106	0.363251	-131.041592	-0.230513	0.273976
5	12.183512	11.033674	-123.251433	-6.049920	9.227158
6	0.720064	0.659352	12.742102	0.643114	-0.145429
7	6.095464	5.520195	-57.983073	2.926575	4.680567
8	0.484188	0.438492	123.408008	-0.241433	-0.366041
9	0.640076	0.579668	65.565752	0.239779	-0.527751
10	0.242284	0.219418	147.663595	-0.185391	-0.117364
11	1.641448	1.486534	68.700344	0.539977	-1.384994
12	0.230927	0.209133	93.534282	-0.012892	-0.208735
13	0.706861	0.640158	121.551467	-0.334968	-0.545517
14	0.095515	0.086500	144.220619	-0.070175	-0.050574
15	0.350144	0.317099	82.065563	0.043772	-0.314063
16	0.279393	0.253025	53.134900	0.151798	-0.202433

Fourier statistics

Total harmonic distortion (%).....	13.917558
Odd harmonic distortion (%).....	13.865054
Even harmonic distortion (%).....	1.198548
Sum of harmonics 2...N	23.865871
Sum of harmonics^2 2...N	150.862503
Square root of sum of harmonics^2 2..N.....	12.604067
Sum of odd harmonics 3...N	21.130926
Sum of odd harmonics^2 3...N	157.684341
Sum of even harmonics 2...N	2.734946
Sum of even harmonics^2 2...N	1.178165
Average AC power of waveform into a 1 ohm load(Watts)....	4100.200636
Average AC power of waveform into a 50 ohm load(Watts)....	83.604014
Average AC power of waveform into a 600 ohm load(Watts)....	6.967001
Average AC power of odd harmonics into a 1 ohm load(watts)	78.842171
Average AC power of even harmonics into a 1 ohm load(watts)	0.589082
RMS value of waveform.....	146.116053

- Hoja de resultados para corriente en la fase, $\alpha=165^\circ$

Micro-cap III
Name
Fourier coefficients of waveform IR165
Date 11/12/93 Time 08:28:24

Har No.	Percent	Magnitude (Volts)	Angle (Degrees)	Cosine Term	Sine Term
0	3257.038072	133.656250	0.000000	133.656250	0.000000
1	100.000000	4.103613	-63.721464	1.816815	3.679514
2	11.125031	0.456520	128.724996	-0.285596	-0.356164
3	46.368474	1.902783	177.556641	-1.901053	-0.081119
4	14.115430	0.579243	-177.263599	-0.578583	0.027654
5	87.423850	3.587537	84.759840	0.327652	-3.572543
6	10.240897	0.420247	-32.988765	0.352494	0.228814
7	61.699815	2.531922	-68.587120	0.924369	2.357153
8	2.822337	0.115818	-30.787064	0.099496	0.059281
9	17.369720	0.712786	163.088129	-0.681961	-0.207350
10	8.119004	0.333176	-126.430585	-0.197856	0.268066
11	25.532193	1.047742	117.975371	-0.491488	-0.925313
12	10.877605	0.446375	-9.698690	0.439995	0.075199
13	17.326434	0.711010	-103.044229	-0.168477	0.692663
14	4.746256	0.194768	66.890187	0.076445	-0.179139
15	5.802901	0.238129	77.165654	0.052896	-0.232179
16	10.569371	0.433726	-33.741271	0.360667	0.240910

Fourier statistics

Total harmonic distortion (%).....	125.066572
Odd harmonic distortion (%).....	122.013570
Even harmonic distortion (%).....	27.465138
Sum of harmonics 2...N	13.711790
Sum of harmonics^2 2...N	26.339975
Square root of sum of harmonics^2 2...N.....	5.132249
Sum of odd harmonics 3...N	10.731909
Sum of odd harmonics^2 3...N	25.069700
Sum of even harmonics 2...N	2.979881
Sum of even harmonics^2 2...N	1.270271
Average AC power of waveform into a 1 ohm load(Watts)....	21.589809
Average AC power of waveform into a 50 ohm load(Watts)....	0.431796
Average AC power of waveform into a 600 ohm load(Watts)....	0.035983
Average AC power of odd harmonics into a 1 ohm load(watts)	12.534850
Average AC power of even harmonics into a 1 ohm load(watts)	0.635136
RMS value of waveform.....	133.736992

3.4. DETALLES CONSTRUCTIVOS.

El equipo fué construido con la intención de que pudiera también ser utilizado a nivel industrial. Es por esta razón de que se utilizó un gabinete metálico contruido en base a normas industriales. Dentro del gabinete se encuentran las siguientes partes constitutivas:

- Tarjeta #1, consta de:
 - Fuentes de $+12V_{DC}$ @ $0.5Amp.$, $-12V_{DC}$ @ $0.5Amp.$ y $+5V_{DC}$ @ $2Amp.$
 - Circuitos detectores de cruces por cero para las tres fases.
 - Drivers para disparo de tiristores.
 - Conector H1 de cable plano, de señales de cruces por cero, va a la tarjeta MCPD51DA (conector H6).
 - Conector H2 de cable plano, de señales de control que llegan de la tarjeta MCPD51DA (conector H6), para disparo de tiristores.
 - Terminal de 13 salidas, para las tres fases y neutro (R, S, T, N), salidas del transformador de alimentación (T1, T2 Y TC), salidas a los transformadores de pulsos (TRAF01, GND1; TRAF02, GND2 Y TRAF03, GND3).
 - Conector de 4 pines de las fuentes de polarización ($+12V$, $-12V$, $+5V$ Y GND).
 - Conector de 2 pines ($+12V$ y GND) para ventilador de enfriamiento de tarjeta #1.

- Tarjeta #2, consta de:
 - Display de 4 dígitos.
 - Teclas de variación de α .
 - Conector H1 de cable plano, de señales para encendido del display y los leds que llegan de la tarjeta MCPD51DA (conector H1).
 - Conector H2 de cable plano, de señales de tecla presionada, va a la tarjeta MCPD51DA (conector H6)

- Tarjeta #3, #4 y #5, cada una consta de:
 - Dos tiristores C3BM en antiparalelo.
 - Un transformador de pulsos.
 - Red snubber de protección del dv/dt .
 - Terminal de 4 entradas, para entradas a los transformadores de pulsos (TRAFOn Y GNDn, n = 1,2 o 3), para entrada de la alimentación trifásica (A, B o C) y para la salida a la carga (a, b o c).

- Tarjeta #6, consta de:
 - Tarjeta MCPD51DA, diseñada para el desarrollo de proyectos y aplicaciones de carácter general en base a los microprocontroladores INTEL de la familia MCS-51. (explicación ampliada en el anexo).

- Transformador de alimentación, $110V_{AC}/20V_{AC}-20V_{AC}$.
- Protección de las fuentes de polarización, consta de:
 - Fusible para el transformador de alimentación.
 - Varistor.

- Switch de encendido (con indicación luminosa) de la etapa de control.
- Conectores de entrada de la alimentación trifásica.
- Conectores de salida a la carga.

Como parte del equipo constan también las inductancias de carga, estas son exteriores al gabinete.

Las partes constitutivas y su disposición física pueden ser apreciadas en las fotografías 1 a la 7 que se indican a continuación.

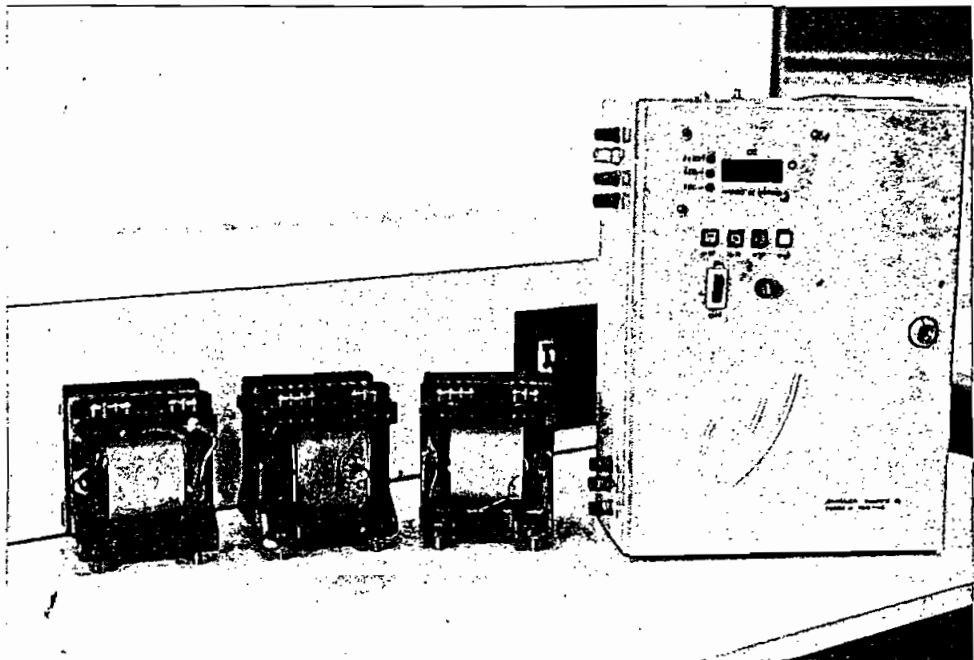


Foto #1 Vista frontal del equipo con las inductancias.

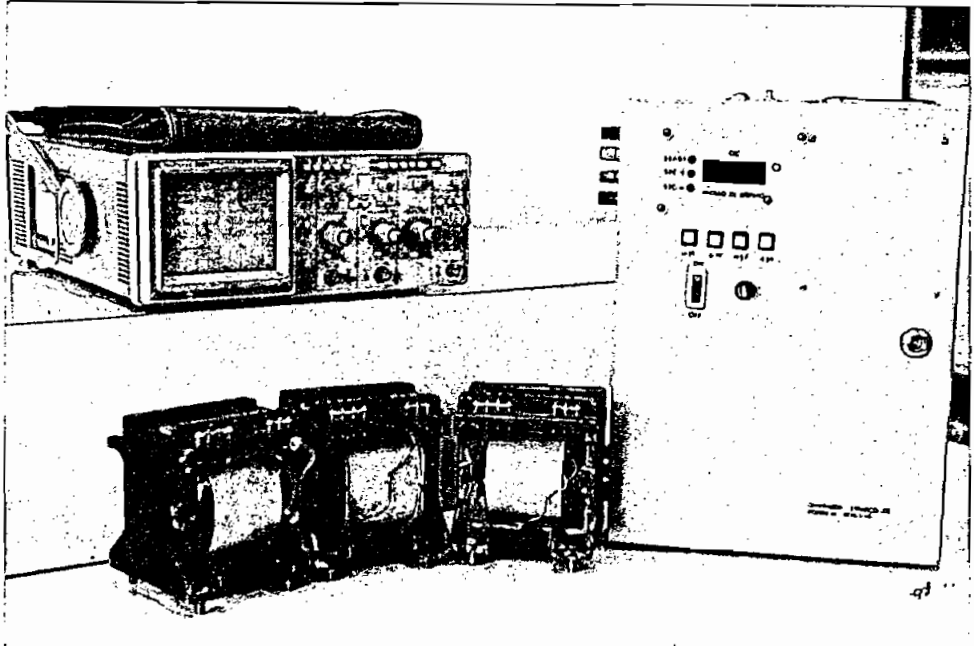


Foto #2 Vista frontal del equipo con las inductancias y con osciloscopio de referencia.

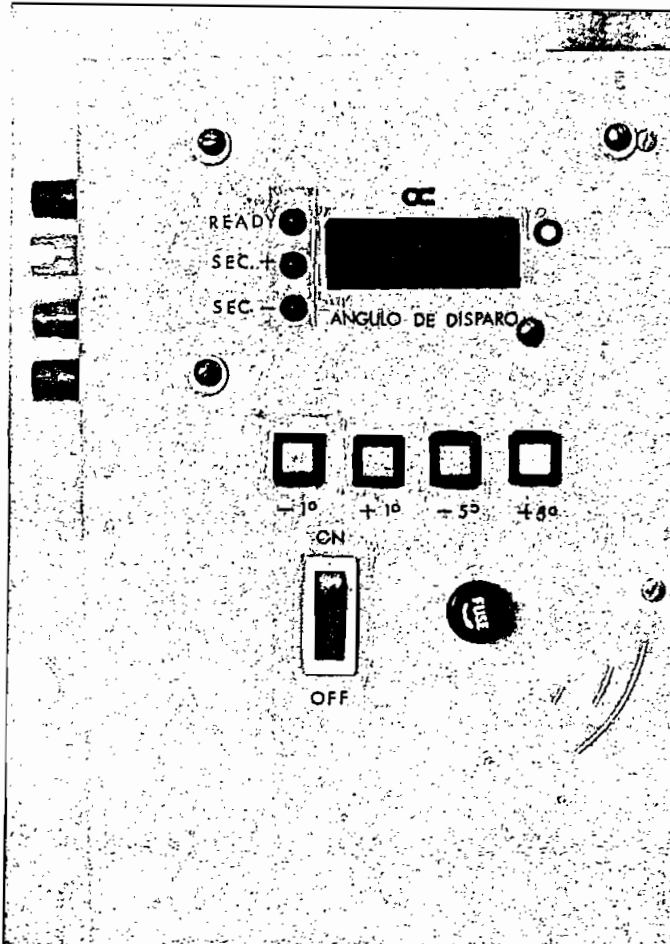


Foto #3 Vista de teclado, display, leds indicadores, switch de encendido y portafusibles.

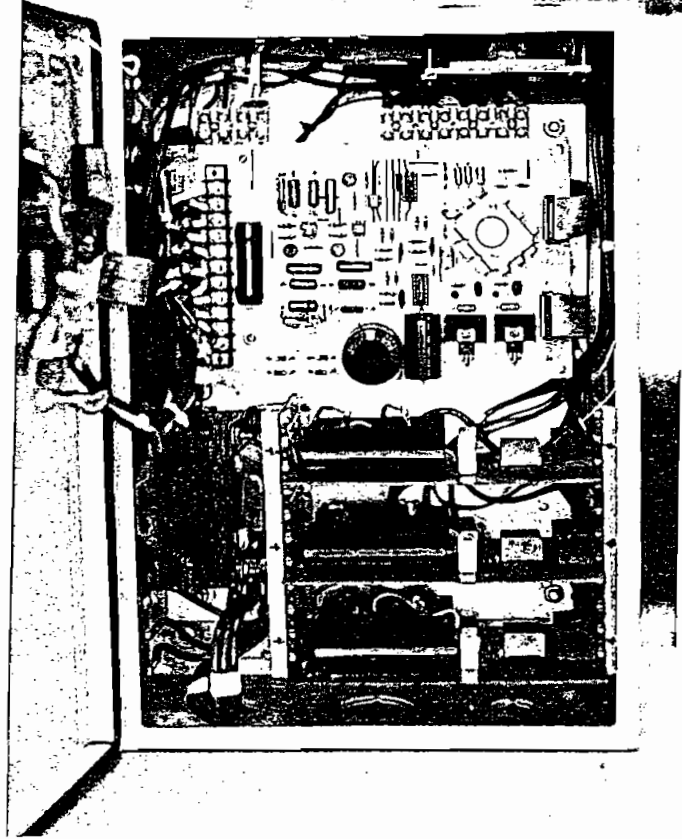


Foto #4 Vista interior del equipo.

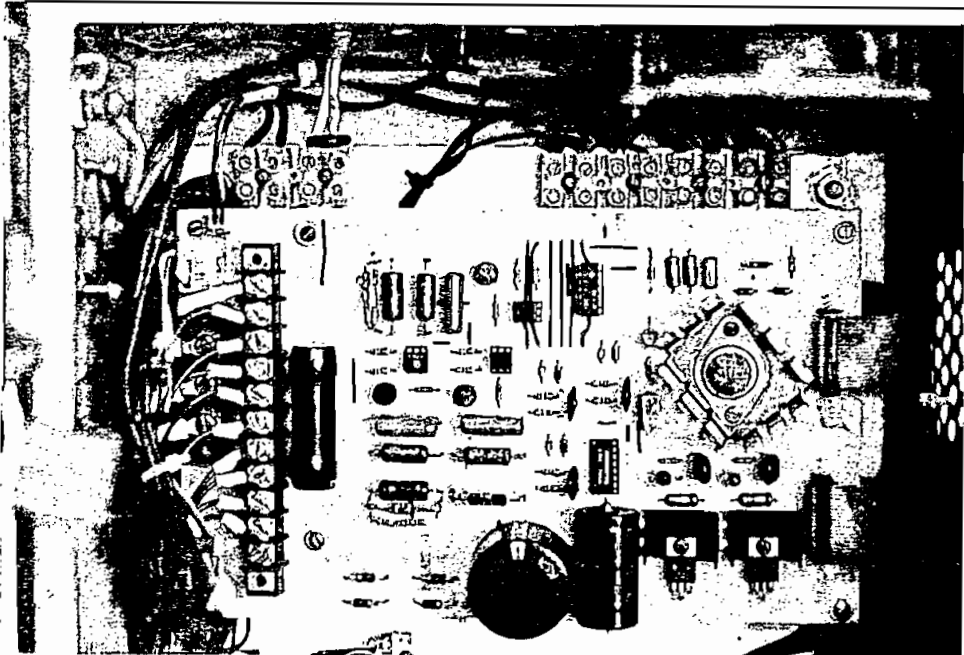


Foto #5 Tarjeta #1.

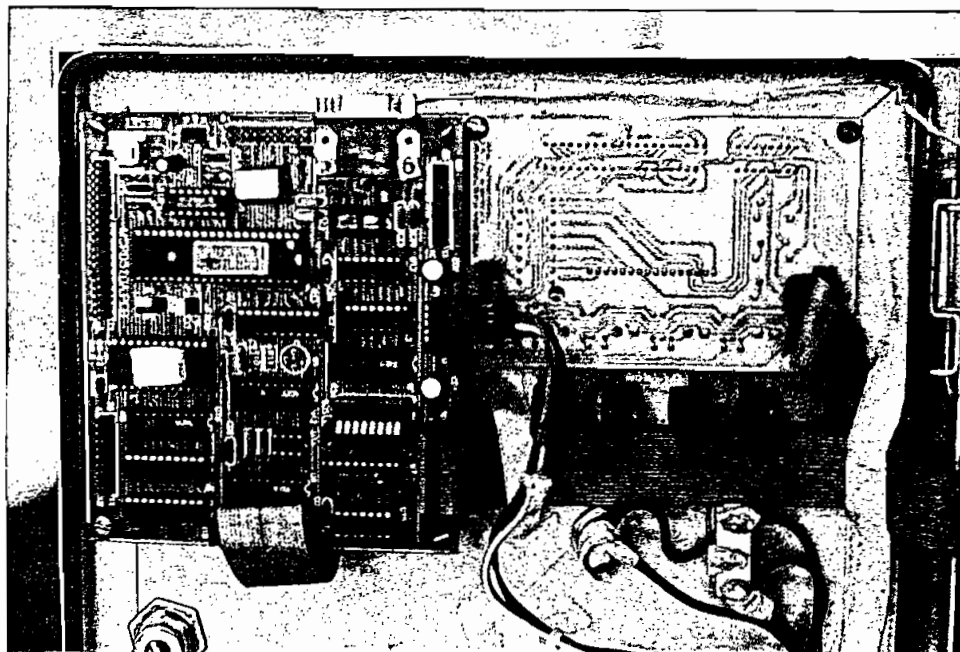


Foto #6 Tarjeta #2 y Tarjeta #6.

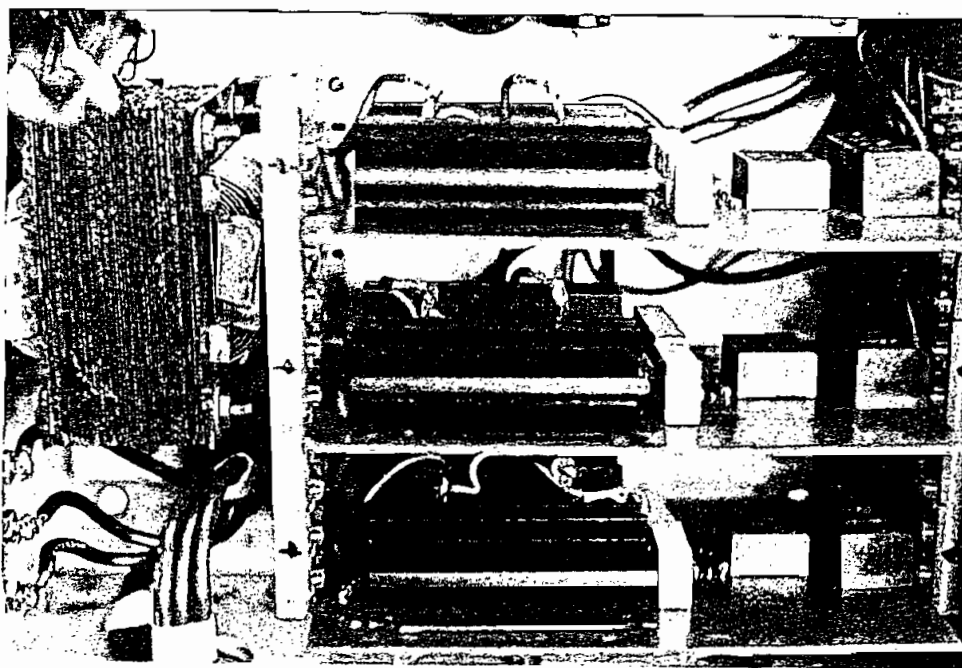


Foto #7 Tarjeta #3, #4, #5 y transformador de alimentación.

CAPITULO 4

CONCLUSIONES

CAPITULO 4

4. CONCLUSIONES.

4.1. ANALISIS TECNICO-ECONOMICO.

A continuación se presenta una lista detallada de todo el material utilizado y sus precios en el mercado nacional. Al final se hace el equivalente a dólares para la fecha de Diciembre de 1993.

CANTIDAD	DESCRIPCION	VALOR UNITARIO (\$.)	VALOR TOTAL (\$.)
6	Tiristores C38M 600V/35Amp	25000	150000
3	Disipadores 641K	6300	18900
3	Transformadores de pulsos	8000	24000
3	Resistencias 1.2K Ω /10W	1450	4350
3	Condensadores 0.47 μ f/400V	2200	6600
3	Terminales de 4 entradas	950	2850
1	LM7812	1900	1900
1	LM7912	1900	1900
1	LM338K	15000	15000
1	Condensador 6800 μ f/35V	5600	5600
1	Condensador 2200 μ f/35V	1600	1600
4	Diodos NTE156	1300	5200
6	Condensadores 10 μ f/25V	320	1920
10	Condensadores 0.1 μ f	270	2700

CANTIDAD	DESCRIPCION	VALOR UNITARIO (\$.)	VALOR TOTAL (\$.)
6	Diodos	250	1500
6	Leds de varios colores	350	2100
48	Resistencias 1/4W varios valores	60	2880
1	Potenci6metro 1k Ω	2200	2200
1	Resistencia 20 Ω /20W	1600	1600
1	Diodo zener 5.6V/5W	6500	6500
3	Diodos zener 5.6V/1W	500	1500
3	Condensadores 4.7nf	750	2250
2	ULN2003	2500	5000
3	4N25	2750	8250
1	74C14	3200	3200
3	Puentes 1.5Amp/400V	900	2700
3	Resistencias 2K Ω /5W	657	1971
3	Resistencias 1.5K Ω /2W	89	267
3	Condensadores 1 μ f/100V	500	1500
4	Condensadores 47nf	200	800
4	Diodos 1N4148	220	880
4	Teclas	1600	6400
1	CD4511	6500	6500
1	UDN2981A	2500	2500
1	Display de leds TSB5881	8000	8000
1	8751H	120000	120000
3	74LS244	2500	7500
3	74LS373	2500	7500
2	74LS138	2500	5000
1	74HC14	3000	3000
1	Cristal 7.3728MHz	2500	2500
1	Diodo zener 5.1V/1W	500	500
1	Memoria 2732	15000	15000
1	Conector DB9	1500	1500
1	7430	1000	1000
5	Jumpers	500	2500
2	Resistencias integradas	1500	3000

CANTIDAD	DESCRIPCION	VALOR UNITARIO (\$.)	VALOR TOTAL (\$.)
8	Conectores IDC hembra 20 pines	2200	17600
4	Regletas dobles	2500	10000
2	Conector 4 pines	2000	4000
2	Disipadores	1000	2000
3	Zócalos 6 pines	1000	3000
8	Zócalos 14, 16 pines	700	5600
4	Zócalos 20 pines	900	3600
1	Zócalo 24 pines	1200	1200
1	Zócalo 40 pines	2300	2300
2	Pulsantes	2500	5000
10	Aislantes de mica	500	5000
1	Interruptor	3000	3000
1	Portafusible	2500	2500
1	Regleta 13 entradas	1200	1200
1	Varistor	20000	20000
1	Ventilador 12V	16000	16000
8	Metros cable plano 20 hilos	1800	14400
10	Metros cable #14AWG	500	5000
5	Metros cable #22AWG multifilar	400	2000
30	Libras hierro laminado	6000	180000
20	Libras alambre esmaltado	6000	120000
1	Gabinete metálico 40x30x15	60000	60000
	Tuercas, pernos, tornillos		
	brocas, arandelas	10000	10000
	Impresos, fotograbado, etc.	150000	150000
		TOTAL:	1'123.418

La cotización del dólar a Diciembre de 1993 es de \$2000, entonces el valor del equipo es de:

TOTAL: U.S.D. 561.71

En el mercado nacional no se dispone de este tipo de equipos. Es por esta razón que no se puede hacer una comparación del costo del equipo.

4.2. DISCUSION DE RESULTADOS EXPERIMENTALES.

De todo lo diseñado en el presente trabajo se puede afirmar, en base a los resultados obtenidos, que la totalidad de la sustentación teórica de la Tesis, se ajusta en forma casi perfecta a la realidad práctica. De esta manera, el conjunto de todas y cada una de las afirmaciones hechas en el desarrollo del diseño, se van uniendo entre sí, hasta formar un sistema de control que logra el principal objetivo propuesto, "Generar potencia reactiva".

Para el caso monofásico, en las curvas de la variación de voltajes y corrientes en función de α , están superpuestas las curvas teóricas y las prácticas, y como se puede apreciar los resultados prácticos se acercan bastante a los teóricos. Las diferencias se deben principalmente a:

- El voltaje en la línea no permanece constante.
- Para el cálculo teórico del voltaje en la carga, no se considera a la red snubber que da un pequeño voltaje cuando el tiristor no está activado.
- Un efecto paralelo del voltaje de línea que no es

constante, es que influye en la corriente, por ejemplo para un valor fijo de α , si el voltaje de línea baja, la corriente en la carga también baja.

- La inductancia de carga tiene una parte resistiva, que no se la considera para los análisis teóricos, pero influye en los resultados en mínima proporción.

Es importante anotar que la simulación con el MICROCAP III reemplaza bastante bien a los cálculos teóricos. Es por esta razón que se la utilizó para sustituir a los intrincados cálculos matemáticos que supone el análisis del convertidor trifásico.

Para la configuración trifásica se observa el mismo fenómeno de la monofásica, es decir, los voltajes entre fases no son constantes. Este es el principal factor para las pequeñas variaciones entre los valores teóricos y medidos.

Otro factor importante es que la carga, a pesar de que fué construída lo más exactamente posible, no es totalmente balanceada, y además tiene una parte resistiva que afecta mínimamente a los resultados.

Las mediciones de corriente y voltajes se hicieron en las tres fases, y luego se sacó un promedio. Estos valores promediados de los diferentes parámetros fueron utilizados para realizar los diferentes gráficos. En la simulación con

el MICROCAP III los voltajes y corrientes son los mismos para las tres fases. Esta diferencia también explica las desigualdades entre valores teóricos (simulados) y prácticos.

Una limitación del equipo es que no trabaja en todo el rango posible para α , es decir entre 120° y 180° , sino que trabaja entre 124° y 170° por las razones expuestas en el numeral 2.3.5.10.

Aunque no es el objetivo de este trabajo de tesis, se realizó la prueba de conectar como carga el convertidor AC-AC a un motor trifásico, comprobándose que al variar el ángulo de disparo de los tiristores, la variación de la velocidad del motor no es brusca y no existían torques pulsantes.

4.3. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.3.1. CONCLUSIONES.

Luego de haber concluido con el desarrollo del presente trabajo es necesario destacar los siguientes aspectos:

- Con el equipo construido se puede generar potencia reactiva inductiva máximo hasta 3KVAR. Se verifica con ello que la máxima potencia reactiva es la determinada por las inductancias de carga. El retardo en el ángulo de activado de los tiristores permite reducir la potencia reactiva generada. A pesar de que al incrementar el ángulo de activado se demuestra que la reactancia equivalente aumenta en valor (henrios), esto provoca a la vez que la corriente que circula disminuya, haciendo que la potencia reactiva decrezca al aumentar α .
- La dependencia del valor de potencia reactiva generada para cualquier punto de operación es prácticamente función única del ángulo de disparo, lo cual implica que, para una configuración dada, es suficiente determinar el ángulo apropiado de retardo en el activado de los tiristores para lograr un valor de potencia reactiva deseada. Esto hace que no haga falta un sistema de control a lazo cerrado para regular el valor de potencia reactiva generada por este sistema.

- El parámetro que más influye en alterar la relación entre el ángulo de activado de los tiristores y la potencia reactiva generada, es la resistencia interna de la inductancia de carga, razón por la cual se debe tener mucho cuidado en la construcción de la misma a fin de garantizar que esa resistencia interna sea mínima, lo cual a la vez redundará en mejorar la eficiencia del sistema al minimizar la potencia activa disipada.

- Respecto al esquema de conexión de la carga, si bien en este trabajo se utilizó el esquema en delta, el sistema de control permite trabajar sin ningún problema con carga en Y sin neutro. En este trabajo se optó desde el inicio por la conexión en delta por considerarse más general y en busca de un algoritmo en el microcontrolador que permitiera el disparo de los tiristores de un convertidor AC-AC trifásico sin restricciones. Desde el punto de vista de la generación de potencia reactiva, en la conexión en delta se requieren inductancias de mayor valor, es decir, mayor número de espiras, pero la corriente que circula por ellas es menor. En el caso de carga en Y, las inductancias deben ser de menor valor ($1/\sqrt{3}$) lo que implica menor número de espiras, pero a través de cada una circularía una corriente $\sqrt{3}$ veces mayor. Entonces, el criterio de selección de la configuración de la carga dependerá más bien de aspectos tecnológicos en la

construcción de las inductancias de carga, de la disponibilidad de hierro para el núcleo y de la magnitud máxima de la corriente.

- Respecto al circuito de control implementado en el microprocesador Intel 8751, el algoritmo de disparo de los tiristores permite únicamente realizar un control simétrico en las tres fases. Esto implica que la potencia reactiva generada es igual en cada fase y por lo tanto, este esquema se aplicaría para la implementación de un compensador estático de potencia reactiva en el que no haga falta una compensación individual en cada fase. En este caso, la conexión en delta o en Y sin neutro de las inductancias es indiferente, desde el punto de vista del circuito de control.

- La relación entre potencia reactiva generada y el ángulo de disparo no es lineal. Esto lo podemos apreciar en la figura 3.70. Si se requiere utilizar el convertidor trifásico en un sistema de compensación estático de potencia reactiva, esta no linealidad podría representar un problema el momento de definir los lazos de regulación. Sin embargo, la implementación digital del circuito de control facilitaría la linealización de la característica utilizando una tabla de conversión o un algoritmo de transformación.

- Al generar potencia reactiva con este método se puede conseguir una variación continua de la potencia reactiva generada. Todos los beneficios que tienen los semiconductores de potencia, como versatilidad, robustez, etc. son aplicados en este esquema. Debido a la implementación digital del circuito de control, es inevitable caer en la discretización del ángulo de disparo. En este caso, se ha determinado una resolución de 1 grado de variación para alfa y se ha comprobado que este valor es suficiente para los fines previstos.

- Una desventaja que se ha verificado en las diferentes pruebas, de laboratorio, es la presencia de potencia de distorsión en valores que no siempre pueden ser despreciados. Se verifica que la potencia de distorsión D alcanza su máximo valor alrededor de un ángulo de disparo de 130° , donde se comprueba que el valor de la potencia de distorsión es muy cercano al valor de potencia reactiva. Este ángulo es el que debería evitarse en la generación de potencia reactiva (Q). En el caso de utilizar este esquema para la compensación estática de potencia reactiva, si se desea una regulación continua del factor de potencia sería necesario sobredimensionar el equipo de tal manera que el ángulo de disparo sea siempre mayor a 140° . Esto obligaría a utilizar el esquema propuesto subutilizando su capacidad en un factor de 3:1 por lo

menos. Así, por ejemplo para generar 3KVAR sería necesario disponer de un equipo de aproximadamente 9KVAR y limitar el ángulo de activado mínimo de los tiristores a 140° . En este caso tampoco se eliminaría totalmente la potencia de distorsión, pero su valor máximo se limita a $Q/3$ lo que, en el peor de los casos, obligaría a poner filtros armónicos (3er θ , 5to θ , 7mo θ) dimensionados para ese valor.

Otra alternativa sería dimensionar al convertidor AC-AC y la carga inductiva tomando en cuenta la potencia reactiva exacta que se desea generar, controlar el ángulo de disparo de los tiristores en todo el rango y añadir filtros de armónicos (3er θ , 5to θ , 7mo θ) en las líneas de alimentación. En este caso, en el ángulo de disparo igual a 130° , la potencia de distorsión es aproximadamente la mitad de la potencia reactiva nominal del equipo y, por lo tanto, los filtros deberían ser dimensionados en base a este valor.

Como conclusión, para generar una potencia reactiva de valor Q , se puede optar por las siguientes opciones:

- * Diseñar un convertidor AC-AC trifásico con carga inductiva de potencia reactiva nominal igual a Q y añadir filtros en la línea dimensionados para una potencia de distorsión igual a $Q/2$.
- * Diseñar un convertidor AC-AC trifásico con carga inductiva de potencia reactiva nominal igual a $3Q$ y limitar el ángulo mínimo de disparo. Nótese que

no necesariamente, el diseñar un convertidor AC-AC de 3Q implica mayor costo porque si se sabe que el ángulo mínimo de disparo será de 140° , entonces los tiristores serían los mismos que para una potencia Q, y tan solo se debería reducir el valor de la inductancia L. Esto incluso podría resultar más económico.

La decisión final dependería del costo de cada alternativa y de la factibilidad de construir los filtros para armónicos. Esto amerita un estudio más profundo para determinar la mejor alternativa.

Existen sin embargo, otras configuraciones de convertidores que por su topología permiten eliminar algunas componentes armónicas y que deberían ser motivo de otro estudio (referencia [3]).

- La limitación principal del equipo es que no trabaja en todo el rango de 120° a 180° , sino de 124° a 170° debido a como está estructurado el Software. Sin embargo, esto no representa una limitación importante ya que en el rango de operación se logra cubrir prácticamente todo el rango de potencia reactiva posible.

- En el diseño de los snubbers para limitación del dv/dt se probaron tres métodos semigráficos de cálculo, que se indican en las referencias [1] y [19]. Para el equipo construido, el método con que se obtuvieron

mejores resultados es el que se encuentra en la referencia [1] y es el que se indica en el numeral 2.2.2. Se concluyó, por lo tanto, que el método utilizado permite obtener buenos resultados para este tipo de convertidor AC-AC.

- Debido a que en el mercado los disipadores de calor no vienen con sus especificaciones térmicas, el método mencionado en el numeral 2.2.1 resultó muy conveniente y satisfactorio en el dimensionamiento de los mismos. Este método se encuentra en la referencia [13] y puede ser utilizado sin ningún problema en trabajos similares.
- Del hierro laminado que se puede encontrar en el mercado no se saben sus características magnéticas; es por esta razón que en el diseño de las inductancias se asumen valores típicos, referencia [17], y el cálculo se lo realiza como se indica en el numeral 2.2.3. Así de esta manera se encontraron valores finales que no distan mucho de los teóricos calculados. De igual manera, se concluye que el método seguido permite obtener resultados satisfactorios en el diseño tecnológico de las inductancias.
- En el método de detección de cruces por cero utilizado, se filtra, defasa y rectifica en doble onda el voltaje que se toma como referencia, dando como resultado

cruces por cero en el semiciclo positivo y negativo del voltaje. Esta forma de diseño es la mejor para el equipo construido, debido a que se disparan a dos tiristores en antiparalelo. Además con la red RC se consigue eliminar los ruidos en la línea y falsos cruces por cero. Sin embargo, el circuito propuesto en esta tesis para el sincronismo depende demasiado de la precisión de los componentes utilizados. Se requiere por lo tanto utilizar elementos con la menor tolerancia posible.

- Los transformadores de pulsos SCHAEFFNER IT234 utilizados en el disparo de los tiristores dieron resultados satisfactorios debido a que no se tenían señales de disparo falsas como suele suceder con otros tipos de transformadores de pulsos. La configuración del driver en el primario de los transformadores de pulsos, con la que se obtienen mejores resultados, referencia [4], es la diseñada en el numeral 2.3.3. Con esta configuración se obtienen pulsos de disparo en el secundario de suficiente corriente como para disparar a los tiristores. El método de diseño de los drivers proporciona buenos resultados y se puede utilizar para trabajos similares.

- Si se desea utilizar el equipo construido como parte de un sistema de compensación estático de potencia reactiva, se pueden utilizar las siguientes dos

alternativas:

- ✓ * Ingresar a la tarjeta de control (MCPD51DA) una señal analógica entre 0 y 5 V, a través del puerto de entrada al conversor A-D que incorpora. Se debería en este caso, aumentar las rutinas correspondientes en el 8751 para leer esa señal y transformarla a un ángulo α mediante un algoritmo o una tabla de linealización.

- * Enviar a la tarjeta de control (MCPD51DA) el dato del ángulo o de la señal de control en forma digital a través del puerto de comunicación serial, norma RS232 que incorpora. En este caso se debería también, implementar la rutina de comunicación y linealización.

- Para implementar un generador de mayor potencia reactiva, se requerirán inductancias de menor valor, lo cual facilitaría su construcción desde el punto de vista del número de espiras pero se requeriría un incremento substancial del área del núcleo por la corriente que debería circular por la misma. Desde el punto de vista del sistema de control implementado, realizar un generador de mayor potencia reactiva no involucra ningún cambio. Se requeriría simplemente redimensionar la etapa de potencia (tiristores, snubbers, inductancias) y los elementos de protección

asociados.

Desde el punto de vista de conexión de la carga, para tener un generador de mayor potencia, se debería comparar qué es más fácil construir, inductancias de valor pequeño por las que circularía una corriente alta (conexión en estrella), o inductancias de valor grande por las que circularía una corriente menor (conexión en delta)

4.3.2. RECOMENDACIONES.

- Realizado el estudio teórico-experimental del comportamiento del convertidor estático, sería de gran interés que se concluya el trabajo construyendo un compensador estático de potencia reactiva en base al equipo construido.
- Para realizar la compensación de potencia reactiva, se necesita medirla, esto implica que se debe disponer de un equipo o sistema que permita medir la potencia reactiva y que tenga salida analógica o digital (RS232) a fin de poder interactuar con el equipo construido. Sería, por lo tanto, recomendable que se trabaje en otros temas de tesis orientados al diseño y construcción de estos sistemas en forma modular.

- Sería recomendable que el Laboratorio de Electrónica de Potencia, o la Facultad de Ingeniería Eléctrica, adquiriera equipos de prueba ya que todos los trabajos de tesis de carácter práctico requieren de mediciones y contrastaciones a fin de poder establecer con precisión sus especificaciones. Debido a esta razón no se han podido realizar mediciones con la precisión requerida.

- Dado que el equipo realiza el control de fase de un convertidor AC-AC, se puede utilizar esta característica en la implementación de un arrancador estático para motores de inducción. Entonces, sería recomendable que se utilicen los resultados de este trabajo en desarrollar el arrancador mencionado, ya que el 80 % está concretado.

- En base a las experiencias logradas en el trabajo realizado se debe dejar constancia de las siguientes recomendaciones de carácter puntual:
 - * Cambiar el tipo de display, (led) a uno de cristal líquido del tipo alfanumérico cuyo costo es prácticamente igual y permitiría mostrar otros parámetros de la operación del conversor. Por otro lado, disminuiría el requerimiento de corriente de la fuente y se podría reducir el tamaño de la misma.

- * En este trabajo se realizó la atención de cruces por cero y teclado utilizando la misma interrupción del microprocesador. Se facilitaría mucho el software y se reducirían las etapas de acondicionamiento del teclado si se utilizan interrupciones separadas.

- * En el equipo, lo que más genera calor son los tiristores, la disipación de calor en los snubbers no es considerable. Entonces, a pesar de tener unos buenos disipadores, se debería además dar una ventilación adecuada a las tarjetas de tiristores.

- * Sería mucho mejor utilizar una fuente switching, que reemplace a la fuente tradicional, debido a que resultan menos costosas, son de menor tamaño, ponen a disposición de usuario varios voltajes de salida y de mayores corrientes, la disipación de calor es menor y se encuentran disponibles en el mercado.

- * Para que el equipo pueda ser utilizado en otros laboratorios de la Facultad de Ingeniería Eléctrica a más del de Electrónica de Potencia, en el que se disponen de protecciones en las mesas de trabajo, sería recomendable incorporar en el equipo las protecciones de sobrecarga y cortocircuito, para que de esta manera sea

totalmente independiente.

- Al diseñar un equipo es conveniente utilizar diseños ya probados, en tesis o trabajos anteriores, que se necesiten, para no tener pérdidas de tiempo en volver a diseñarlos, y dedicar más esfuerzo a las técnicas de control, que sería lo más adecuado. Por ejemplo se pueden utilizar diseños de snubbers, de disipadores de calor, de fuentes de polarización, de teclados, etc. También es útil aprovechar equipos construidos que se encuentren en el mercado y que satisfagan las necesidades del equipo que se desee construir.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] COMPENSACION ESTATICA DE POTENCIA REACTIVA, pág. 143.
- [2] Idem [1], pág. 143.
- [3] REACTIVE COMPESATION AND HARMONIC SUPPRESSION FOR INDUSTRIAL SYSTEMS USING THYRISTOR CONVERTERS, pág. 232.
- [4] Idem [4], pág. 233.
- [5] Idem [4], pág. 233.
- [6] GENERACION ESTATICA DE POTENCIA REACTIVA, pág. 12.
- [7] Idem [6], pág. 13.
- [8] Idem [6], pág. 14.
- [9] THYRISTOR CONTROL OF AC CIRCUITS, págs. 127-141.
- [10] POWER ELECTRONICS CIRCUITS, DEVICES AND APPLICATIONS, págs. 137-138.
- [11] Idem [10], págs. 152-154.
- [12] Idem [10], págs. 157-160.
- [13] Idem [1], pág. 145.
- [14] Idem [1], pág. 145.
- [15] Idem [1], pág. 149.
- [16] CIRCUITOS DE POTENCIA DE ESTADO SOLIDO, pág. 46.
- [17] Idem [16], pág. 47.
- [18] Idem [16], pág. 40.
- [19] Idem [16], pág. 210.
- [20] Idem [16], pág. 210.
- [21] Idem [16], pág. 211.

- [22] AN INTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS, págs. 250-253
- [23] TRANSFORMERS AND INDUCTOR DESIGN HANDBOOK, pág. 278.
- [24] Idem [23], pág. 182.
- [25] Idem [23], pág. 37.
- [26] DISPARO DE SCR MEDIANTE TRANSFORMADORES DE IMPULSOS,
Pag. 34-36.
- [27] COMPONENTES PARA EXCITACION DE SEICONDUCTORES DE
POTENCIA, pág. 48.
- [28] Idem [27], pág. 52.
- [29] SCR DESIGNERS HANDBOOK, págs. 7.14 - 7.24
- [30] VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK, pág. 8.4.
- [31] Idem, pág. 8.4.
- [32] Idem, pág. 8.4.
- [33] CAUSE AND EFFECT OF EXTERNAL ELECTRICAL INTERFERENCES
(Noise) ON MICROPROCESSOR-BASED, pág. 1-6.

BIBLIOGRAFIA

1. AN IINTRODUCTION TO POWER ELECTRONICS, Bird B.M., King K.G., John Wiley & Sons, New York, 1984.
2. CAUSE AND EFFECT OF EXTERNAL ELECTRICAL INTERFERENCES (Noise) ON MICROPROCESSOR-BASED EQUIPMENT, ABB Kent-Taylor 92902-85 Issue 2, January 1992.
3. COMPENSACION ESTATICA DE POTENCIA REACTIVA, P.M. Martínez, J. Uceda, J. Peire, Electrónica Industrial, Mundo Electrónico 1981, No.112.
4. COMPONENTES PARA EXCITACION DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA, Salvador Martínez García y Juan A. Gualda Gil, Componentes dispositivos y materiales, Mundo Electrónico Junio 1991, No. 218.
5. DISPARO DE SCR MEDIANTE TRANSFORMADORES DE IMPULSOS, Antonio Pizziola, Electrónica Industrial, Mundo Electrónico 1975, No. 46.
6. GENERACION ESTATICA DE POTENCIA REACTIVA, Carlos Alberto Salgado Valarezo, Tesis E.P.N., Septiembre 1987.

7. POWER ELECTRONICS CIRCUITS, DEVICES AND APPLICATIONS, Muhammad Harunur Rashid, Prentice Hall, 1988.
8. POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS, S.B. Dewan, A. Straughen, John Wiley & Sons, 1975.
9. REACTIVE COMPENSATION AND HARMONIC SUPPRESSION FOR INDUSTRIAL POWER SYSTEMS USING THYRISTOR CONVERTERS, D.E. Steeper, R.P. Stratford, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-12, No.3, May./June 1976.
10. SUPPRESSION AND MEASUREMENT OF ARC FURNACE FLICKERS WITH A LARGE STATIC VAR COMPENSATOR, Isamu Hosono y otros, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, No.6 Nov./Dec. 1979.
11. THYRISTOR CONTROL OF AC CIRCUITS, William Shepherd, William Clowes & Sons limited, 1975.
12. VOLTAGE REGULATOR HANDBOOK, National Semiconductor Corporation 1982.
13. CIRCUITOS DE POTENCIA DE ESTADO SOLIDO: Manual para proyectistas, RCA, 1975.
14. THE SEMICONDUCTOR DATA LIBRARY, Fourth Edition, Reference Volume, Motorola Inc., 1973.

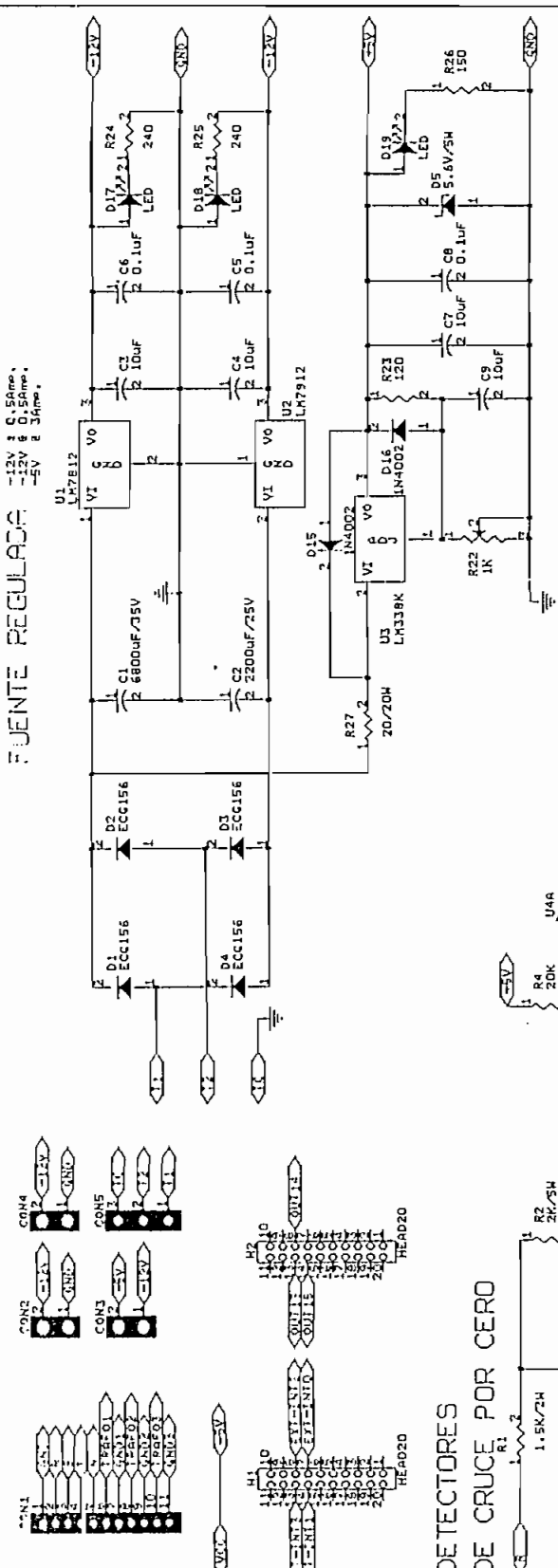
15. SEMICONDUCTOR DATA HANDBOOK, General Electric Company, 1971.
16. MOTOROLA POWER DATA BOOK. Power Transistors Mosfets and Thyristors, Third Edition. Motorola Inc., 1982.
17. TRANSFORMER AND INDUCTOR DESIGN HANDBOOK, Colonel Wm. T. McLyman, New York and Basel.
18. SCR DESIGNERS HANDBOOK, Westinghouse Silicon Controlled Designer's Handbook, Leslie R. Rice Editor, Second Edition, September 1970, pags. 7.14 - 7.24.
19. OPTIMUM SNUBBERS FOR POWER SEMICONDUCTORS. William McMurray, IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. IA-8. No.5. September/October 1972

ANEXO 1

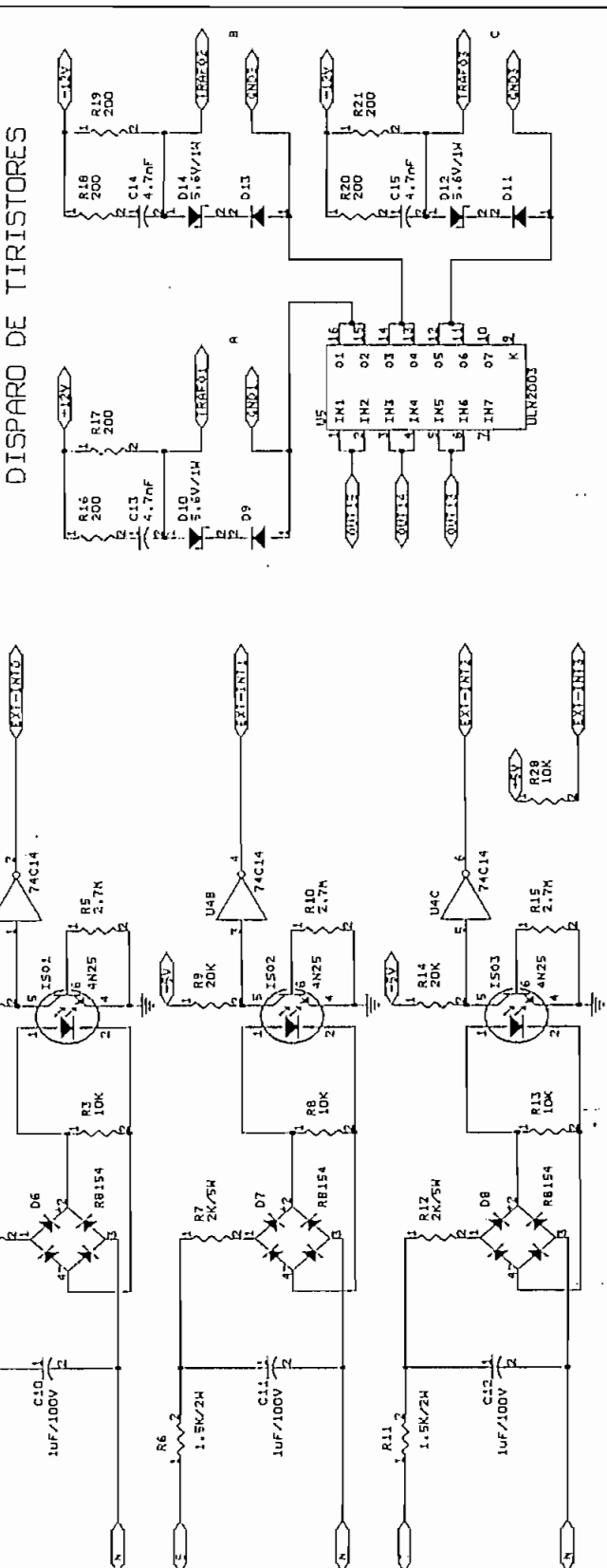
DIAGRAMAS CIRCUITALES

FUENTE REGULADA

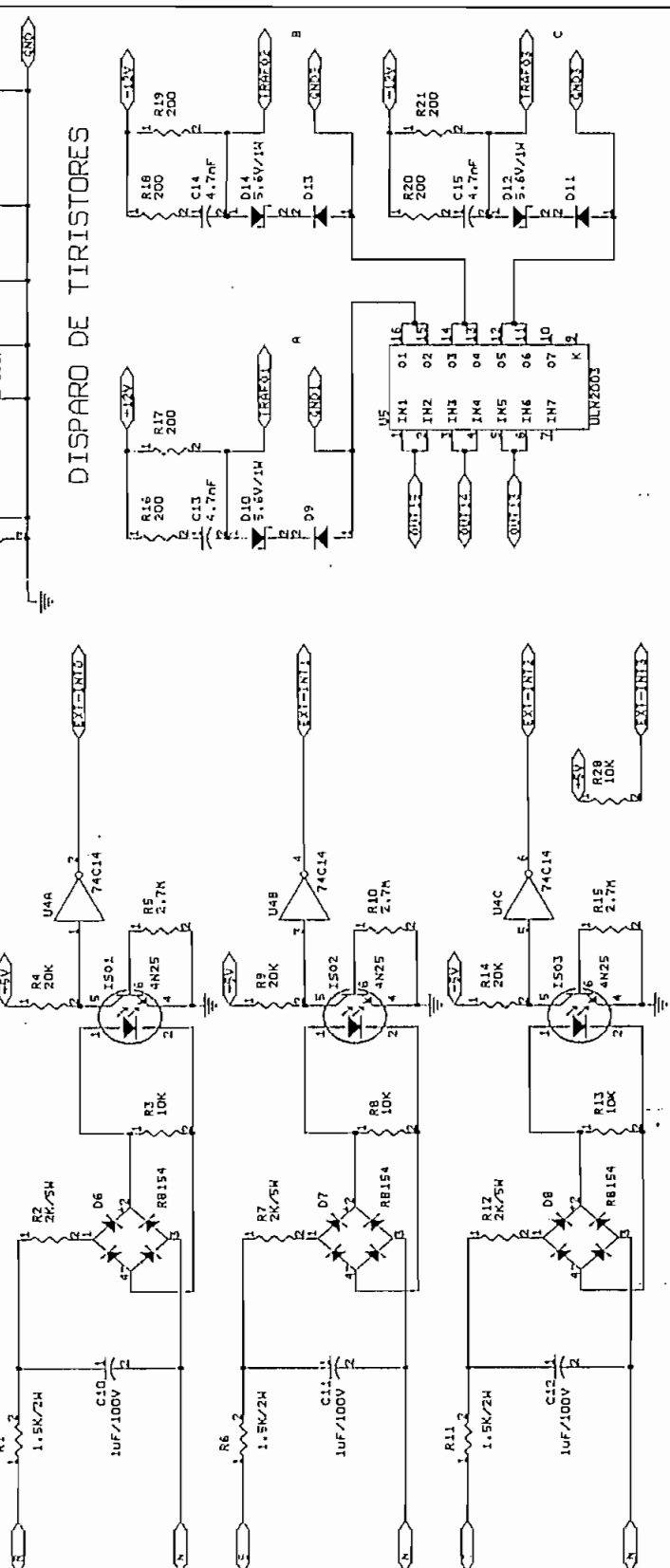
-12V @ 0.5Amp.
-12V @ 0.5Amp.
-5V @ 3Amp.

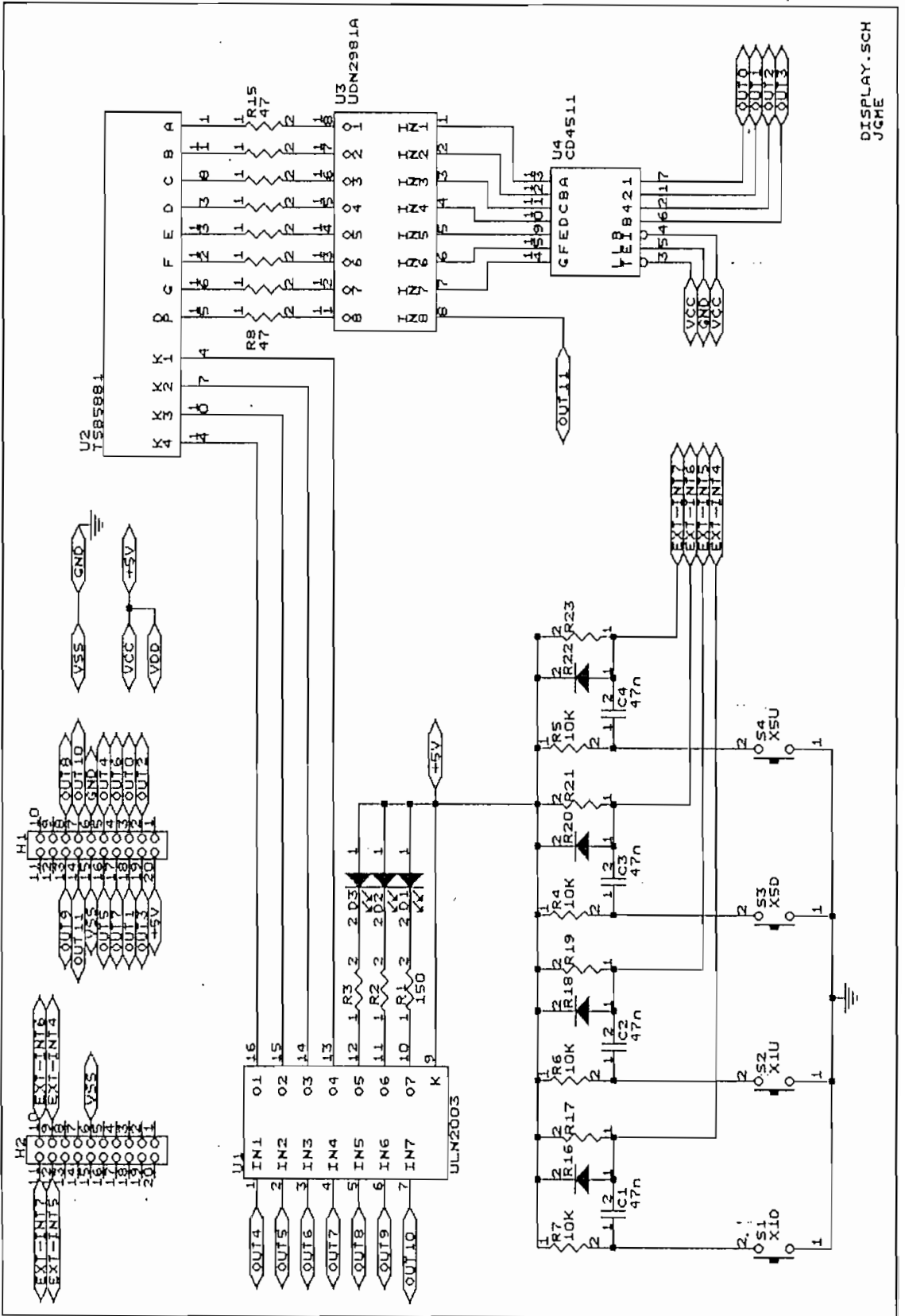


DISPARO DE TIRISTORES



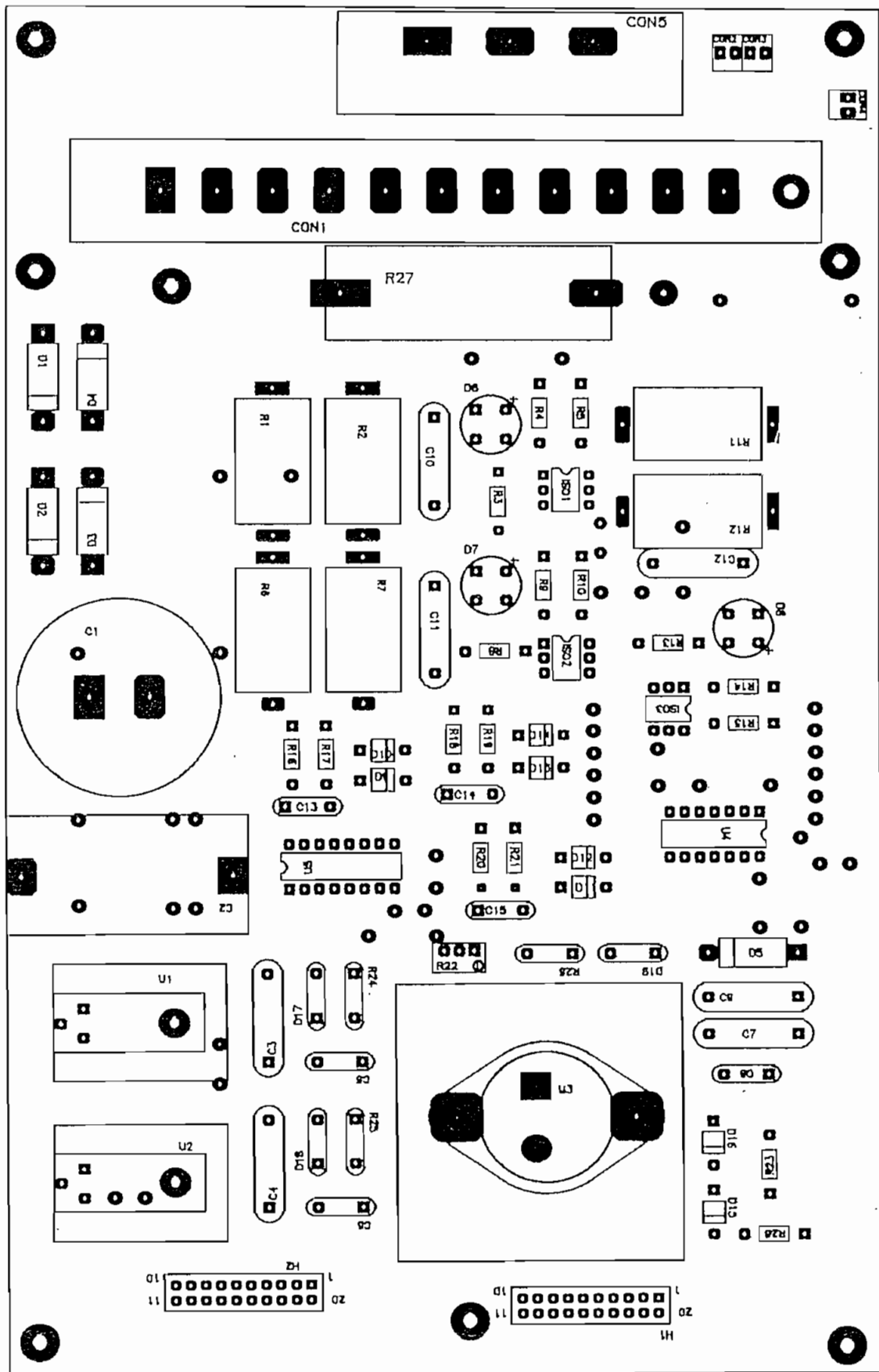
DETECTORES DE CRUCE POR CERO





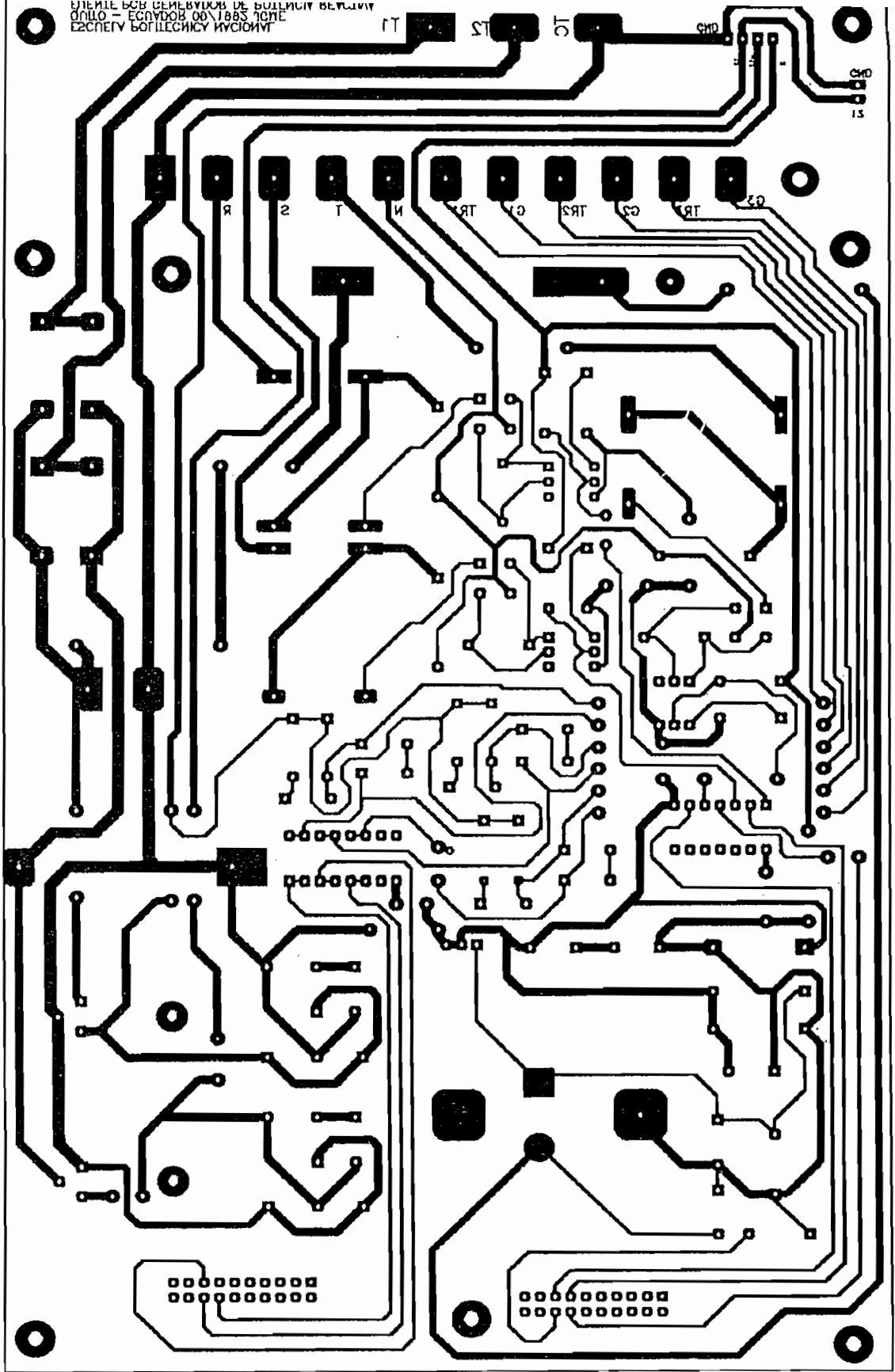
ANEXO 2

**ESQUEMAS DE CIRCUITOS
IMPRESOS**

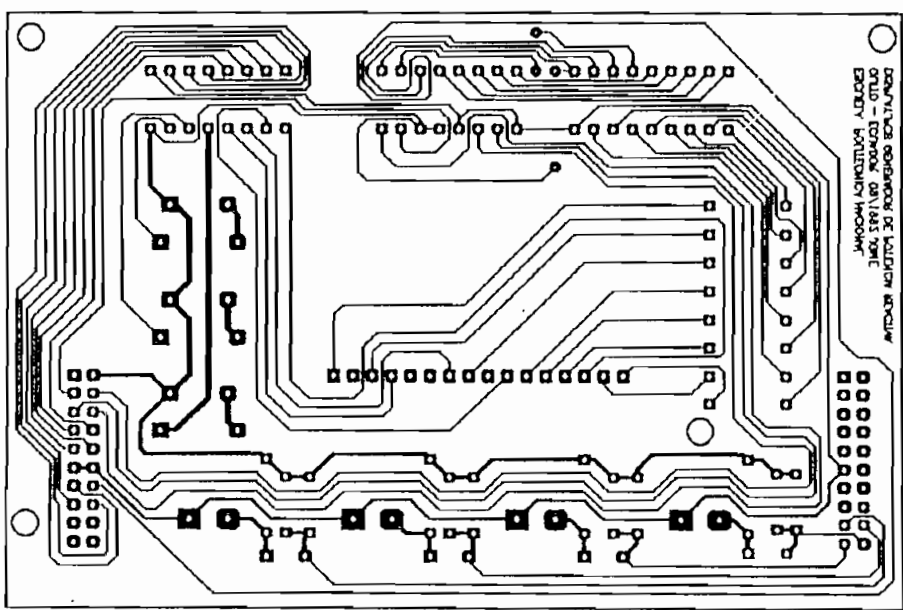
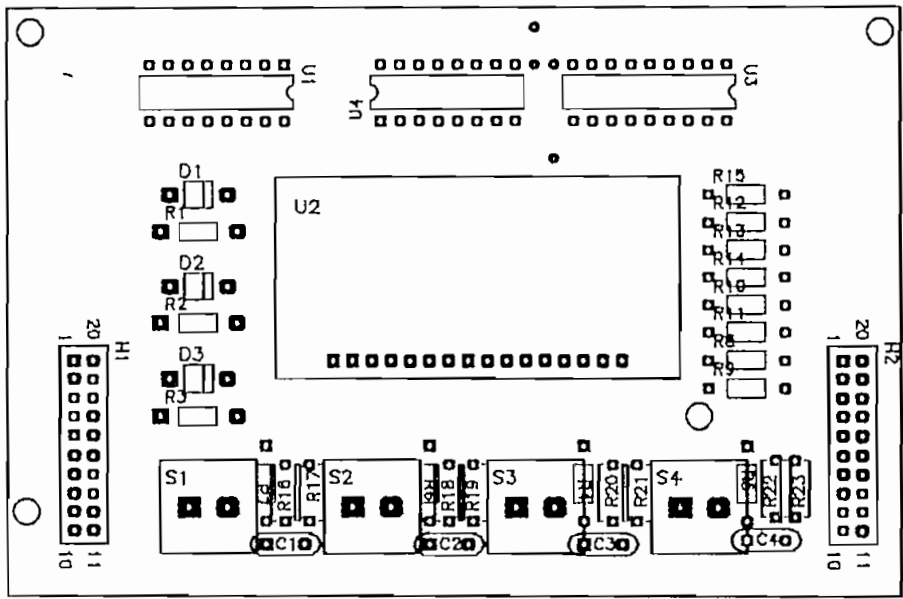


Tarjeta #1, disposición de elementos

УСТАНОВКА ДЛЯ СЕРВИСНОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ
ОПЛО - ЕСЛУДОВ ОВ\1885 ЖСЛЕ
ЕСПЕРУ БОГПЕСИСУ ИУСИОИУ



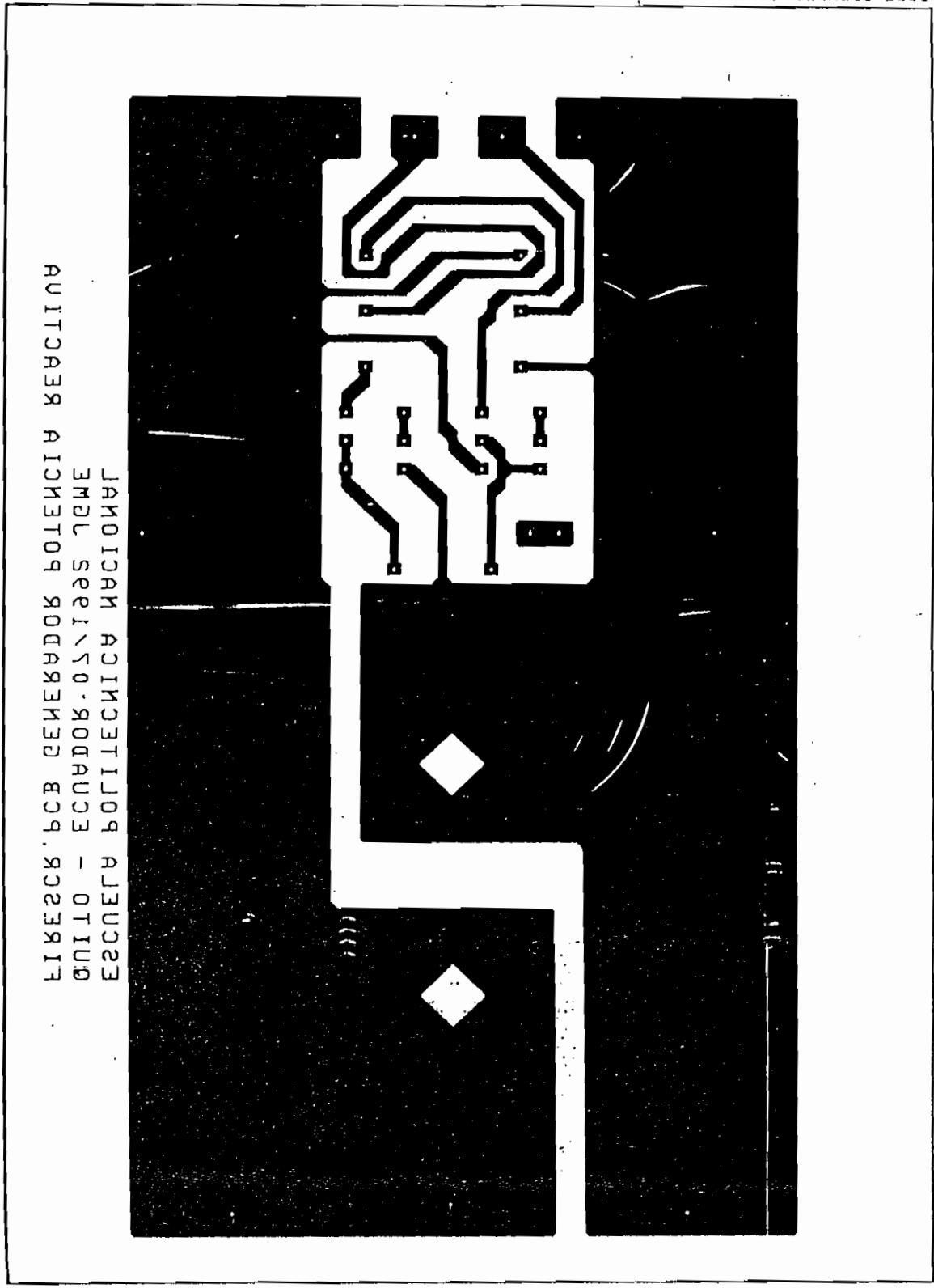
Tarjeta #1, Lado de soldadura



Tarjeta #2, disposición de elementos y lado de soldadura.

2X artwork 9 Jul 92 12:43:30
d:\tesis\firescr.pcb
v1.4 r1 holes: 30 solder side
approximate size: 6.70 by 4.85 inches

artwork
d:\tesis\firescr.p
v1.4 r1 holes: 3
approximate size:



ЛИКЕТСК PCB ДЕНЕКЕРДОК ПОРЕНЦИА КЕРАЦИВА
ЭСЦИСАН АЦИНЕСИТИЛОД ПОР АЛЕСУСЭ
ЭМБЛ СЕРЛ\ТО.РОДАУСЭ - ОТИУО

Tarjetas #3, #4 y #5, lado de soldadura

ANEXO 3

**CARACTERÍSTICAS DE
LOS ELEMENTOS UTILIZADOS**

SERIES UDN-2980A HIGH-VOLTAGE, HIGH-CURRENT SOURCE DRIVERS

FEATURES

- TTL, DTL, PMOS, or CMOS Compatible Inputs
- 500 mA Output Source Current Capability
- Transient-Protected Outputs
- Output Breakdown Voltage to 80 V

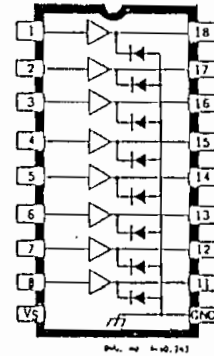
RECOMMENDED for applications requiring separate logic and load grounds, load supply voltage to +80 V, and load currents to 500 mA, Series UDN-2980A source drivers are used as interfaces between standard low-power digital logic and relays, solenoids, stepping motors, and LEDs.

Under normal operating conditions, these devices will sustain 120 mA continuously for each of the eight outputs at an ambient temperature of +50°C and a supply of +15 V. All devices in this series incorporate input current limiting resistors and output transient suppression diodes.

Type UDN-2981A and UDN-2983A drivers are for use with +5 V logic systems — TTL, Schottky TTL, DTL, and 5 V CMOS. Type UDN-2982A and UDN-2984A drivers are intended for MOS interface (PMOS and CMOS) operating from supply voltages

of 6 to 16 V. Types UDN-2981A and UDN-2982A will withstand a maximum output OFF voltage of +50 V, while Types UDN-2983A and UDN-2984A will withstand an output voltage of +80 V. In all cases, the output is switched ON by an active high input level.

Series UDN-2980A high-voltage, high-current source drivers are supplied in 18-lead dual in-line packages. On special order, hermetically-sealed versions of these devices (with reduced package power dissipation capability) can also be furnished.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS at 25°C Free-Air Temperature

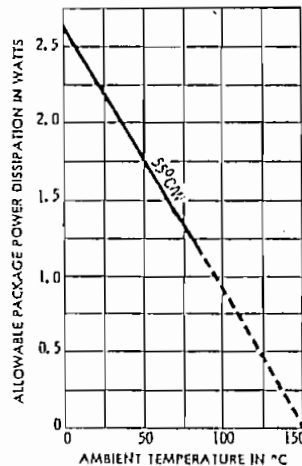
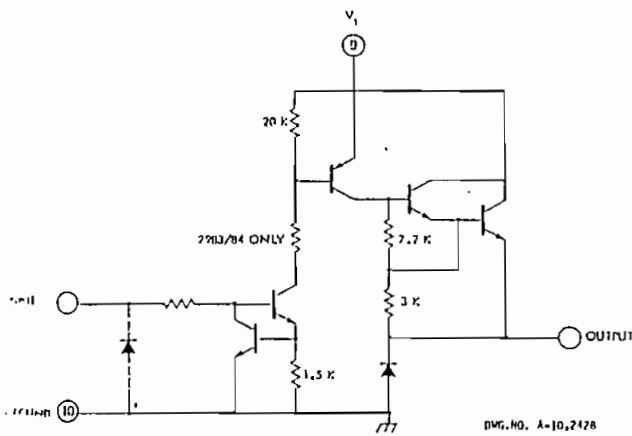
Output Voltage Range, V_{cc} (UDN-2981A & UDN-2982A) +5 V to +50 V
(UDN-2983A & UDN-2984A) +35 V to +80 V
Input Voltage, V_{in} (UDN-2981A & UDN-2983A) +15 V
(UDN-2982A & UDN-2984A) +30 V
Output Current, I_{out} -500 mA
Power Dissipation, P_o (any one driver) 1.1 W
(total package) 2.2 W*
Operating Temperature Range, T_A -20°C to +85°C
Storage Temperature Range, T_S -55°C to +150°C

*Derate at the rate of 18 mW/°C above +25°C.

SERIES UDN-2980A
8-CHANNEL SOURCE DRIVERS

ONE OF EIGHT DRIVERS

POWER DISSIPATION
AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



Dwg. No. A-11,117A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $T_A = +25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Applicable Devices	Test Conditions	Test Fig.	Limit			Units
					Min.	Typ.	Max.	
Output Leakage Current	I_{CLK}	UDN-2981/82A	$V_{IN} = 0.4\text{ V}^*$, $V_S = 50\text{ V}$, $T_A = +70^\circ\text{C}$	1	—	—	200	μA
		UDN-2983/84A	$V_{IN} = 0.4\text{ V}^*$, $V_S = 80\text{ V}$, $T_A = +70^\circ\text{C}$	1	—	—	200	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	All	$V_{IN} = 2.4\text{ V}$, $I_{OUT} = -100\text{ mA}$	2	—	1.6	1.8	V
			$V_{IN} = 2.4\text{ V}$, $I_{OUT} = -225\text{ mA}$	2	—	1.7	1.9	V
			$V_{IN} = 2.4\text{ V}$, $I_{OUT} = -350\text{ mA}$	2	—	1.8	2.0	V
Input Current	$I_{IN(DM)}$	UDN-2981/83A	$V_{IN} = 2.4\text{ V}$	3	—	140	200	μA
			$V_{IN} = 3.85\text{ V}$	3	—	310	450	μA
		UDN-2982/84A	$V_{IN} = 2.4\text{ V}$	3	—	140	200	μA
			$V_{IN} = 12\text{ V}$	3	—	1.25	1.93	mA
Output Source Current	I_{OUT}	UDN-2981/83A	$V_{IN} = 2.4\text{ V}$, $V_{CL} = 2.0\text{ V}$	2	-350	—	—	mA
		UDN-2982/84A	$V_{IN} = 2.4\text{ V}$, $V_{CL} = 2.0\text{ V}$	2	-350	—	—	mA
Supply Current (Outputs Open)	I_S	UDN-2981/82A	$V_{IN} = 2.4\text{ V}^*$, $V_S = 50\text{ V}$	4	—	—	10	mA
		UDN-2983/84A	$V_{IN} = 2.4\text{ V}^*$, $V_S = 80\text{ V}$	4	—	—	10	mA
Clamp Diode Leakage Current	I_R	UDN-2981/82A	$V_R = 50\text{ V}$, $V_{IN} = 0.4\text{ V}^*$	5	—	—	50	μA
		UDN-2983/84A	$V_R = 80\text{ V}$, $V_{IN} = 0.4\text{ V}^*$	5	—	—	50	μA
Clamp Diode Forward Voltage	V_f	All	$I_f = 350\text{ mA}$	6	—	1.5	2.0	V
Turn-On Delay	t_{ON}	All	$0.5\text{ }E_{IN}$ to $0.5\text{ }E_{OUT}$, $R_L = 100\Omega$, $V_S = 35\text{ V}$	—	—	1.0	2.0	μs
Turn-Off Delay	t_{OFF}	All	$0.5\text{ }E_{IN}$ to $0.5\text{ }E_{OUT}$, $R_L = 100\Omega$, $V_S = 35\text{ V}$	—	—	5.0	10	μs

*All Inputs Simultaneously

TEST FIGURES

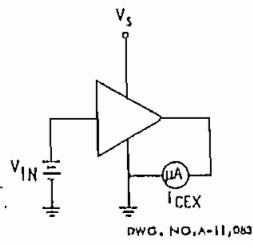


Figure 1

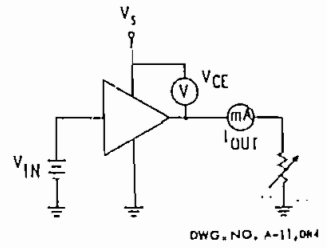


Figure 2

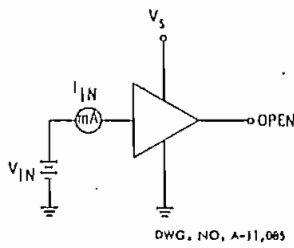


Figure 3

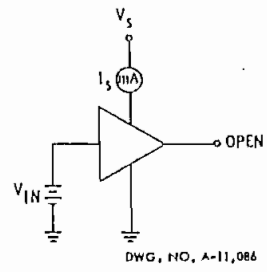


Figure 4

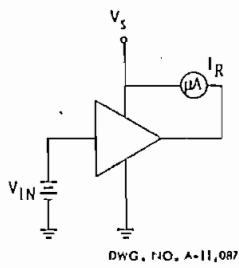


Figure 5

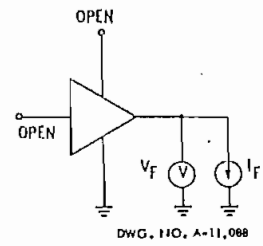
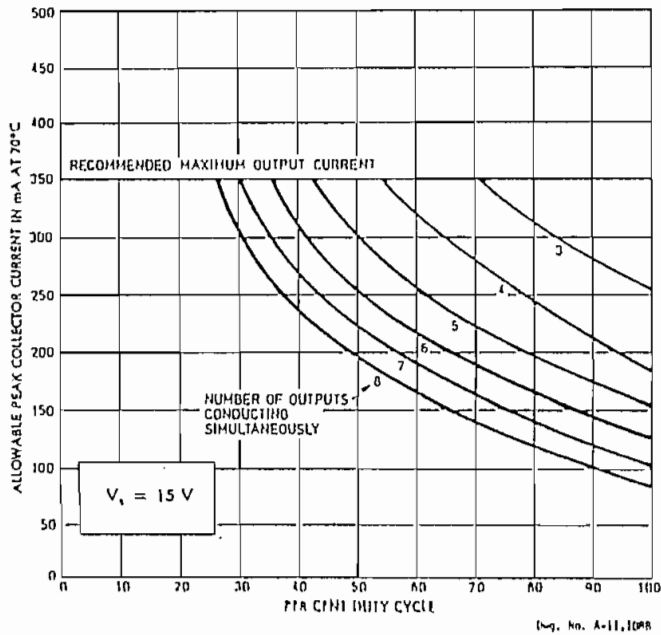
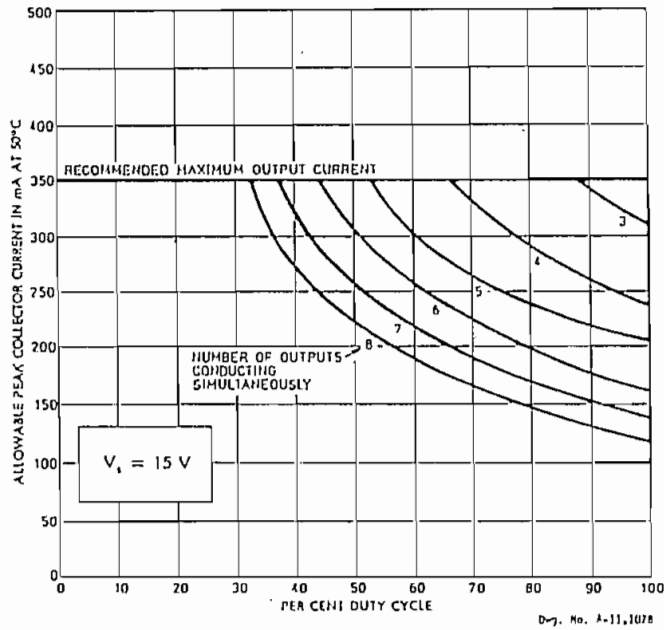


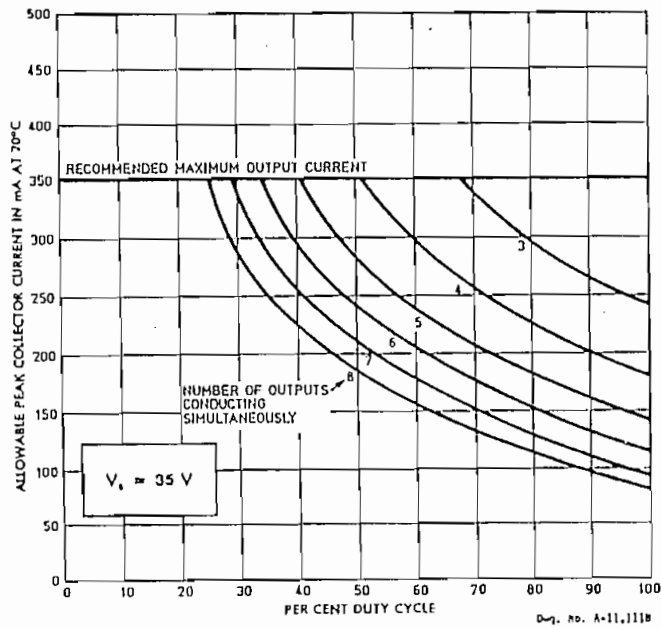
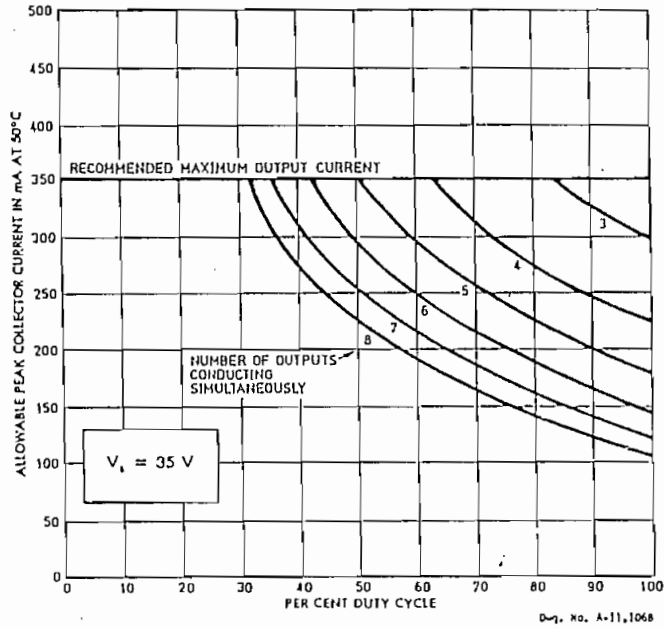
Figure 6

SERIES UDN-2980A
8-CHANNEL SOURCE DRIVERS

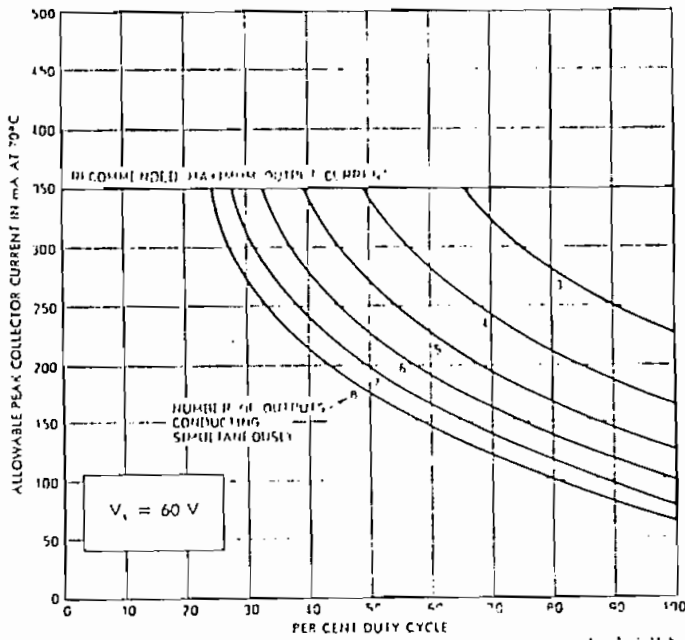
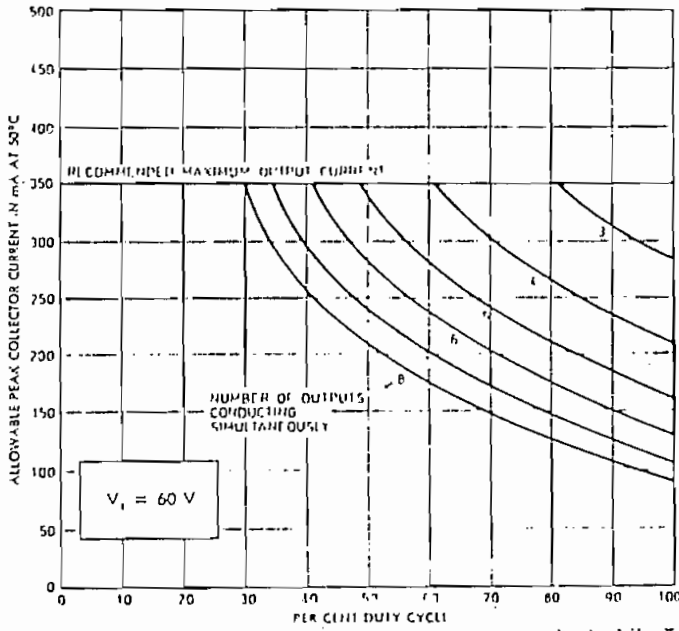
ALLOWABLE PEAK COLLECTOR CURRENT
AS A FUNCTION OF DUTY CYCLE
TYPE UDN-2981A/82A



ALLOWABLE PEAK COLLECTOR CURRENT
AS A FUNCTION OF DUTY CYCLE
SERIES UDN-2980A



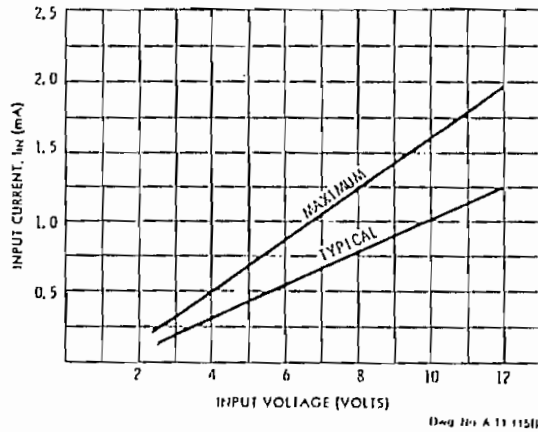
ALLOWABLE PEAK COLLECTOR CURRENT
AS A FUNCTION OF DUTY CYCLE
TYPES UDN-2983A-B4A



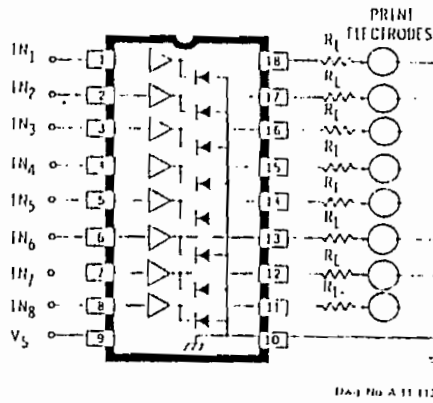
3

SERIES UDN-2980A
8-CHANNEL SOURCE DRIVERS

INPUT CURRENT
AS A FUNCTION OF INPUT VOLTAGE



TYPICAL ELECTROSENSITIVE PRINTER APPLICATION



TYPICAL VALUES: V_S 50 V
 I_{out} 200-300 mA

The C38 Silicon Controlled Rectifier is a three junction semiconductor device for use in power switching and control applications requiring a blocking voltage of 500 volts or less and RMS Forward Currents up to 35 amperes. Because of its higher Junction Temperature Rating than the C35 (2N601-92) series, it will prove useful in applications calling for higher ambient temperatures or smaller heat sinks than the C35 series permits.

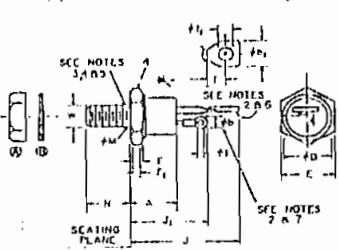
- No Peak Forward Voltage Limitation
- Thermal Fatigue Free
- High Junction Temperature (150°C)
- Standard TO-48 Outline
- Long Creepage Path
- Low Thermal Resistance

OUTLINE DRAWING
(COMPLIES WITH JEDEC TO-48)

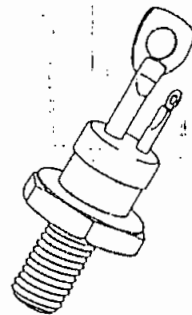
NOTES

1. Complete threads to extend to within .75 threads of seating plane. Diameter of unthreaded portion .747" (19.13mm) steel, max. 210 (1.99mm) maximum.
2. Angular orientation of these terminals is preferred.
3. ϕ 2.0 (50.8). Maximum pitch diameter of plated threads shall be .745 with diameter .7268 (18.70mm) minimum pitch diameter 7225 (18.60mm) reference screw thread standards for fasteners Series 1937, Handbook H24, 1937, P1.
4. A shoulder (or undercut) on one or both ends of hexagonal part is not optional.
5. Care in make connection.
6. Large tapered is cathode connection.
7. Small terminal is gate connection.
8. Insulating to available type required.
9. ϕ 2.8 (71.1mm) in plated, 174 min. dia.
10. Std. type, lockwasher, steel, .26 plated, .023 min. dia.

(COMPLIES WITH JEDEC TO-48)



SYMBOL	DIMENSIONS		DIMENSIONS	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	.330	.405	8.28	10.28
B	.115	.140	2.92	3.56
C	.710	.870	17.78	22.13
D	.112	.127	2.84	3.23
E	.341	.462	8.70	11.73
F	.112	.127	2.84	3.23
G	.000	1.52	0.00	38.10
H	1.312	1.500	33.28	38.10
I	.100	.125	2.54	3.18
J	.100	.125	2.54	3.18
K	.021	.023	0.53	0.58
L	.021	.023	0.53	0.58
M	.021	.023	0.53	0.58
N	.021	.023	0.53	0.58
O	.021	.023	0.53	0.58
P	.021	.023	0.53	0.58
Q	.021	.023	0.53	0.58
R	.021	.023	0.53	0.58
S	.021	.023	0.53	0.58



Type	Minimum Forward Breakover Voltage (V _{BO})* T _J = -65°C to +150°C	Repetitive Peak Reverse Voltage (PRV)* T _J = -65°C to +150°C	Transient Peak Reverse Voltage (Non-recurrent < 5.0 Millisec.)* T _J = -65°C to +150°C
C38U	25 volts	25 volts	35 volts
C38F	50 volts	50 volts	75 volts
C38A	100 volts	100 volts	150 volts
C38G	150 volts	150 volts	225 volts
C38B	200 volts	200 volts	300 volts
C38H	250 volts	250 volts	350 volts
C38C	300 volts	300 volts	400 volts
C38D	400 volts	400 volts	500 volts
C38E	500 volts	500 volts	600 volts

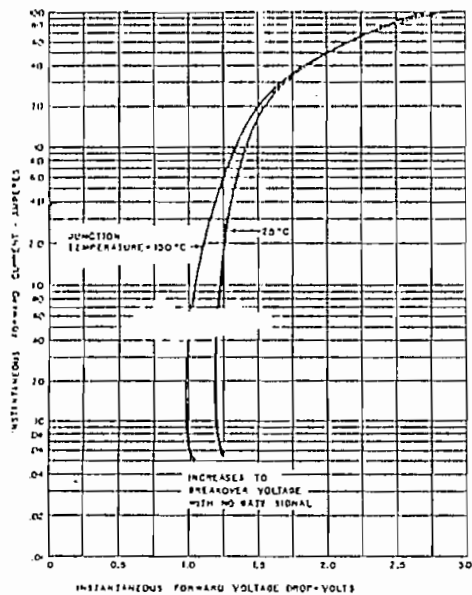
*Values apply for negative gate voltage only. Maximum case to ambient thermal resistance for which maximum PRV ratings apply — equals 11°C/watt.

MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

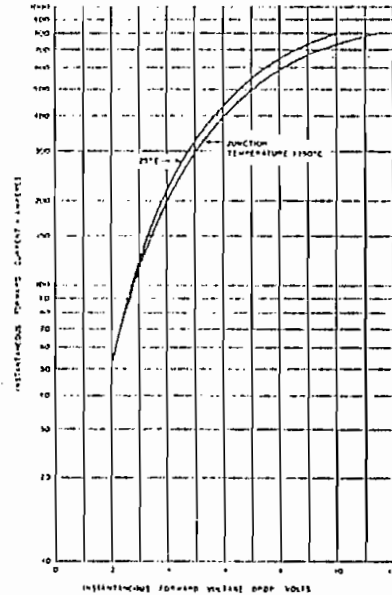
- RMS Forward Current _____ 35 amperes (all conduction angles)
- Average Forward Current (I_O) _____ Depends on conduction angle (see charts 3 & 5)
- Peak One-cycle Non-recurrent Surge Current (i_{MTT}) _____ 150 amperes
- Peak Non-recurrent Surge Current during Turn-on time Interval _____ See Chart 10
- I²t (for fusing) _____ 75 ampere² seconds (for times ≥ 1.5 milliseconds)
- Peak Gate Power (p_G) _____ 12 watts
- Average Gate Power (P_G) _____ 0.5 watt
- Peak Gate Current (i_G) _____ 2.0 amperes
- Peak Gate Voltage (V_G) (Forward and Reverse) _____ 10 volts
- Storage Temperature _____ -65°C to + 150°C
- Operating Temperature _____ -65°C to + 150°C
- Stud Torque _____ 30 inch-pounds

Test	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Peak Reverse and Forward Blocking Current*	i_R and i_F	—	—	—	—	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{AR} = V_{FA} = 25\text{v peak}$
C38U	—	—	6.0	10.0	mA	50
C38F	—	—	5.5	10.0	mA	100
C38A	—	—	5.0	10.0	mA	150
C38G	—	—	4.5	10.0	mA	200
C38B	—	—	4.0	8.0	mA	250
C38H	—	—	3.0	6.0	mA	300
C38C	—	—	2.5	5.0	mA	400
C38D	—	—	2.0	4.0	mA	500
C38E	—	—	1.5	3.0	mA	500
Peak Reverse and Forward Blocking Current*	i_R and i_F	—	—	—	—	$T_J = 150^\circ\text{C}$ $V_{AR} = V_{FA} = 25\text{v peak}$
C38U	—	—	9.0	13.0	mA	50
C38F	—	—	8.9	13.0	mA	100
C38A	—	—	7.8	13.0	mA	150
C38G	—	—	7.7	13.0	mA	200
C38B	—	—	7.5	12.0	mA	250
C38H	—	—	7.3	11.0	mA	300
C38C	—	—	6.8	10.0	mA	400
C38D	—	—	5.3	8.0	mA	500
C38E	—	—	2.6	6.0	mA	500
Rate of Rise of Forward Voltage that Will Not Turn on SCR**	dv/dt	20.0	40.0	—	volts/ μsec	$T_J = 150^\circ\text{C}$. Gate open circuited. $V_{AR} = \text{Rated}$.
Gate Current to Fire	I_{GF}	—	15	40	mA dc	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_{AR} = 6\text{ Vdc}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
		—	35	80	mA dc	$T_J = -65^\circ\text{C}$, $V_{AR} = 6\text{ Vdc}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
		—	7.5	20	mA dc	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $V_{AR} = 6\text{ Vdc}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
Gate Voltage to Fire	V_{GF}	—	1.2	3.0	Vdc	$V_{AR} = 6\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
		—	2.0	3.0	Vdc	$V_{AR} = 6\text{ Vdc}$, $T_J = -65^\circ\text{C}$, $R_L = 50\text{ ohms}$
		0.15	—	—	Vdc	$V_{AR} = \text{Rated}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$, $R_L = 1000\text{ ohms}$
Forward Voltage Drop	V_F	—	1.7	2.0	v	$i_F = 50\text{a peak}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$
Holding Current	I_H	—	10	80	mA dc	$T_J = 25^\circ\text{C}$, Anode Supply = 6 Vdc
Turn-on Time	$t_d + t_r$	—	1.4	—	μsec	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 5.0\text{ A dc}$, $V_{AR} = \text{Rated}$. Gate supply: 10 volt open circuit, 25 ohm, 0.1 μsec . max. rise time.
Turn-off Time	t_{off}	—	24	—	μsec	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $i_F = 10\text{a}$, $i_R = 5\text{a}$, V_{AR} (reapplied) = Rated, $dv/dt = 20\text{v}/\mu\text{sec}$ Linear
Thermal Resistance	θ_{J-c}	—	.75	1.5	$^\circ\text{C}/\text{watt}$	Junction to case

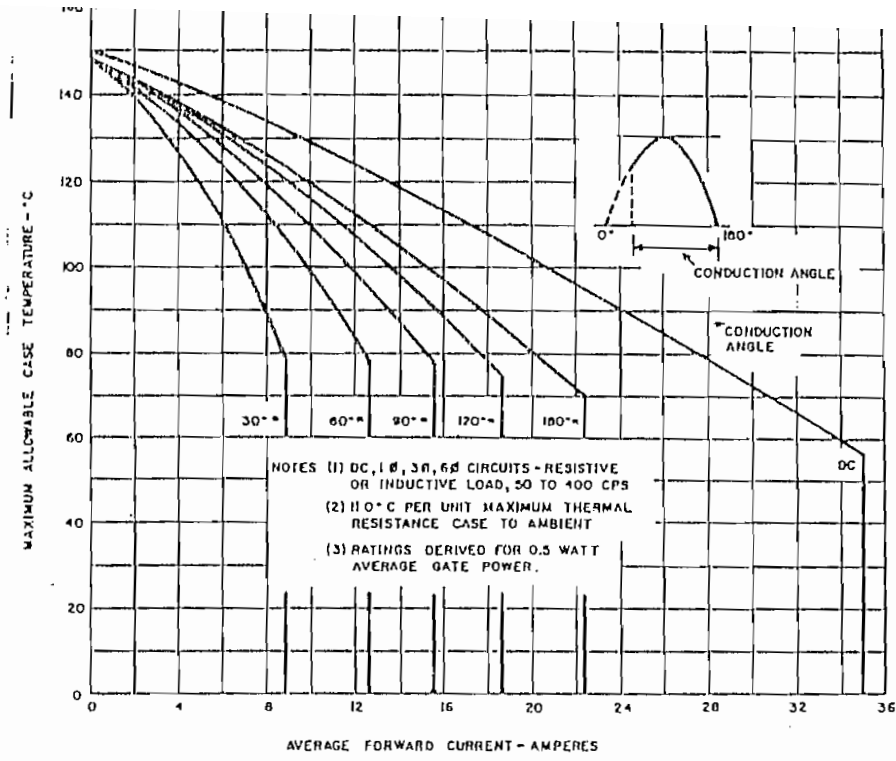
*Values apply for zero or negative gate voltage. Max. case to ambient thermal resistance for which max. PRV ratings apply = 11°C per watt.
**See Chart 8.



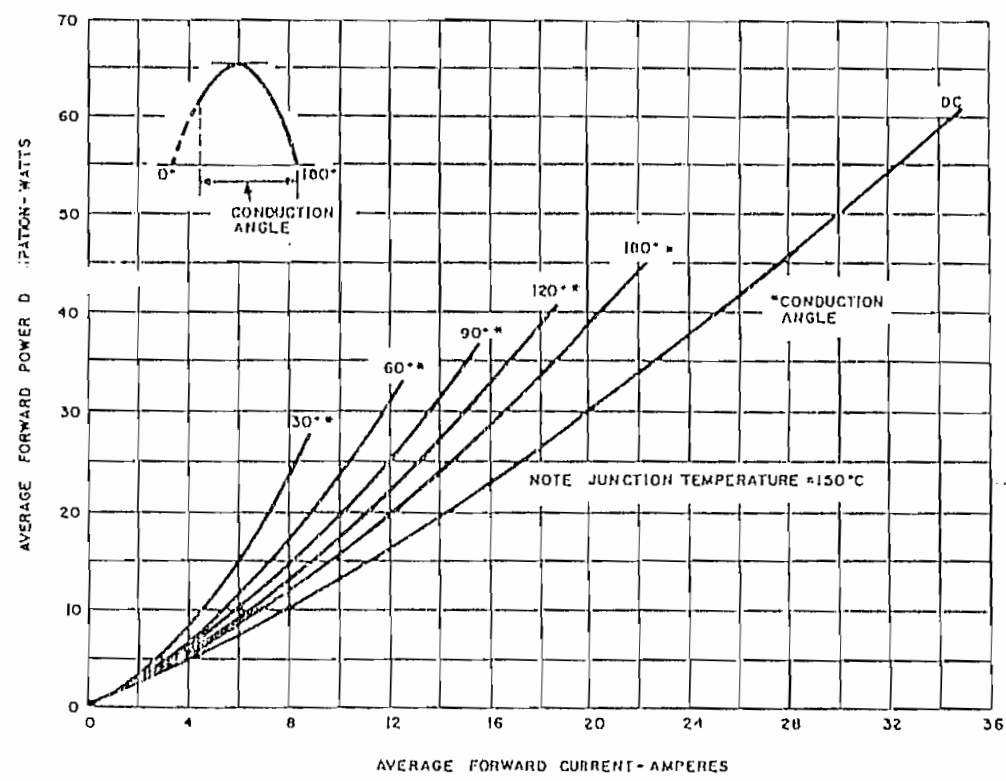
1. MAXIMUM FORWARD CHARACTERISTICS CONDUCTING STATE



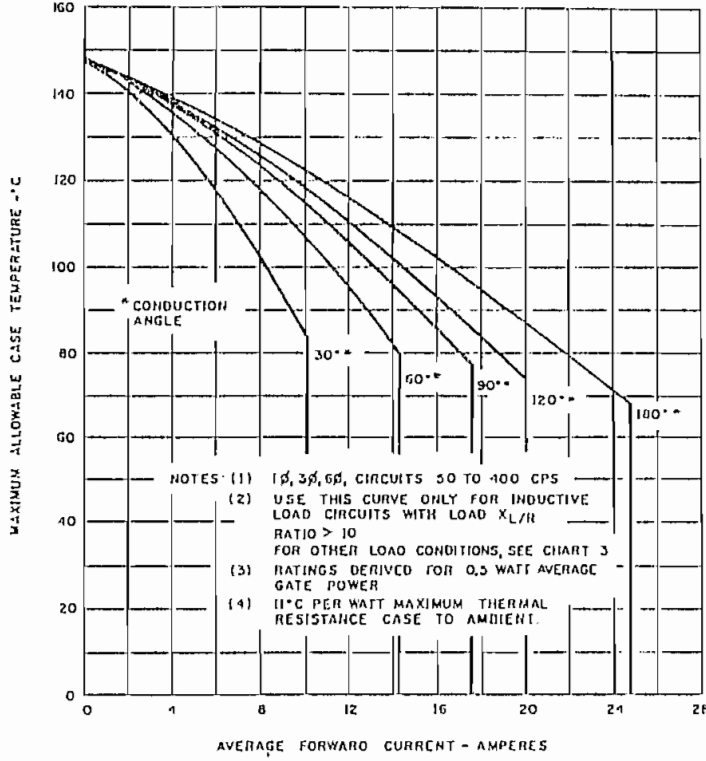
2. MAXIMUM FORWARD CHARACTERISTICS HIGH CURRENT LEVEL—CONDUCTING STATE



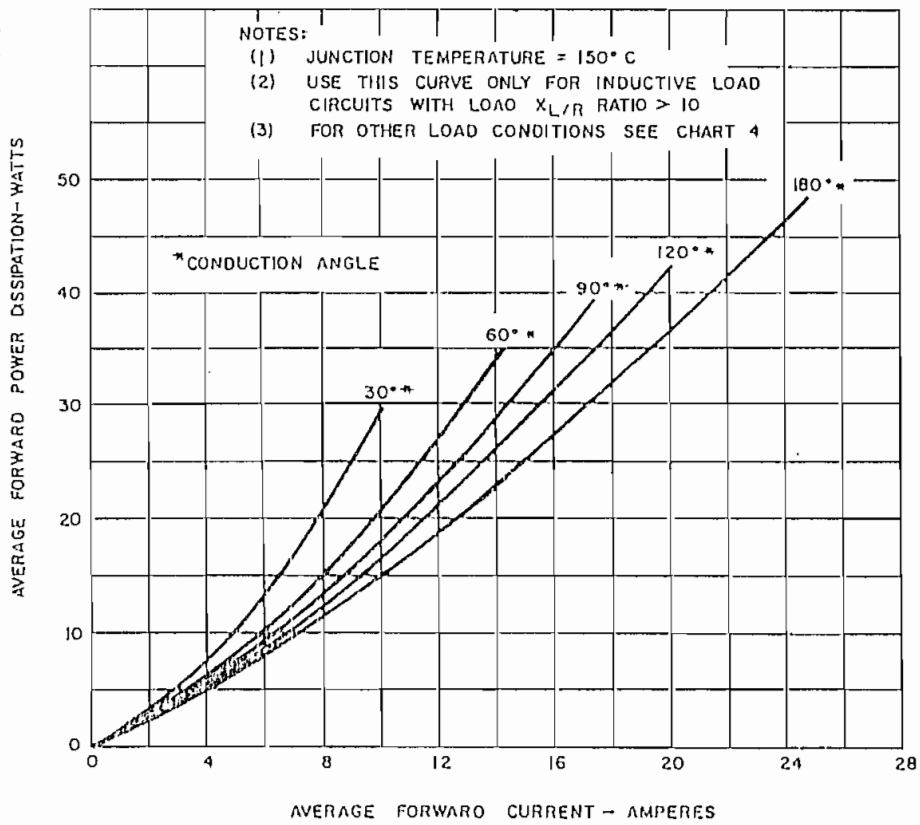
3. MAXIMUM ALLOWABLE CASE TEMPERATURE FOR SINUSOIDAL CURRENT WAVEFORM



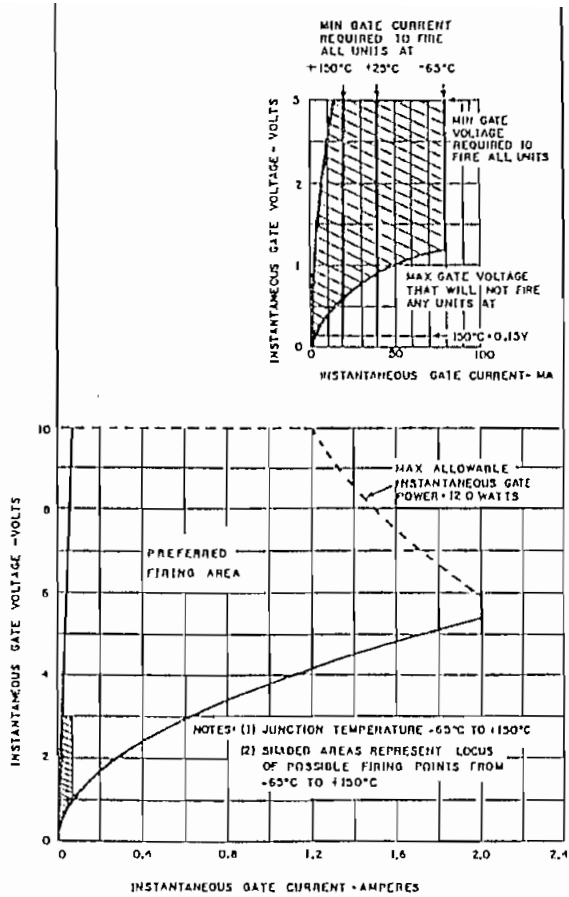
4. FORWARD POWER DISSIPATION FOR SINUSOIDAL CURRENT WAVEFORM



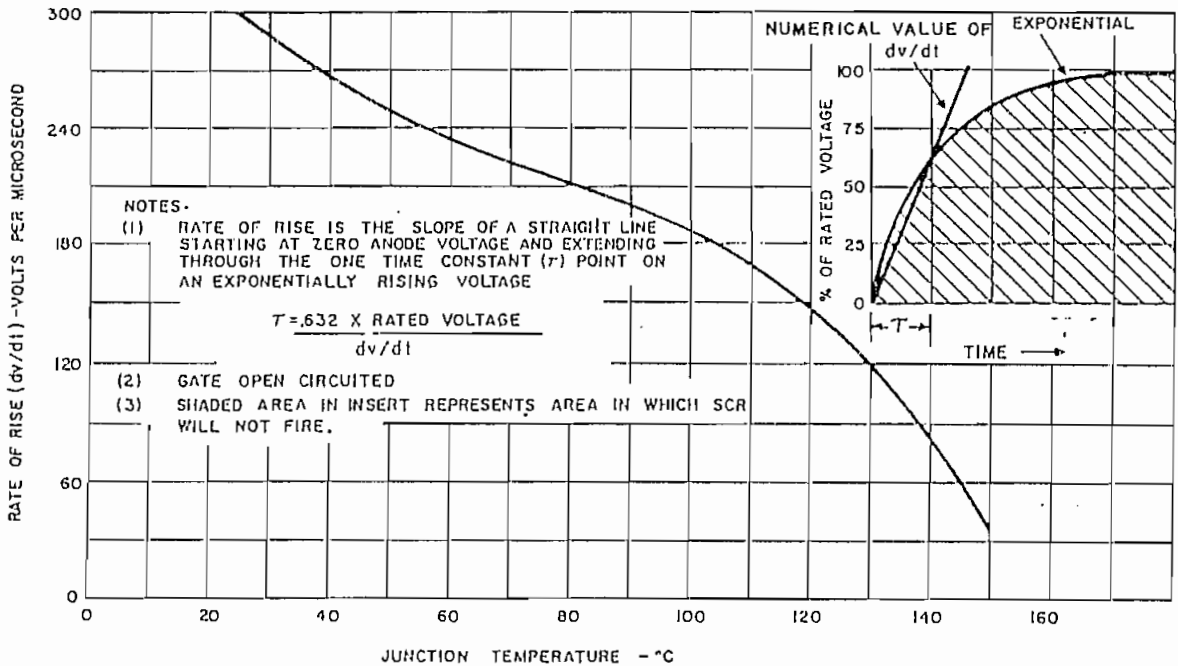
5. MAXIMUM ALLOWABLE CASE TEMPERATURE FOR RECTANGULAR CURRENT WAVEFORM



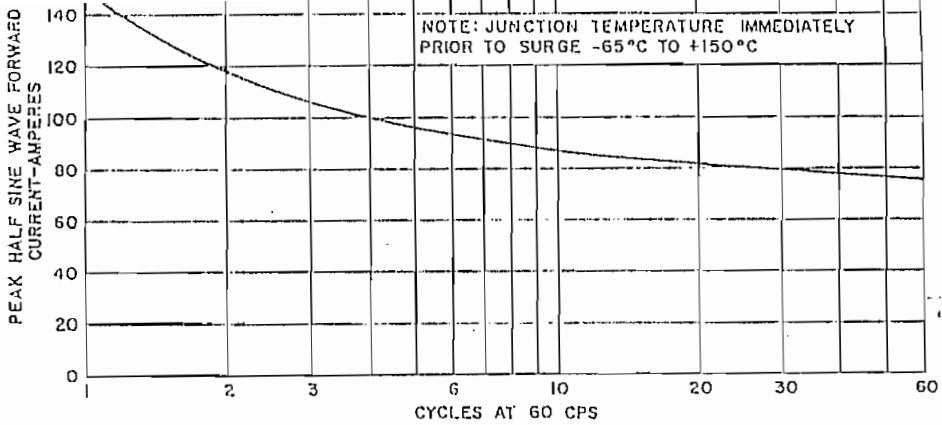
6. FORWARD POWER DISSIPATION FOR RECTANGULAR CURRENT WAVEFORM



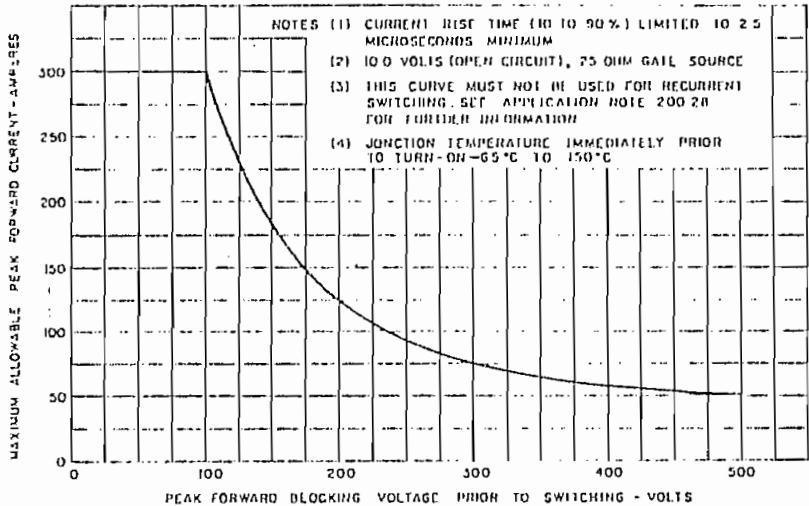
7. FIRING CHARACTERISTICS



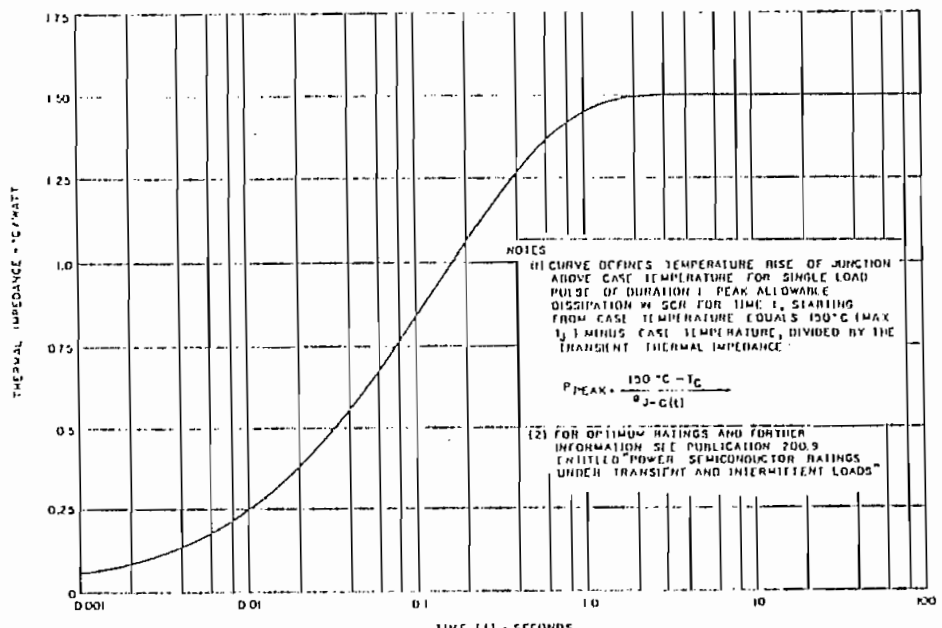
8. TYPICAL RATE OF RISE (dv/dt) OF FORWARD VOLTAGE THAT WILL NOT TURN ON SCR



9. MAXIMUM ALLOWABLE NON-RECURRENT SURGE CURRENT AT RATED LOAD CONDITIONS



10. PEAK NON-RECURRENT SURGE CURRENT DURING TURN-ON TIME INTERVAL



11. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE JUNCTION TO CASE

RATINGS

Symbol	Terminology and Definition
PRV	Peak Reverse Voltage. Maximum instantaneous value of negative voltage which may be applied to anode with gate open.
i_{surge}	Peak One Cycle Surge. Maximum allowable non-recurrent peak current of a single forward cycle (8.3 milliseconds duration) in a 60 cps single phase resistive load system. The surge may be preceded and followed by maximum rated voltage, current, and junction temperature conditions, and maximum allowable gate power may be concurrently dissipated. However, limitations on anode current during switching should not be exceeded.
I^2t	I^2t . This is a measure of maximum forward non-recurring overcurrent capability for pulse durations of greater than 1.5 milliseconds. I is in RMS amperes, and t is pulse duration in seconds. The same conditions as listed above for i_{surge} apply.
P_{G1}	Gate Power Dissipation. Power dissipation between gate and cathode.

CHARACTERISTICS

V_{BO}	Breakover Voltage. The value of positive anode voltage at which a controlled rectifier switches into the conductive state with gate circuit open.
i_F	Peak Forward Current. Flow of anode current into controlled rectifier.
I_A	Average Forward Current. Forward current averaged over a complete cycle for a specified waveform.
I_F	D.C. Forward Current. Flow of anode current into controlled rectifier.
V_F	Peak Forward Voltage Drop between anode and cathode during conduction of current from anode to cathode with gate open.
V_{AR}	Peak Anode to Cathode Blocking Voltage, anode positive.
V_{CR}	Peak Cathode to Anode Blocking Voltage, cathode positive.
i_G	Peak Gate Current. Value of current flowing between gate and cathode.
V_G	Peak Gate Voltage. Voltage between gate and cathode with anode open.
I_{GF}	Gate Current required to fire controlled rectifier with anode +12 volts with respect to the cathode at stated temperature conditions.
V_{GF}	Gate Voltage with I_{GF} flowing but prior to start of anode conduction.
I_H	Holding Current. Value of i_F below which controlled rectifier returns to forward blocking state. Gate open.
I_S	Peak Forward Saturation Current. Anode current at stated conditions of forward blocking voltage and junction temperature. Gate open.
I_R	Peak Reverse Leakage Current. Anode current at stated conditions of negative anode voltage and junction temperature. Gate open.
t_d	Delay Time. Time interval between initiation of gate current signal and reduction of forward voltage to 90% of blocking value during switching to conduction under stated conditions.
t_r	Rise Time. Time interval required for forward voltage to decrease from 90% to 10% of blocking value during switching to conduction under stated conditions.
t_{off}	Turn-off Time. Time interval required for gate to regain control of forward blocking characteristic after forward conduction under stated circuit and temperature conditions.
θ_{JC}	Thermal Resistance in $^{\circ}\text{C}/\text{watt}$ between junction and case.
dv/dt	Rate of rise of anode-to-cathode voltage. As specified for the SCR, this value will not trigger the SCR below rated voltage under stated conditions. This rate of rise is defined as the slope of a straight line starting at zero anode voltage and extending through the one time constant (τ) point on an exponentially rising voltage. $\tau = \frac{.632 \times \text{rated voltage}}{dv/dt}$
T_C	Case Temperature.
R_L	Load Resistor.
T_J	Junction Temperature.

**MCR3835-1 thru
MCR3835-10
MCR3935-1 thru
MCR3935-10**

REVERSE BLOCKING TRIODE THYRISTOR

... designed for industrial and consumer applications such as power supplies, battery chargers, temperature, motor, light and welder controls.

- Economical for a Wide Range of Uses
- High Surge Current $I_{TSM} = 350$ Amp
- Low Forward "On" Voltage 1.2 V (Typ) @ $I_{TM} = 25$ Amp
- Practical Level Triggering and Holding Characteristics
10 mA (Typ) @ $T_C = 25^\circ\text{C}$
- Rugged Construction in Either Pressfit or Stud Package
- Glass Passivated Junctions for Maximum Reliability

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Forward and Reverse Blocking Voltage	$V_{DRM(1)}$ V_{RRM}	25 50 100 200 300 400 500 600 700 800	Volts
Peak Non Repetitive Reverse Blocking Voltage ($t \leq 5.0$ ms)	V_{RSM}	35 75 150 300 400 500 600 700 800 900	Volts
Forward Current (RMS)	I_T (RMS)	35	Amp
Peak Surge Current (One cycle, 60 Hz) ($T_J = -40$ to $+100^\circ\text{C}$)	I_{TSM}	350	Amp
Circuit Fusing ($I_T = -40$ to $+100^\circ\text{C}$) ($t = 1.0$ to 0.1 ms)	I^2t	610	A^2s
Peak Gate Power	P_{GEM}	5.0	Watts
Average Gate Power	$P_{G(AV)}$	0.5	Watt
Peak Forward Gate Current	I_{GFM}	7.0	Amp
Peak Gate Voltage Forward	V_{GFM}	10	Volts
Peak Gate Voltage Reverse	V_{GRM}	10	Volts
Operating Junction Temperature Range	T_J	-40 to $+110$	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-40 to $+150$	$^\circ\text{C}$
Stud Torque		30	in. lb.
THERMAL CHARACTERISTICS			
Characteristic	Symbol	Max.	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	1.2 1.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

(1) V_{DRM} and V_{RRM} for all types can be applied on a continuous dc bias without incurring damage. Ratings apply for zero or negative gate voltage. Devices shall not have a positive bias applied to the gate concurrently with a negative potential on the anode.

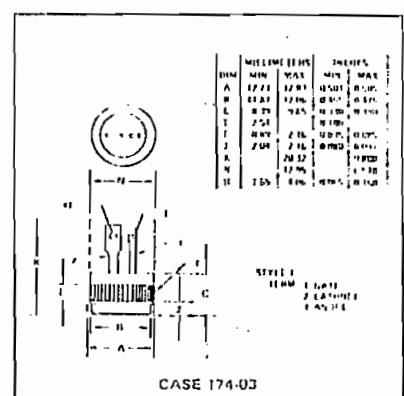
SILICON CONTROLLED RECTIFIER

35 AMPERES RMS
25-500 VOLTS

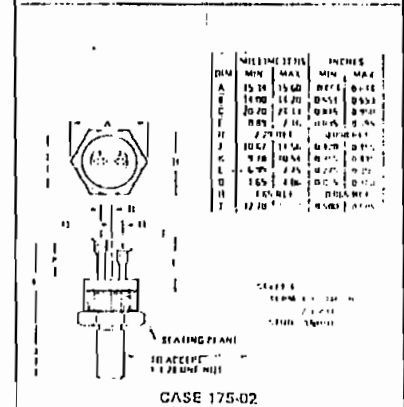


CASE 174-03
MCR3835 Series

CASE 175-02
MCR3935 Series



CASE 174-03

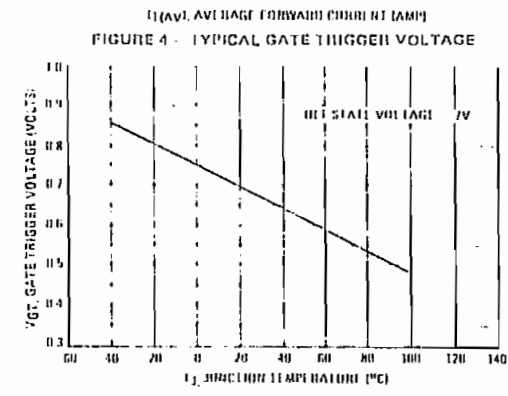
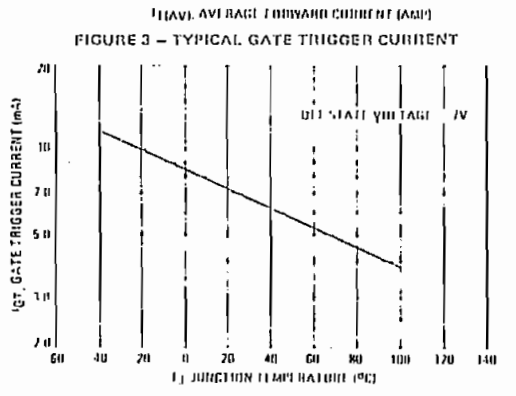
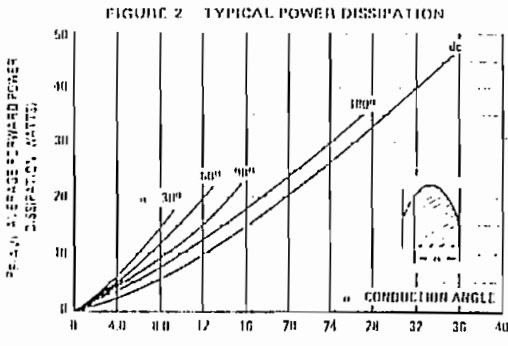
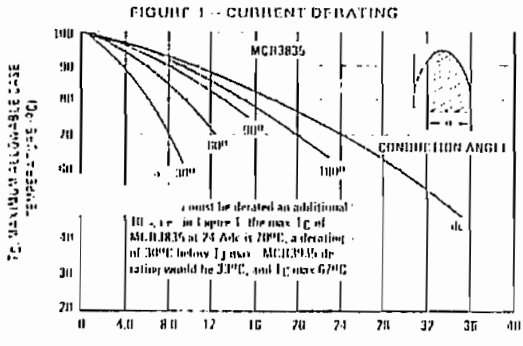


CASE 175-02

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Forward Blocking Current (V _D = Rated V _{DRM} , with gate open, T _J = 100°C)	I _{DRM}		1.0	5.0	mA
Peak Reverse Blocking Current (V _R = Rated V _{RRM} , with gate open, T _J = 100°C)	I _{RRM}		1.0	5.0	mA
Forward "On" Voltage (I _{FM} = 35 A Peak)	V _{FM}		1.2	1.5	Volts
Gate Trigger Current (Continuous dc) (V _D = 7.0 V, R _L = 100 Ω)	I _{GT}		10	40	mA
Gate Trigger Voltage (Continuous dc) (V _D = 7.0 V, R _L = 100 Ω) (V _D = Rated V _{DRM} , R _L = 100 Ω, T _J = 100°C)	V _{GT}		0.7	1.5	Volts
Holding Current (V _D = 7.0 V, gate open)	I _H		10	50	mA
Turn On Time (t _{on}) (t _r) (I _{FM} = 35 A dc, I _{GT} = 40 mA dc)	t _{on}		1.0		μs
Turn Off Time (I _{FM} = 10 A, I _H = 10 A)	t _{off}		20		μs
			30		
Forward Voltage Application Rate (V _D = Rated V _{DRM} , I _J = 100°C)	dv/dt		50		V/μs

(1) V_{DRM} for all types can be applied on a continuous dc basis without increasing damage. Ratings apply for zero or negative gate voltage. Devices should not be tested with a constant current source for forward or reverse blocking capability such that the voltage applied exceeds the rated blocking voltage.



MAXI
Repeat
Off Sta
On Sta
(All C
On Sta
(60 H
Operat
Storage
Lead S
Lead of
THRE
Therme
Therme

8.1 SCOPE

The purpose of this section is to provide a practical guide for the selection of a power supply transformer and filter components. A number of basic assumptions are made to avoid an academic discussion of unnecessary material. For those interested in a rigorous theoretical analysis, there are a number of fine references available.

One of the more esoteric problems encountered by the circuit designer is the selection of power transformer ratings for a particular OC power supply. The designer is immediately confronted with a number of rectifier circuits and filter configurations. For the sake of simplicity, we will make some assumptions which should be valid for 99% of the average designer's applications.

FILTERS

We will immediately discard the consideration of choke input filters and confine our choice to capacitor input filters because of the following:

1. It is desirable to eliminate the weight and cost of chokes.
2. It can be assumed that the regulator circuit will provide sufficient extra ripple reduction so that an L-C section is not required. In addition, the regulator will compensate for the poor output voltage regulation with load, inherent in capacitor input systems.

The remaining disadvantages of the capacitive input filter system are caused by the discontinuous secondary current flow (high peak-to-average ratio of forward diode current). Current is drawn in short, high amplitude pulses to replace the charge of the filter capacitor which discharges into the load during diode off time. This results in higher effective RMS values of transformer secondary current. However, the transformer average VA rating is the same as the choke input filter because the higher DC output voltage obtained at the capacitor compensates for this effect. In addition, except perhaps for supplies handling very high currents, average semiconductor diodes will meet most of the peak or surge current requirements of capacitive filters.

RECTIFIER CIRCUIT

The remaining choice is that of a rectifier circuit configuration. The most common single phase circuits are:

1. Half-Wave (single diode)
2. Full-Wave Center-Tapped (two diodes)
3. Full-Wave Bridge (four diodes)
4. Dual Complementary Supply -- "Full-Wave Center Tap" (four diodes)

The only advantages of the half wave rectifier are its simplicity and the savings in cost of one diode, its disadvantages are many:

1. Extremely high current spikes drawn during the capacitor charging interval (only one current surge per cycle). This current is limited only by the effective transformer and rectifier series impedance, but it must not be too high or it will result in rectifier damage. This short once-per-cycle current spike also results in very high secondary RMS currents.
2. The unidirectional DC current in the transformer secondary biases the transformer core with a component of DC flux density. As a result, more "iron" is needed to avoid core saturation.

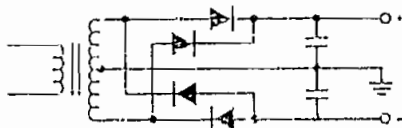
About the only time it would pay to consider using the half-wave rectifier is for very low DC power levels of about 1/2 watt or less. At these levels a power transformer cannot be reduced very much in size (at reasonable cost) and a small filter capacitor will be large enough for adequate DC smoothing.

The remaining single-phase rectifier circuits are of the "full-wave" type. Secondary current surges occur twice per cycle so that they are of smaller magnitude and the fundamental ripple frequency is double the supply frequency (i.e., 120 Hz rather than the 60 Hz of a half-wave system). All full-wave rectifiers also have the same basic rectified waveform applied to the filter capacitor.

OTHER FACTORS

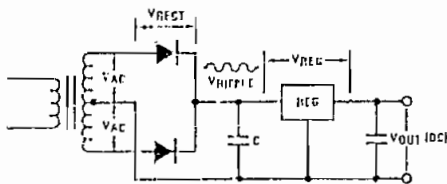
Full-Wave Center-Tap	Full-Wave Bridge
Uses 1/2 of secondary winding at a time	Uses full secondary winding continuously
Requires center-tap	No center-tap required
Uses 2 diodes	Uses 4 diodes

As can be seen above, the choice between FWCT and Bridge configurations is a tradeoff. The bridge rectifier has the best transformer utilization but requires the use of 4 diodes. The extra diodes result in twice the diode voltage drop of a FWCT circuit so that the latter may be preferable in low voltage supplies.



Dual Complementary Rectifier

The "dual complementary rectifier circuit" is the combination of two FWCT circuits and is a very efficient way of obtaining two identical outputs of reversed polarity sharing a common ground. It is also called a "center tapped bridge rectifier."



Full Wave Center Tap

The above diagram represents a full-wave center-tapped rectifier using a capacitive filter, and is the most common selection for moderate power, regulated DC supplies.

The following assumptions can be made:

1. V_{REG} must be 3 volts DC or greater.
2. V_{RECT} is about 1.25 volts DC.
3. V_{RIPPLE} is about 10% V_{DC} peak.

The following formula may be used for determining the transformer secondary voltage:

$$V_{AC} = \frac{(V_{OUT} + V_{REG} + V_{RECT} + V_{RIPPLE})}{0.92} \times \frac{V_{HOM}}{V_{LOWLINE}} \times \frac{1}{\sqrt{2}}$$

where: 0.92 = rectifier efficiency (typical)

$$\frac{V_{HOM}}{V_{LOWLINE}} = \text{the ratio of the nominal AC line voltage to the required low line conditions}$$

A sample illustration of the above will be shown for a supply requiring an output of 5 V DC at 2 A DC to operate down to an input voltage of 95 V RMS.

$$V_{OUT} = 5V \quad V_{RECT} = 1.25V$$

$$V_{REG} = 3V \quad V_{RIPPLE} = 0.5 (1V p p)$$

$$V_{AC} = \frac{9.75}{0.92} \times \frac{115}{95} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = 9.07 V AC$$

Therefore, the transformer secondary voltage can be specified as about 18 V CT.

For a bridge rectifier of the same output requirements, the only change is that:

$$V_{RECT} = 2 \times 1.25 = 2.5V$$

As a result V_{AC} will be reformulated as:

$$V_{AC} = \frac{11}{0.92} \times \frac{115}{95} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = 10.23 V AC$$

So that the transformer secondary voltage now becomes about 10 V.

TRANSFORMER SECONDARY CURRENT

The remaining step is to determine the transformer RMS secondary current. This can be accurately determined only by complex analysis. However, for practical engineering purposes the chart below may be used.

Rectifier Type	Filter Type*	Required RMS Secondary Current Rating
Full-Wave Center-Tap	Choke Input	0.7 x DC Current
Full Wave Center-Tap	Capacitor Input	1.2 x DC Current
Full-Wave Bridge	Choke Input	DC Current
Full-Wave Bridge	Capacitor Input	1.8 x DC Current

*Even though we have dropped choke input filters from this discussion, they are included for reference.

For instance, in our particular example (5 V, 2 A DC supply) the transformer RMS current would be:

$$\text{for FWCT} \quad 1.2 \times 2 = 2.4 A$$

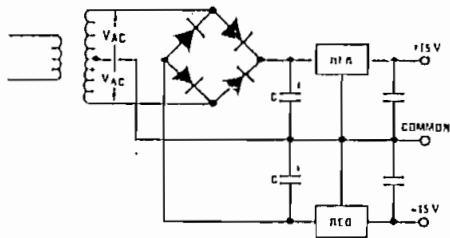
$$\text{for bridge} \quad 1.8 \times 2 = 3.6 A$$

The total transformer specification would then be:

Circuit	Secondary Rating
FWCT	18 V CT @ 2.4 A RMS = 43.2 VA
bridge	10 V @ 3.6 A RMS = 36 VA

DUAL COMPLEMENTARY SUPPLY

One more common example will be given, i.e., a dual complementary supply for $\pm 15\text{ V}$ @ 100 mA DC .



$$V_{OUT} = \pm 15 \quad V_{RECT} = 1.25$$

$$V_{REG} = 3 \quad V_{RIPPLE} = 0.75 (\approx 1.5\text{ V p-p})$$

$$V_{AC} = \frac{(15 + 3 + 1.25 + 0.75)}{0.92} \times \frac{115}{95} \times \frac{1}{\sqrt{2}} = 18.6\text{ V}$$

$$I_{AC} = 1.8 \times 100\text{ mA} = 180\text{ mA RMS}$$

So that the transformer secondary rating is 37 V CT @ 180 mA RMS .

A precautionary calculation remains to be made. That is, the increase in voltage at the filter capacitor (into the regulator) caused by a high line condition. If we assume our highest line voltage to be 130 V AC then the transformer output (compared to low line) would rise by the ratio $130/95$. In the 5 V supply, for instance, the following would happen:

$$V_{AC} = \frac{130}{95} \times 9 = 12.3\text{ V}$$

In the dual complementary $\pm 15\text{ V}$ supply:

$$V_{AC} = \frac{130}{95} \times 18.6 = 25.5\text{ V}$$

The increase in output must be absorbed by the regulator, which results in higher regulator power dissipation. The illustrated values are safe for the typical IC regulator but should be checked in any specific application.

ADDITIONAL FACTORS TO BE CONSIDERED IN TRANSFORMER SELECTION

LOAD REGULATION

It has been assumed in the previous discussion of the change in transformer secondary voltage with line voltage that no change has been occurring in load current. Therefore, the transformers would seem to be ideal and the transformer secondary voltage (V_{AC}) will always be the same.

Actually, all the voltages calculated are assumed to be *full load*. Most reputable transformer manufacturers will rate their parts in this manner, i.e., secondary voltage at full load.

Since transformers are not ideal and have an internal impedance or "regulation" characteristic, variations in load current may cause a problem. If the load should be "light" at "high line," then there will be an additional rise in secondary voltage, beyond that due to the rising line voltage, caused by the decreasing voltage drop in the transformer windings.

Most smaller VA transformers ($< 10\text{ VA}$) have a load regulation of 20% or higher. This means that the transformer no-load voltage will be 20% or more higher than CTS rated full-load voltage. This must then be taken into account in the calculation of maximum V_{AC} (and DC voltage into regulator) with low load currents.

Due to the inherent design characteristics of transformers, "regulation" will vary inversely with size (or VA rating). In larger transformers size is determined primarily by the heat generated by internal losses. In smaller transformers (low VA rating) size is determined by the maximum permissible no-load to full-load regulation. Even though this is an important design limitation, virtually no transformer manufacturer publishes load regulation data in its catalog. Therefore, it would pay to check with the manufacturer in marginal applications.

TEMPERATURE RISE

In power transformers over 25 VA , temperature rise becomes a factor. The transformer may be constructed with materials capable of withstanding higher temperatures and be a perfectly valid design. However, the extra power dissipated may cause heating of nearby components.

This added power loss adds to the total power dissipated in the circuit area. The problem is not the internal temperature of the transformer but the actual increase in watts lost.

The actual power loss is also not normally published by transformer manufacturers, but may be obtained on request. It should be taken into account in the thermodynamic calculations of equipment temperature.

SHIELDING

Certain AC power line noise and transients will be fed through to the transformer secondary because of the capacitance between windings. This is a problem which is very difficult to analyze. Whether or not it is a problem in a particular application can best be determined empirically.

If such feedthrough is a problem the most common first step is to use an electrostatic shield between windings. This effectively reduces the inter-winding capacitance. An equal and sometimes superior approach is to choose transformers with non-concentric windings, i.e., with

primary and secondary wound side-by-side rather than one over the other. Both result in at least order of magnitude reductions in capacitance. The "non-concentric" approach, however, also results in higher insulation resistance and makes it simpler to obtain higher insulation test voltages.

Certain types of feedthrough cannot be much affected by the transformer design and other approaches such as line filters or "MOV's" may have to be considered.

SUMMARY

This has been an attempt to provide a simple, practical method of determining transformer ratings. Certain basic assumptions have been made and this section is not meant as a rigorous academic analysis. However, such material is readily available in the literature (see footnotes). This, we feel, may help bridge the gap for the working designer.

Most transformer catalogs are quite mute regarding the extra details of transformer ratings. Therefore, some inquiries to the manufacturer and/or some empirical testing may be necessary to achieve an optimum selection. The electronic transformer industry is highly fractionalized and has no real industry standards. Therefore, it behoves the designer to be somewhat skeptical and to try to deal with reputable, established sources.

FOOTNOTES

1. Heubun Lee, *Electronic Transformers & Circuits*, 1947, John Wiley & Sons
EE Staff - MIT, *Magnetic Circuits & Transformers*, 1943, John Wiley & Sons
2. H. Schade, *Princ. IRE*, vol 31, p. 356, 1943

B.2 CAPACITOR SELECTION

For low current supplies ($I_{OUT} < 1$ A) capacitor selection is relatively straightforward. Capacitance is found by the simple formula:

$$C = \frac{I_L}{\Delta V} \times 6 \times 10^{-3}$$

where: I_L = DC load current
 ΔV = peak-to-peak ripple voltage
 ripple frequency = 120 Hz

This yields 2000 μF /amp for 3V p-p ripple. At DC currents below 1 amp, capacitor heating is usually not a problem and peak-to-peak ripple voltage is the determining factor in capacitor size.

At higher values of capacitance, where the ratio of capacitor outside surface area to volume is significantly lower, internal heating becomes a problem. Ripple current rating may be the determining factor in capacitor selection, rather than ripple voltage. In many cases, capacitor size will have to be increased to prevent

excessive internal heating. Manufacturers' data sheets should be consulted (after an initial selection is made) to ensure that capacitor ripple current ratings are met. Remember that the RMS ripple current ratings shown on capacitor data sheets are *not* the same as DC load current. RMS ripple current in a capacitor input filter is 2 to 3 times the load current. In addition, the time-to-failure used to rate capacitors on data sheets is often 10,000 hours. For five-year life (40,000 hours), ambient temperature may have to be derated 30°C from the data sheet rating. Capacitor life roughly doubles for each 15°C reduction in operating temperature. The following calculations illustrate a typical design example:

assume $I_L = 3$ A, $\Delta V = 4$ V p-p, $V_{DC} = 12$ V

$$C = \frac{(6 \times 10^{-3})(3 \text{ A})}{4 \text{ V}} = 4,500 \mu F$$

Manufacturer's rating on a 4,600 μF /20 V capacitor @ $T_A = 65^\circ\text{C}$ is 3.1 A RMS. Dividing by 2.5 to convert from RMS ripple current to output current yields a maximum DC load current of 1.24 amps. Obviously either a larger capacitor is required or ambient temperature must be reduced.

As a final note, be sure to check whether the data sheet ratings are for still or moving air. Computer grade capacitors are often rated only for moving air. Other types may be rated for still air, and are therefore actually more conservatively rated.

Remember that capacitors are the number one cause of power supply failure. Don't let your supplies dominate the statistics column!

B.3 DIODE SELECTION

The RMS value of the current flowing into a capacitor input filter is 2-3 times the DC output current because the current is delivered in short pulses. Assuming a full-wave center tap or bridge, this means that although each diode is conducting only on alternate half cycles, it should be rated for *at least* the full output current. To ensure adequate surge capability during turn-on, a diode rating of at least twice the output current is recommended, especially for higher current supplies where the ratio of filter capacitance to output current is somewhat higher. Keep in mind that axial lead diodes achieve most of their heat sinking through the leads. Short leads soldered to large area standoff or printed circuit pads are definitely recommended.

For "short circuit proof" IC regulated supplies using three-terminal regulators, an additional diode derating may have to be used. Long-term output shorts do not harm the regulator, which goes into a current limit or thermal limit mode to protect itself. The diodes, however, may experience a substantial current increase during the short. Regulator data sheets should be consulted for current limit values, keeping in mind that current limit is a function of input-output voltage differential. At high input voltages, the short circuit current of IC regulators is often less than full load current, tending to alleviate this problem.

Cause and Effect of External Electrical Interferences (Noise) on Microprocessor-Based Equipment

CAUTION

Even with correct installation, some types of electrical noise may affect the operation of this instrument. This instruction notice describes the cause and effect of noise as applied to microprocessor-based devices and gives suggested preventative measures. If you require assistance or more information, please contact ABB Kent-Taylor at 1-800-331-1997.

Objective: Provide the reader with an understanding of the types of external electrical influences which are present in the operating environment and the possible effect on microprocessor-based process measurement and control equipment. Also provide recommendations to minimize the effect.

General

Electrical disturbances caused by lightning, motors and motor driven devices, relays, solenoids, and communication equipment often introduce electrical noise in power lines, transmission lines, and site grounds. The successful operation of any microprocessor-based device depends, in part, on the precautions taken to minimize the effect of these disturbances especially in areas where older analog electronic or pneumatic instruments are being replaced.

In the most simple terms microprocessors receive, accumulate, process, and send data as a string of pulses and spaces. If a pulse occurs where a space should be or if a pulse is canceled from the string, data will be processed incorrectly. The end result depends on when the data error occurs in the string and how it is processed. Some of the fault conditions which could occur are:

- minor, randomly intermittent, deviation of measured value
- minor bumps in output value
- large deviations in process and/or output value
- a shut down command
- an undefined condition where the device could:
 - ▶ erase the stored program
 - ▶ fail to a defined set of conditions
 - ▶ blank its display
 - ▶ lock itself to a set of conditions and not allow any change
 - ▶ change a single line of configuration
 - ▶ be any combination of the above

While conditions described might be caused by a defective component(s), most often these conditions are caused by external electrical interferences. i.e., noise.

As a comparison, consider pneumatic instrumentation. The power source is a supply gas. This supply gas, usually compressed air, must be generally free of water vapor, compressor oil, and airborne particles. If the supply gas contains contaminants or if the particle size is too large nozzles, orifices, and transmission lines will become partially or totally plugged. The result will be erratic operation or instrument failure. Guidelines and recommended practices for instrument air quality have been defined (reference: ISA; RP7.3 and RP7.7). Filter systems, sometimes very elaborate, are installed at the inlet and/or outlet of the compressor. In addition, simple filter-regulators should be installed at the instrument to effectively provide a clean, well regulated, source of power to the instrument.

Today's microprocessor-based devices require the same type of considerations; i.e., relatively noise free well regulated sources of AC power.

What is a well regulated power source?

A reasonable definition is; the primary source of supply voltage, AC or DC, should not vary more than the supplier's published limits. Operating specifications supplied by the manufacturer might define their limits as; $117\text{ V} \pm 10\%$ or $234\text{V} \pm 10\%$, 50/60 Hz.

As long as the primary voltage remains within the defined limits it is regulated well enough.

What happens if the power source is not regulated to these limits?

If the power source voltage exceeds the manufacturer's published limits, either high or low, a device (usually an integrated circuit type voltage regulator) in the power supply circuit will sense this condition and initiate a shutdown sequence. Once the voltage returns to an acceptable limit the instrument **should** initiate a restart sequence and reapply power to the instrument. Failure messages might appear as defined in the manufacturer's operating instructions. Manual operations may be required to return the instrument to an "on-line" condition.

Caution: If an overvoltage condition should occur it is possible that the actual peak voltage value might be high enough to cause permanent damage.

What should be done to insure that the power source remains within the recommended operating limits?

Ideally, each microprocessor-based device should be provided with a dedicated power source. This will effectively provide continuous load to the power source. Large load changes caused by motor driven devices starting and stopping should be removed from this circuit.

Where this approach is not feasible due to the availability of power distribution space an acceptable alternative is to install constant voltage, isolation transformers in the branch circuit where the microprocessor-based device (or devices) is installed. The transformer will provide a constant output for a varying input and the isolation feature will assist in the reduction of line noise.

Installation and wiring practices defined by the National Fire Protection Agency (NFPA) in their National Electrical Code (NEC) handbook or State agency amendments to this code should be strictly observed.

Caution: Some forms of constant voltage systems such as battery backup systems using inverter circuitry to produce AC like outputs may produce an output waveform which is not a pure sine wave. The output waveform may not be compatible with the installed device. Check with the supplier of the microprocessor-based device before selecting the final choice of power regulation system.

What is noise?

Specifically referenced to this discussion; noise is the unwanted external interferences superimposed on the power source, signal lines, and ground. Often called "transients" or "voltage spikes" this form of noise is infinitely variable in terms of amplitude, frequency, and duration.

Common sources of this type of noise are:

- loose or poor quality connections [esp. power connections]
- arc welding equipment
- switches operating inductive loads
- relays, solenoids and other coil operated devices
- high current conductors – electric heater circuits
- fluorescent or neon lamps
- motors and motor driven devices
- switch mode devices – SCRs, thyristors
- lightning
- electrostatic discharges

Microprocessor-based devices are more susceptible to these forms of noise than "analog" devices because of the lower working voltages and much faster switching speeds used in the circuit design. Typically the microprocessor logic voltage is switched between 0 Vdc and 5 Vdc. The circuit supply voltage is usually ± 15 Vdc. By comparison, "analog" instrument supply voltages are often 24 Vdc or higher and seldom require 0 Vdc as a reference voltage for signal conversion.

The manufacturer of the microprocessor-based device designs the power and signal circuits to reject as much of these unwanted interferences as possible. The success of the design is defined in the product specifications as noise rejection and usually is referenced as Common mode and Normal mode rejection.

- common-mode noise is any voltage difference that exists between each terminal connection and a common point.
- normal-mode noise is any voltage difference that exists between the terminal connections; either the power source line to neutral or process signal input.

The ability to reject each condition is usually expressed in decibels (db). The decibel is a dimensionless measure of power ratios as a defined relationship to the logarithmic scale.

As a guide for product selection; COMMON-MODE specifications equal to or greater than 80 db is minimum. Anything above 100 db is best. For NORMAL-MODE 30 db is minimum, 60 db and higher is best.

Why worry about external noise if the manufacturer has designed-in safeguards?

The intent of this discussion is not to suggest that every microprocessor-based device will fail because of external noise. The user of these devices should recognize the potential risk, understand the cause of the fault condition if it occurs, and apply the appropriate corrective actions or preventative measures as necessary.

Lightning, for example, is recognized as a destructive noise source. In areas where lightning strikes are frequent the user will install additional equipment such as lightning arrestors and surge protectors which are specifically designed to provide a reasonable degree of protection to the installed equipment.

In older facilities, especially where microprocessor-based devices are replacing pneumatic or "analog" electronic equipment, the risk of potential noise induced failures increases significantly. Miniature lightning strikes caused by arcing are common. Pitted relay contacts, worn switches and motor brushes, dirty motor commutators, loose or poor quality connections all cause the electrical energy to arc a gap caused by wear and age. The effect of this type of noise may be no less destructive than lightning. In addition, panel grounds and even primary ground paths may have become corroded or disconnected long ago. Signal wiring may be exposed or lay in cable trays (or conduit) with power wires. All are sources of potential risk beyond the manufacturer's ability to filter or reject the combined effect of the energy and frequency levels which could exist.

What should be done to minimize the effect of external noise?

Preventative measures can be applied at the time of installation or, applied as corrective action once a noise induced fault condition has been determined to exist. The choice is the exclusive responsibility of the end user.

Suggested preventative measures:

Primary power circuit distribution system:

- Ideally, each microprocessor-based device should be provided with an independent dedicated power source. Where this approach is not feasible due to the availability of power distribution space an acceptable alternative is to install constant voltage, isolation transformers in the branch circuit where the microprocessor-based device (or devices) is (or are) installed.
- In addition to the above, install a combination TRANSIENT SURGE SUPPRESSOR AND NOISE FILTER in the instrument side of the power distribution system. The combination device suppresses transients and effectively reduces other noise forms such as electromagnetic (EMI) and radio frequency (RFI) interferences. Cost of these type devices is generally less than \$110 and they can be connected to multiple units which further reduces overall cost.

Input signal wires

- Twisted wire pairs are essential. The wire type should be stranded not solid. The largest single conductor wire gauge defined by the manufacturer is best and the more twists per foot the better. A 2-inch lay (6 twists per foot) should be the minimum used.
- In addition to the above the signal wires should be physically isolated from all power conductors (separate conduit, cable race, etc.)
- If shielded wire is used. Shields should be terminated as defined by the equipment manufacturer or in accordance with local regulations.

- CAUTION:
1. Never terminate a shield at both ends. One end should always be left "floating."
 2. Terminate thermocouple shields at the process measurement end. This is done because most thermocouples are constructed where the sensor is electrically equivalent to the process connection (grounded junction).

Equipment grounding:

- Grounding practices defined by the National Fire Protection Agency (NFPA) in their National Electrical Code (NEC) handbook or State agency amendments to this code should be strictly observed.
- Existing ground conductors and ground paths should be periodically inspected and tested to insure continuity and compliance with current code requirements.
- For best noise reduction performance the microprocessor-based device's ground terminal should be connected to a nearby grounded large metal structure, using the shortest length wire possible. If a three-wire cordset is used to power the microprocessor-based device through a receptacle, the ground wire is generally too long and too noisy to be a good ground.

References:

National Electrical Code: 1990 edition

National Fire Protection Assoc.
Batterymarch Park, Quincy, MA 02269

Guide for the installation of electrical equipment to minimize electrical noise inputs to controllers from external sources: IEEE STD. 518-1982

Institute of Electronic and Electrical Engineers
345 East 47th. St.
New York, New York 10017

Electromagnetic compatibility for industrial-process measurement and control equipment: IEC publication 801 (series)

Bureau Central de la Electronique
3. rue de varembe
Geneve, Suisse

Quality Standard for Instrument Air : ISA - S7.3

Recommended Practice for Producing Instrument Air : ISA - RP7.7

Instrument Society of America
P.O. Box 12277
Research Triangle Park, NC 27709

Author:

Richard A. Wolf
Sr. Applications Support Specialist
ABB Kent-Taylor

Prepared by:
TECHNICAL COMMUNICATIONS

ABB Kent-Taylor

P.O. Box 20550
Rochester, NY 14602-0550
(716) 292-6050

Componentes para excitación de semiconductores de potencia

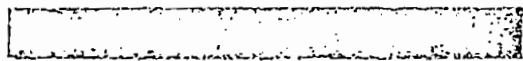
Panorámica

El diseño de los circuitos de control para potencia se ha visto facilitado en la última década con la aparición de componentes específicos, tales como bloques excitadores para transistores bipolares y los CI para control en ciertas aplicaciones. Asimismo, ha proliferado una gama de optoacopladores y transformadores de impulso que ayudan a resolver el aislamiento galvánico. El desarrollo de los componentes de potencia inteligentes (smart power) e híbridos facilita cada vez más esta parte del diseño en la electrónica de potencia.

Salvador Martínez García y Juan A. Gualda Gil

Components for drive and control of power semiconductor devices
A survey

The control circuits design for power applications has been simplified over the last decade due to the availability of new and specific components, such as driver blocks for bipolar transistors and IC's for some control applications. Optocouplers and pulse transformers facilitate the galvanic isolation problem, whilst Smart power devices, monolithic and hybrid, allow for a simpler design and enhanced reliability.



Introducción

Los circuitos de excitación de los semiconductores de potencia siguen siendo una parcela importante y a veces ignorada de los convertidores estáticos y de los equipos electrónicos de potencia en general. Sin embargo, su importancia es grande porque la seguridad de funcionamiento y la duración de los semiconductores de potencia depende enormemente de la idoneidad de los circuitos de excitación. Esto es especialmente cierto en los transistores.

Semiconductores de potencia primitivos

Los primeros semiconductores de potencia implantados en el mercado, (tiristores hacia 1960 y transistores bipolares simples hacia 1970), requerían una corriente importante para su correcta excitación, del orden de algunos amperios. Conscientes de la complicación que esto supone para los circuitos de control, los fabricantes trataron de aumentar la sensibilidad de los semiconductores de potencia y como consecuencia de esa búsqueda se han consolidado los tiristores de puerta amplificadora (amplifying gate thyristors) y los transistores bipolares Darlingten de doble o triple etapa. Tales interruptores sólidos no suelen requerir una corriente de excitación superior al amperio.

Transistores MOSFET e IGBT

La consolidación de los transistores MOSFET de potencia en los primeros años ochenta supuso un enorme alivio para el problema de la excitación allí donde tales componentes pueden usarse, pues requieren pequeñas corrientes permanentes de control. Sus circuitos de excitación deben ser capaces de proporcionar rápidos impulsos de carga y descarga al terminal de puerta para obtener los beneficios de funcionamiento en alta frecuencia, pero en general son bastante más simples que los circuitos de excitación de los tiristores y

de los transistores bipolares. Puede verse una recopilación de técnicas de excitación de estos componentes en [1].

Poco se ha avanzado desde entonces en las facilidades para controlar los MOSFET de potencia salvo nuevos circuitos integrados que se citarán más adelante. Cabe destacar la aparición en las principales marcas de series especiales de MOSFET con una tensión de control muy baja (unos 4 V) para poder ser excitados directamente por la circuitería TTL. Son los llamados LLT de bajo nivel de excitación o LLF (low level FET) [2].

Los transistores híbridos bipolar - FET (IGBT o Insulated Gate Bipolar Transistor) presentan, en resumen, las características de potencia de un bipolar y las de excitación de un MOSFET. Por tanto, gozan básicamente de las facilidades de excitación de éstos.

El problema del aislamiento

Los semiconductores de potencia han reducido en general sus exigencias de corriente para la excitación, como se ha visto anteriormente, pero no permiten en sí mismos independizar galvánicamente el circuito de potencia del de excitación. Los fabricantes han buscado solucionar el problema desde los primeros años de la década de los ochenta mediante la inclusión de un acoplador óptico del tipo diodo fotoemisor - FET fotosensible en la propia cápsula del semiconductor de potencia. Concretamente, Siemens anunció en tales fechas la familia de componentes que aparece en la figura 1. No se han avanzado en gran potencia, quedando relegados al nivel de meros optoacopladores con salida potenciada de hasta algunos amperios.

Quizá la única solución total comercializada hasta el momento a los problemas de sensibilidad y aislamiento de la excitación es la ofrecida por Semikron con su MOSFET de potencia con circuito de excitación integrado aislado mediante transformadores de control. Puede verse el diagrama simplificado en la figura 2. La solución, aunque robusta, es todavía cara y no ha extendido su uso por el momento.

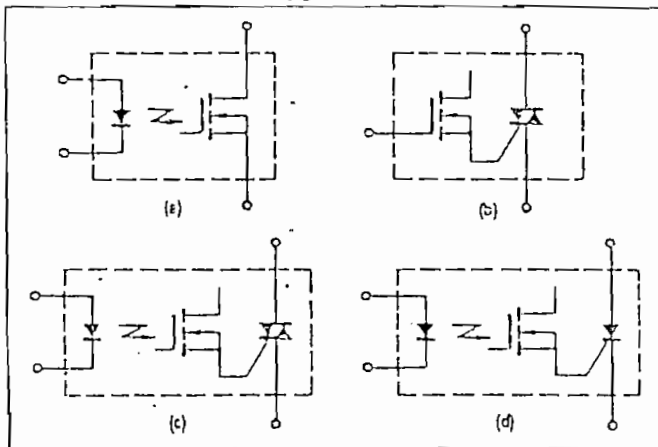


Figura 1. Semiconductores de potencia con excitación facilitada anunciados por Siemens hacia 1981. a) I et fotoacoplado, b) triac de alta sensibilidad; c) triac fotoacoplado, d) tiristor fotoacoplado. Ninguno de los fotoacoplados se ha avanzado para gran potencia por el momento.

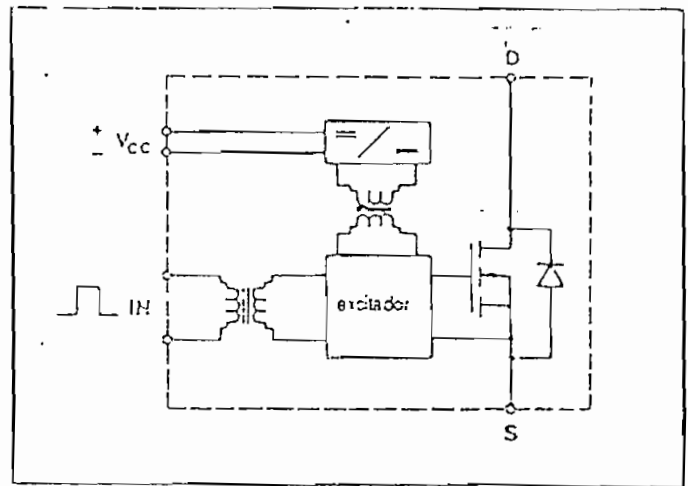


Figura 2. Esquema simplificado de un módulo MOSFET de potencia con excitación aislada mediante transformadores de control y de alimentación. Cortesía de Semikron.

Los circuitos de control específicos

En la década de los ochenta ha tenido lugar un desarrollo notable de los circuitos de control para semiconductores de potencia apoyado fundamentalmente en el abaratamiento de los circuitos integrados analógicos y digitales, así como de los microprocesadores. Ello ha permitido realizar a bajo coste circuitos de control muy completos y fiables que han potenciado las características de los equipos y sistemas electrónicos de control y conversión de potencia, de manera que no es inusual incorporar, además de las puras funciones de control y señalización, otras de autodiagnóstico, programación personalizada de ciertas características, telecontrol y telechequeo. Asimismo, los circuitos integrados de alto nivel a medida, que hoy día permiten realizar complejos diseños analógicos y digitales, abren la posibilidad a los fabricantes de series importantes de proteger sus diseños y simplificar su fabricación.

Optoacopladores

Un problema usual en el control es el de enviar señales desde un circuito de mando con una cierta tensión de referencia (usualmente el chasis del equipo) a semiconductores de potencia cuyos terminales de excitación están a distinto potencial debido a la propia naturaleza del circuito de potencia (véase la figura 3 que ilustra un inversor monofásico en configuración puente). Los tiristores T2 y T4 tienen su cátodo unido al terminal negativo de la batería, que normalmente estará unido también al chasis y al conductor de tensión cero del circuito de control. Será fácil generar en éste unos impulsos adecuados de disparo y llevarles directamente a las puertas de T2 y T4. Sin embargo, los potenciales de los cátodos de T1 y T3 varían al ritmo de funcionamiento del inversor, desde el del polo negativo al del positivo de la batería, haciendo imposible la conexión directa control-tiristor. Para salvar este desnivel de potenciales hay dos soluciones básicas: el acoplamiento óptico y el

+3A

una fuente aislada, como se ha visto para los circuitos de control acoplados ópticamente.

Los transformadores de impulsos suelen trabajar en una gama muy amplia de frecuencias (de 50 Hz a centenares de kilohercios), con factores de trabajo también variados, que van desde impulsos estrechos de

pecos grados hasta ondas cuadradas (180°). Por ello, la caracterización de estos componentes (para no sobrepasar su inducción magnética máxima para la que han sido diseñados), no arova, más que en una frecuencia y una tensión de trabajo, en la integral tensión - tiempo que admiten partiendo de un estado de reposo magnético (flujo nulo). La integral tensión - tiempo de los transformadores de impulsos comerciales suele estar comprendida entre 100 y 10000 V·μs (1 V·μs = 1 μWh).

En la figura 6 se muestran los circuitos equivalentes y el funcionamiento de un transformador de impulsos de dos devanados. El circuito equivalente general se da en la figura 6b y es similar al de un transformador de potencia al que se le han añadido las capacidades parásitas de los devanados primario y secundario (C1 y C2) así como la capacidad Co de acoplamiento entre ambos arrollamientos (medible con un capacitmetro estando el transformador desconectado).

Circuito equivalente en alta frecuencia. Flanco

Para estudiar el comportamiento en los flancos de los impulsos a transmitir, el circuito equivalente general puede reducirse al circuito equivalente para alta frecuencia de la figura 6c. Debe recordarse que un circuito equivalente es siempre aproximado, debiendo elegirse el más adecuado al fenómeno a estudiar que otorgue una fidelidad suficiente con la máxima simplicidad. En el circuito equivalente que nos ocupa se ha despreciado el efecto de la inductancia magnetizante por presentar una impedancia elevada en paralelo con la baja impedancia del condensador que representa las capacidades primaria, secundaria y de acoplamiento reducidas al primario.

La carga puede representarse por una resistencia y un condensador en paralelo, que al asociarse con el circuito equivalente del transformador da lugar a un circuito igual (figura 6c), sustituyendo Rp1 por R (equivalente en paralelo de Rp1 y la resistencia de la carga) y C por C' (suma de C' y de la capacidad de la carga). El circuito es de segundo orden y da una respuesta que puede o no tener sobreoscilación, dependiendo del coeficiente de amortiguación ζ. Éste, a su vez, se define en función del factor de amplificación a y del período de oscilación propio T así:

$$\zeta = \left(\frac{R}{L} + \frac{1}{R'C} \right) \frac{T}{4\pi}$$

siendo

$$a = \frac{R'}{R+R'} \quad T = 2\pi\sqrt{LC'}$$

Suele preferirse un amortiguamiento crítico (ζ = 1) o ligeramente subcrítico (ζ ≈ 0.6). El flanco de respuesta puede verse en la figura 7. Se suele definir como tiempo de subida al necesario para que la tensión de salida pase del 10% al 90% de su valor final. Para amortiguación crítica es el 53% del período de oscilación propio. Una buena respuesta al flanco exige unos bajos valores de inductancia de dispersión y de capacidad de acoplamiento. La capacidad de la carga

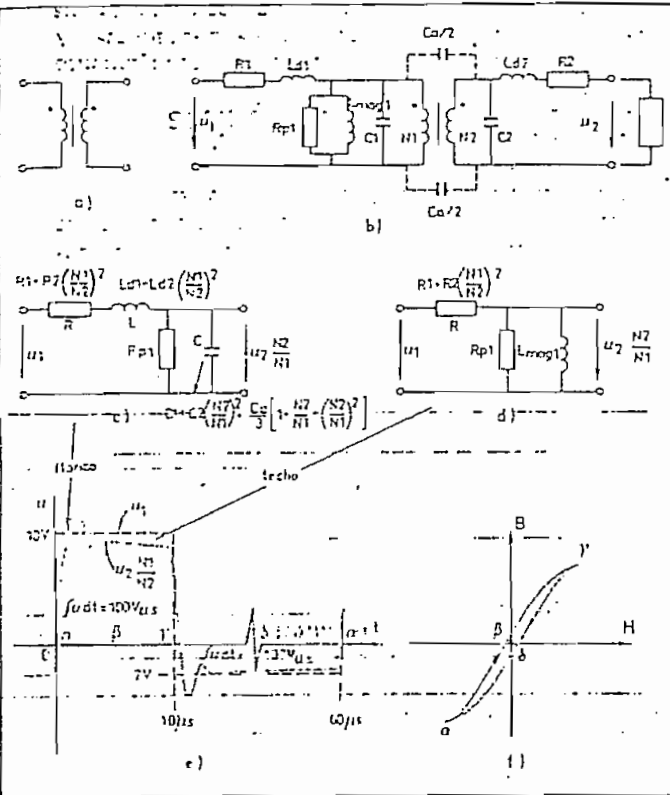


Figura 6. Transformador de impulsos. a) Símbolo; b) uno de los posibles circuitos equivalentes; c) circuito equivalente simplificado para alta frecuencia determinante del flanco; d) circuito equivalente simplificado para baja frecuencia determinante del ancho; e) impulsos de entrada y salida; f) ciclo de histéresis del núcleo.

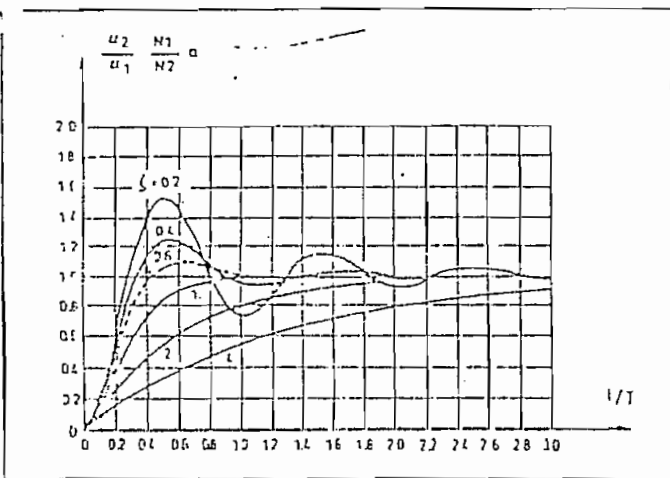


Figura 7. Flanco de respuesta de un transformador de impulsos para varios coeficientes de amortiguación ζ. (Adaptada de Millman y Taub, «Pulse, digital and Switching Waveforms, Mc Graw Hill»).

tiende a disminuir, para que las pérdidas totales en el mismo sean mínimas, y por tanto a centrar la onda. Cuando $t_2 = t_3$, la componente continua del flujo es nula y la intensidad magnetizante es la forma de onda representada de trazos en la figura.



Figura 9. Transformadores de impulsos. Cortesía de Schaffner.

La misión de la red R1C, en los casos en que sea necesaria, es proporcionar un pico adicional de intensidad de puerta en los primeros instantes tras la saturación del transistor con el fin de hacer más energético el cebado del tiristor y no causar problemas por su $(di/dt)_{max}$.

La resistencia R3 se monta para evitar disparos intempestivos en ambientes ruidosos.

Los transformadores de impulsos para control de tiristores se fabrican con uno o varios secundarios (figura 9), siendo generalmente la relación de transformación del primario a cada secundario de 1:1 o 1:2.

Como se ha dicho anteriormente, una de las características principales que definen a un transformador de impulsos es el valor de su integral tensión-tiempo, que indica su aptitud para transferir impulsos de tensión de una cierta amplitud y duración. Así, por ejemplo, un transformador de 200 V·μs, puede funcionar con impulsos de 20 V y 10 μs o de 10 V y 20 μs o de 2 V y 100 μs. Se observa, evidentemente, que el impulso puede ser tanto más duradero cuanto menor sea su tensión. Por esta razón, la resistencia limitadora R2 conviene ponerla, siempre que no lo impidan razones de otra índole, en el primario, pues de hacerlo en el secundario la amplitud de la tensión del impulso sería mayor y su duración debería ser menor. No obstante, en ambientes ruidosos conviene repartir R2 entre primario y secundario para reducir el efecto de las perturbaciones recogidas por el transformador, que actúa indeseablemente pero inevitablemente como antena.

Módulos de excitación

Los transistores bipolares han alcanzado una gran difusión en la Electrónica de Potencia que está

propiciando la aparición de «módulos de excitación» que facilitan al diseñador enormemente la tarea del cálculo de un buen circuito de control. Tales módulos suelen consistir en un circuito híbrido encapsulado en resina que contiene uno o varios conjuntos independientes de excitación. Cada uno está formado normalmente por un optoacoplador diodo fotoemisor-transistor fotosensible seguido de un amplificador doble de funcionamiento complementario listo para atacar a una rama de inversor formada por dos transistores bipolares.

$$A \approx \frac{V_{ce}}{V_{be}} = \frac{V_{ce}}{V_{be}} = \beta$$

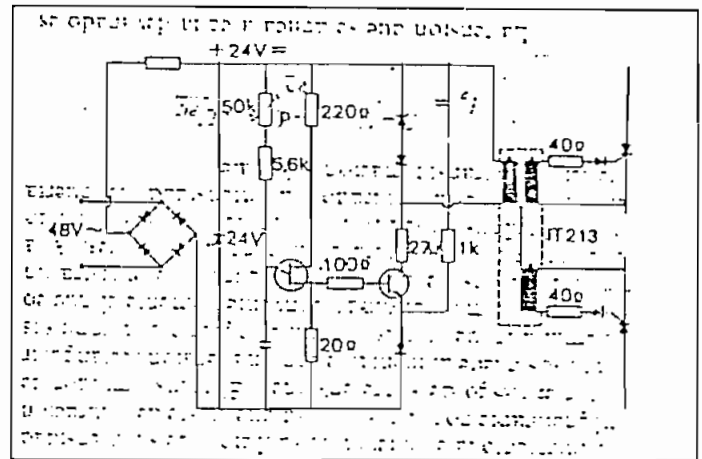


Figura 10. Circuito de disparo para control de fase con tiristores realizado con transformador de impulsos de doble secundario. Se regula el tiempo de retardo en el disparo mediante la resistencia variable p. Cortesía de Schaffner.

Estos módulos de excitación se han comercializado en los últimos tres años y su empleo no está muy extendido quizá debido a su precio todavía algo elevado. Su campo principal de aplicación está en los convertidores de potencia comprendida entre 1 y 20 kVA.

Similarmen-te, han aparecido circuitos integrados especiales para excitar transistores MOSFET de potencia en encapsulados dual-in-line muy económicos que facilitan la protección por sobreintensidad y por exceso de potencia, así como la conexión al circuito general de control y a la fuente de alimentación. En este sentido destaca el circuito integrado Si9910 anunciado por Siliconix (véase la figura 12). Dispone, entre otras características, de control de las derivadas de tensión e intensidad, protección al cortocircuito y es compatible con lógica CMOS.

Circuitos integrados para funciones específicas de control

Algunas aplicaciones de la Electrónica de Potencia de gran difusión como la regulación de temperatura en hornos con control de fase y la regulación de velocidad de motores de CC mediante rectificadores controlados, ha suscitado la creación de circuitos integrados específicos que contienen los bloques funcionales genéricos para grupos de aplicaciones similares.

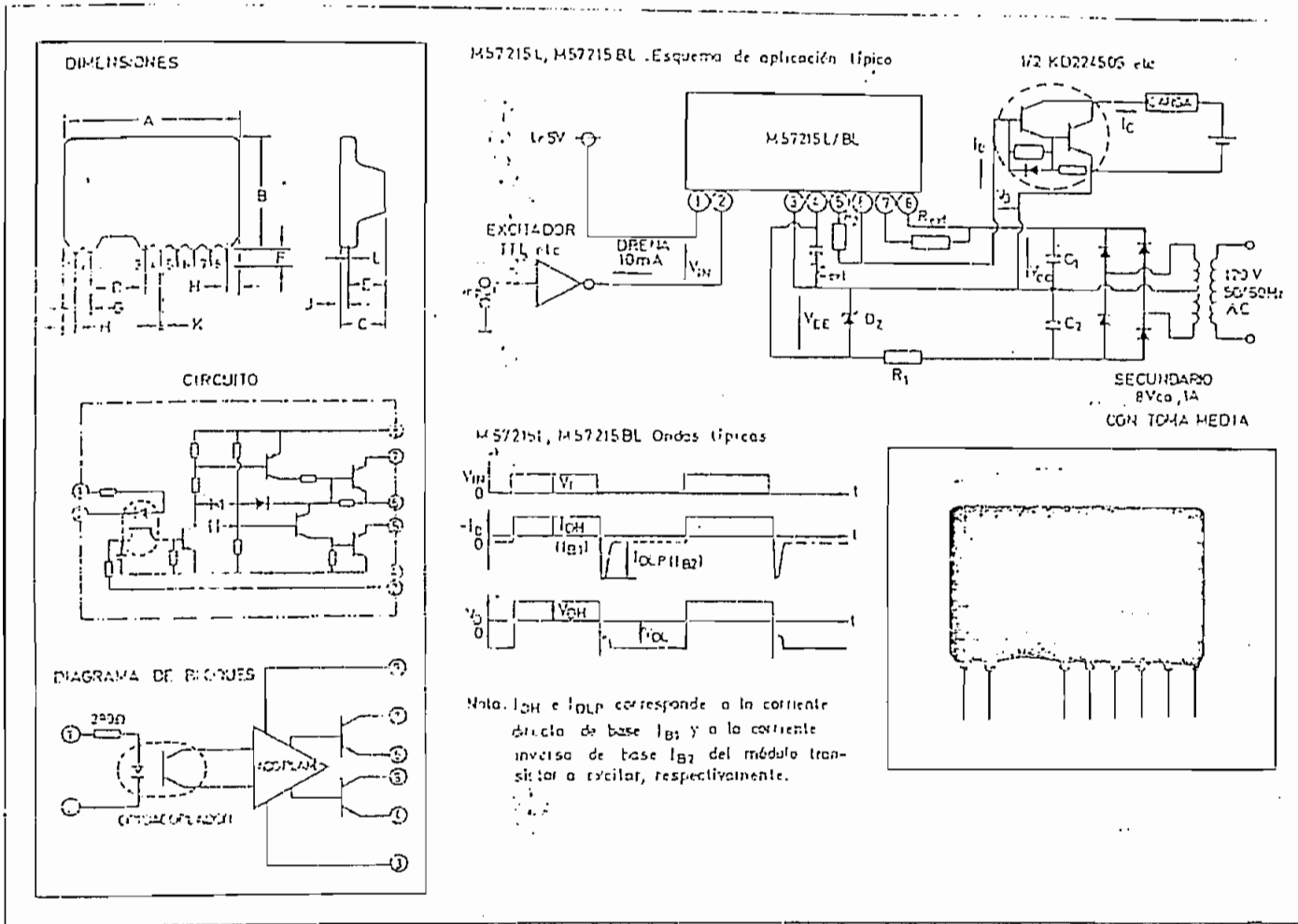


Figura 11. Circuito integrado híbrido M57215L/BL para excitar transistores bipolares. Contiene optoacoplador de entrada atecable por circuito lógico. Cortesía de Powerex.

Así, para los campos citados, existen circuitos integrados que, a partir de la tensión alterna normal de la red (220 V, 50 Hz), generan impulsos de disparo para tiristores o triacs con conexión directa o por transformador de impulsos externos. Contienen una referencia de tensión, comparadores, generador de rampa, etapas amplificadoras y protección térmica entre otras funcio-

nes. Necesitan algunos componentes externos como condensadores electrolíticos, potenciómetros de regulación o ajuste y resistencias. En la figura 13 puede verse un integrado para control de potencia en CC con

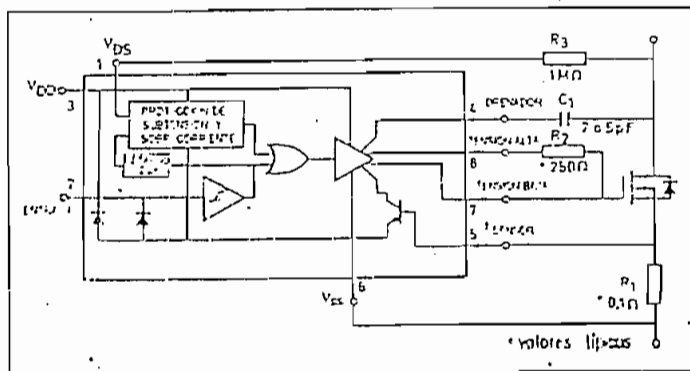


Figura 12. Circuito integrado Si9910 dual-in-line de 8 patillas para excitación y protección de MOSFET de potencia. Anunciado por Siliconix. Se adapta bien a topologías en puente.

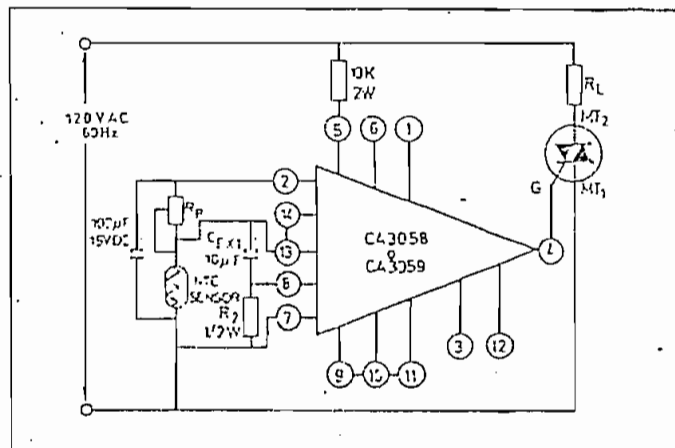


Figura 13. Circuito integrado específico CA3058 aplicado al control de temperatura mediante un triac conmutado en los pasos por cero. Cortesía de Harris Semiconductor.

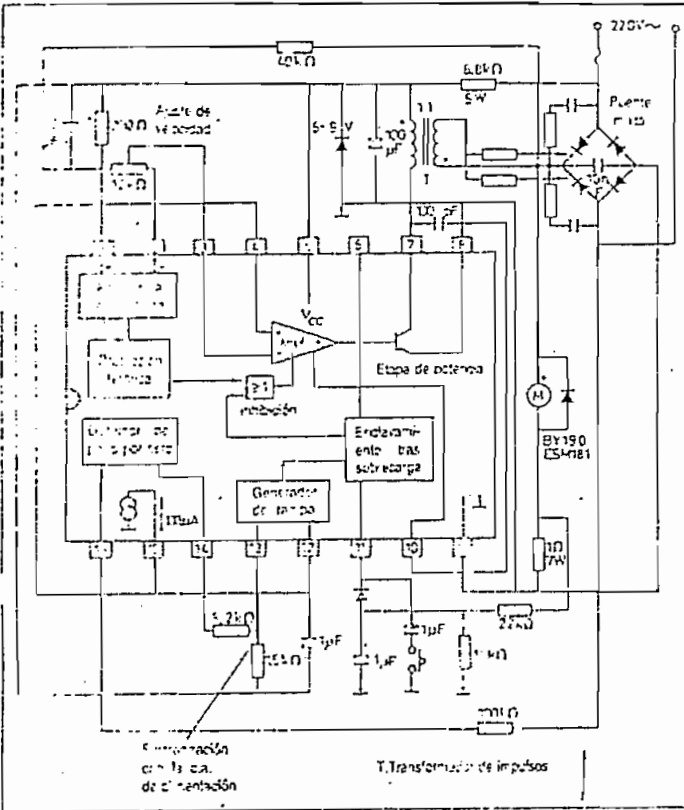


Figura 14. Circuito integrado específico TDA 1067 aplicado al control de velocidad de motores de CC con rectificador. Cortesía de SGS-Thomson.

comutación en paso por cero aplicado a un control de temperatura con triac y en la figura 14 otro similar aplicado al control de velocidad de motores de CC. Existen también circuitos integrados para

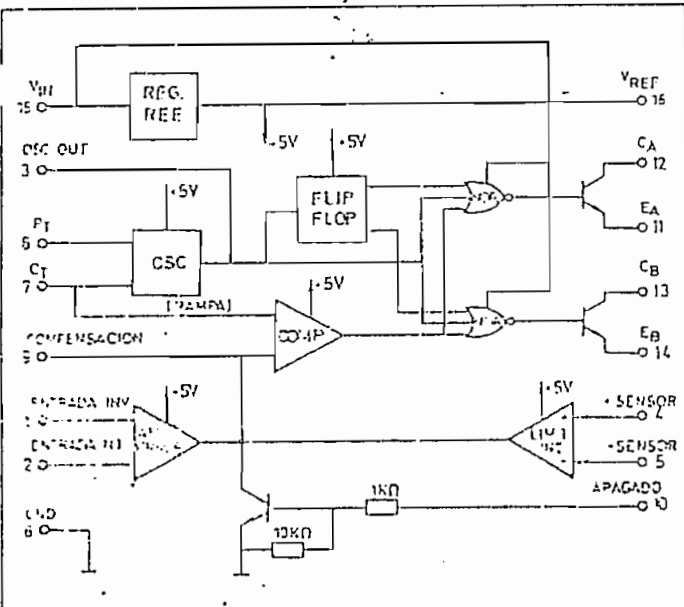


Figura 15. Circuito integrado específico SG 1524-2524-3524 para controles con regulación de anchura de impulso. Cortesía de SGS-Thomson.

realizar funciones de complejidad media muy repetidas en los convertidores estáticos, tales como la modulación de anchura de impulso, muy empleada en control de inversores y de fuentes conmutadas. Contienen un oscilador, generador de rampa, amplificador de error, un flip-flop, lógica de salida y en ciertos casos circuitería para limitación de intensidad (figura 15).

Los fabricantes japoneses de semiconductores anunciaron hace unos cinco años la fabricación en una sola cápsula de inversores y otros circuitos de potencia completos con su circuitería de control. Esta previsión no se ha cumplido totalmente, pero sí se han comercializado puentes inversores mono y trifásicos que incluyen en algunos casos circuitería de excitación y algunas funciones básicas de protección.

Semiconductores de potencia inteligentes

No conviene finalizar sin hacer referencia a la línea de componentes semiconductores de potencia inteligentes («smart power»). Son los que contienen circuitería de control y protecciones simples. Deben ser mencionados aquí porque, en definitiva, también facilitan las funciones de excitación y control. Hacia 1987 se han desarrollado técnicas sencillas para dotar a estos componentes de sensores de corriente que permiten autoprotegerlos contra sobrecarga y cortocircuitos. Esta modalidad se ha concretado tanto en transistores bipolares como en MOSFET y algunos de ellos incluyen

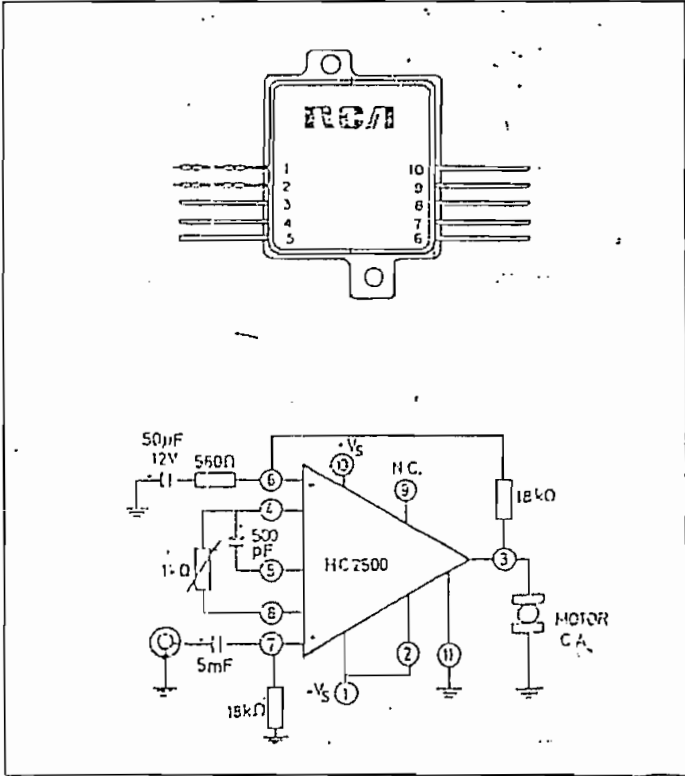


Figura 16. Aspecto físico y una de sus múltiples aplicaciones (control de motor de CA en este caso) del amplificador operacional de potencia HC 2500 que puede manejar hasta 75 V y 7 A. Cortesía de Harris Semiconductor.

la electrónica de potencia. Ello significa que se ha abierto una vía para conseguir transistores de potencia autoprotegidos que con el tiempo puede fructificar en componentes verdaderamente robustos y prácticos que habrían resuelto, mediante la adición de inteligencia, la fragilidad inherente de los transistores de potencia simples.

Semiconductores de potencia híbridos

En una línea paralela a los semiconductores de potencia inteligentes se encuentran los desarrollos de amplificadores operacionales de potencia conseguidos en los últimos seis años. Consisten en operacionales construidos sobre silicio con técnicas clásicas de difusión combinados con una etapa de potencia construida con técnica de película gruesa. El componente completo se aloja en una cápsula metálica que facilita la disipación de calor (figura 16).

Estos componentes, que manejan hasta unos 10 A y 100 V, intentan aprovechar la enorme versatilidad de los amplificadores operacionales para el tratamiento de la potencia. Sus inconvenientes principales son unas tensiones residuales todavía elevadas que les impide trabajar con buen rendimiento al «corte y saturación» y una tensión máxima de trabajo algo reducida como para conseguir una difusión amplia de aplicación. Sin embargo, ello no les ha impedido alcanzar popularidad en las versiones precursoras monolíticas epitaxiales en aplicaciones de poca potencia y tensión con encapsulados plásticos (Versawatt). Se emplean masivamente en amplificadores de audio y en pequeños convertidores de potencia auxiliares.

Nuevos módulos potencia + control

La tendencia a integrar en una sola cápsula el máximo de potencia y control se ve reforzada reciente-

mente por la aparición de familias de dispositivos en construir con una estrategia comercial «custom» o «semicustom» tales módulos. Un buen ejemplo lo constituye el módulo de la figura 17. Es un interruptor de potencia realizado mediante tres transistores Darlingtón en paralelo y un diodo de libre circulación. El circuito de control contiene, además del excitador, protecciones contra cortocircuito, sobrecarga, calentamiento y vías de comunicación con el exterior (fibra óptica y señal de defecto). Las pastillas semiconductoras de potencia están soldadas a una placa de cobre inferior disipadora. El control está construido en dos niveles. En el inferior se encuentra la parte que disipa (excitadores de los Darlingtón) y en la superior un circuito impreso con montaje superficial de componentes discretos, integrados de bajo y alto nivel así como el acoplador de fibra óptica. El conjunto está sellado por una cápsula plástica.



Referencias

- [1] S. Martínez, «Técnicas de Excitación de los Transistores MOSFET de Potencia», Mundo Electrónico n.º 117, abril, 1982, pp. 125-135.
- [2] «Microelectrónica: Teoría y Aplicaciones», Marcombo, Serie Mundo Electrónico, 1984, capítulo 26.
- [3] Powerex «Power Semiconductor Data Book», 1989.
- [4] Siliconix «MOSFET Catalog», 1990.
- [5] International Rectifier «HEXFET Designers Manual», 1987.
- [6] K. Berringer (Motorola) «Interface Power MOSFET to Logic Devices», IEDN, octubre, 1989.

Salvador Martínez García. Doctor Ingeniero Industrial por la ETSII de Madrid, 1966. En 1971 se incorporó a Isotel Spröcher para diseño de inversores y dirige el departamento de electrónica de Isotelux.

En 1973 pasó a CPE Electrónica para diseñar sistemas de climatización inintermitida y entre el 1977-79 trabajó en CASA-División Electrónica donde dirigió la sección de diseño electrónico. Es «Premio Mundo Electrónico-1982» al Mejor Artículo sobre Electrónica Profesional. Es catedrático del área de Tecnología Electrónica en la Universidad Nacional de Educación a Distancia. Es asesor de la revista Mundo Electrónico desde 1980.

Ha desarrollado más de veinte patentes sola y en colaboración sobre equipos dulcéticos de electrónica y equipos de electrónica de potencia.

Juan Andrés Gualda Gil. Doctor Ingeniero Industrial por la ETSII de la U.P. de Madrid. Ex jefe de Diseño Electrónico de la División Electrónica de CASA. Profesor tutor de la UNED. Jefe de Sección del Área de Política Territorial de la Diputación de Albacete y es coautor, con Salvador Martínez García, del libro «Electrónica Industrial. Técnicas de Potencia» de Marcombo.

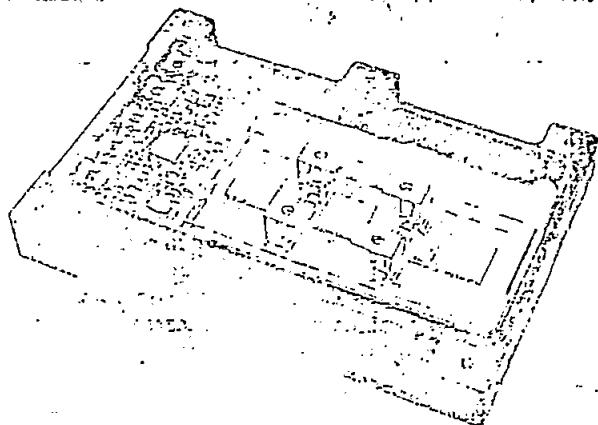



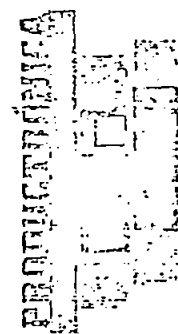
Figura 17. Módulo de potencia con circuito de control complejo integrado (concepto «chip-pack»). Contiene un interruptor Darlingtón de 200 A, 400 V, diversas funciones de protección y acoplamiento por fibra óptica. Cortesía de Power Compact, Francia.

EL MEJOR VEHÍCULO DE PROMOCIÓN PARA SUS PRODUCTOS... LA MEJOR FUENTE DE INFORMACIÓN PARA EL ELECTRONICO.



ROIXAREU EDITORES S.A.

¡¡SUSCRÍBASE!!



CARACTERISTICAS TECNICAS
Y GUIA DE USO

TARJETA MCPD51DA

PARA DESARROLLO DE PROYECTOS CON
MICROCONTROLADORES INTEL MCS-51

Preparado por:

Ing. Bolívar Ledema G.

Quito, Septiembre de 1992

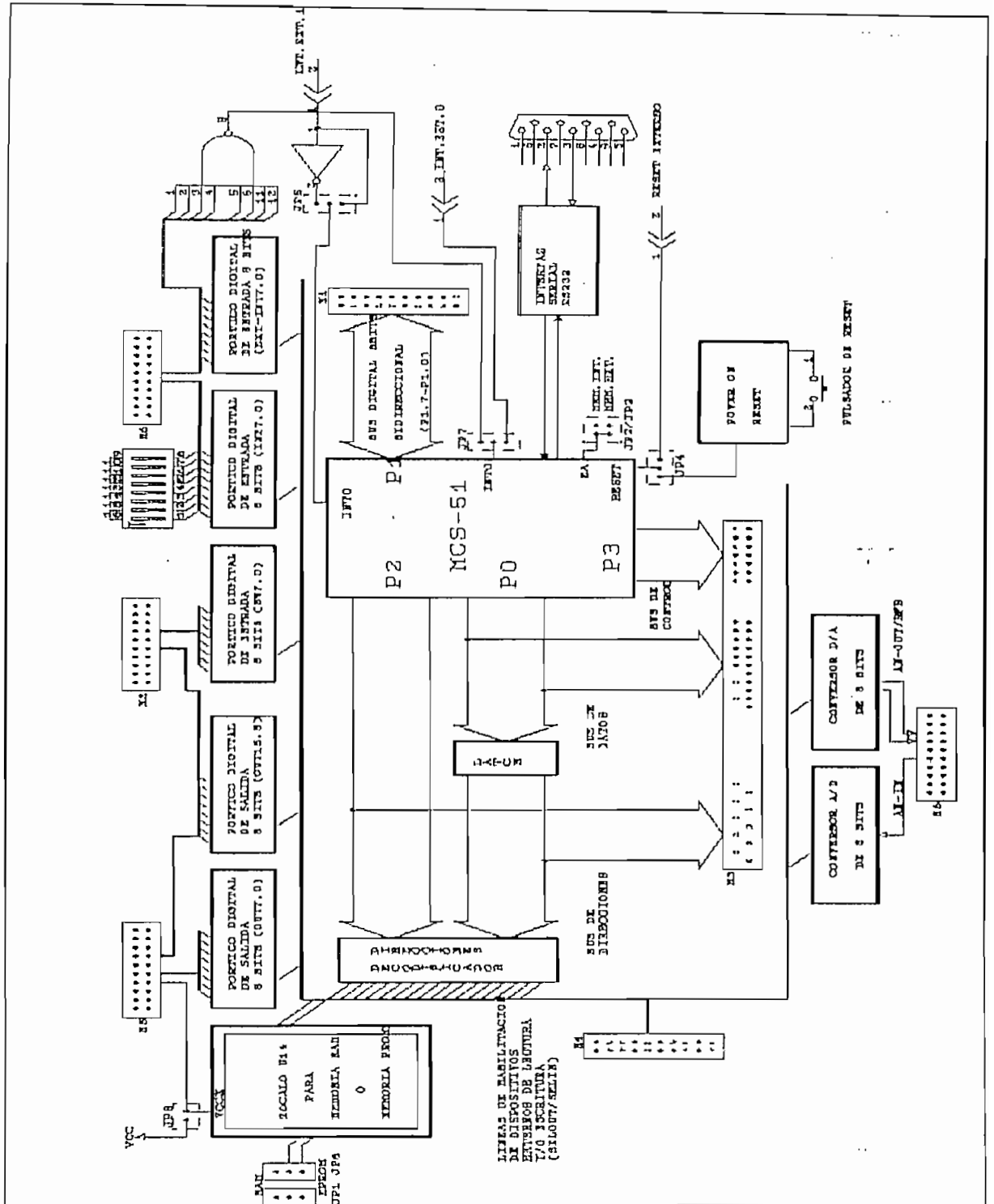


Fig. 1 DIAGRAMA DE BLOQUES TARJETA MCPD51DA

La figura 1 muestra el diagrama de bloques simplificado de la tarjeta MCPD51DA, la misma que ha sido diseñada para permitir el desarrollo de proyectos y aplicaciones de caracter general, en base a los microcontroladores INTEL de la familia MCS-51.

La tarjeta pone a disposición del usuario los siguientes recursos:

- 1 pòrtico digital bidireccional de 8 bits (P1.7 a P1.0).
- 2 pòrticos digitales de salida de 8 bits (OUT0 a OUT15).
- 1 pòrtico digitales de entrada de 8 bits (SW0 a SW7).
- 1 pòrtico digital de entrada de 8 bits con opción de colocar un dipswitch-8 en la tarjeta (INP0 a INP7).
- 1 pòrtico digital de entrada de 8 bits con opción de generar interrupción externa (EXT-INT0 a EXT-INT7).
- 1 entrada analògica (0 a 5 V) y conversor A/D de 8 bits.
- 1 salida analògica (0 a 5 V) proveniente de un conversor D/A de 8 bits.
- 1 pòrtico de comunicaciòn serial RS232 (conector DB9).
- 1 Bus de datos del microcontrolador (D7 a D0).
- 1 Bus de direcciones del microcontrolador (A15 a A0).
- 1 Bus de se±ales de control del microcontrolador (RD, WR, T0, T1, ALE, PSEN, RESET, INT0, INT1).
- 1 Bus de se±ales de control para habilitaciòn de dispositivos externos:
3 de entrada: SELIN5,6,7 y 4 de salida: SELOUT3,5,6,7.
- Memoria RAM de 2 Kbytes.
- Circuito de reset interno con pulsador.

CONFIGURACIONES:

La tarjeta MCPD51DA incluye toda la circuiteria b±sica asociada a un microcontrolador MCS-51, permitiendo al usuario configurar la tarjeta para sus aplicaciones especìficas. Para el efecto la tarjeta tiene 8 "jumpers" de configuraciòn (JP1 a JP8) que permiten seleccionar las alternativas de la tabla No. 1.

La nomenclatura utilizada para los jumpers de dos puntos hace referencia a la colocaciòn fìsica del "jumper" cuando se tiene "ON" y su ausencia fìsica cuando se tiene "OFF". Los jumpers de 3 puntos funcionan como switches de dos posiciones, donde el punto central es el comùn. Por ejemplo, JP6 es un jumper de 3 puntos donde los extremos se denominan "RAM" y "EPROM" respectivamente. Cuando la tabla No. 1 dice que JP6 = "RAM" esto significa que se debe colocar un jumper entre el punto central de JP6 y el extremo "RAM".

JUMPERS	POSICION	FUNCION
JP1 y JP6	RAM	El microcontrolador trata a U14 como RAM (memoria de datos).
JP1 y JP6	EPROM	El microcontrolador trata a U14 como ROM (memoria de programa).
JP2 y JP3	JP2 = "ON" JP3 = "OFF"	El microcontrolador ejecuta el programa que reside en memoria externa.
JP2 y JP3	JP2 = "OFF" JP3 = "ON"	El microcontrolador ejecuta el programa que reside en su memoria ROM interna.
JP4	INT-RESET	El RESET del microcontrolador queda conectado al circuito "power on reset" y al pulsador internos.
JP4	EXT-RESET	El RESET del microcontrolador queda conectado a una entrada exterior del conector H3 (H3.3 EXRST).
JP5	0L-EX1	Interrupción externa 1 del microcontrolador activa con 0L, accesible desde conector H3.38 y H1.13.
JP5	1L-EX1	Interrupción externa 1 del microcontrolador activa con 1L, accesible desde conector H3.38 y H1.13.
JP7	0..7-EX0	Interrupción externa 0 del microcontrolador activa con 0L y accesible desde cualquier línea del pórtico EXT-INT0..7, conector H6.
JP7	EXT-EX0	Interrupción externa 0 del microcontrolador activa con 0L y accesible desde conector H3.39.
JP8	"ON"	U14 se polariza con la fuente VCC de la tarjeta.
JP8	"OFF"	U14 recibe polarización externa VCCX desde el conector H5.20.

Tabla No. 1

Alrededor de la arquitectura de la tarjeta MCPD51DA se puede desarrollar proyectos de aplicación específica, utilizando componentes de la familia MCS-51 con memoria interna de programa, como el 8051 ó el 8751, en cuyo caso el zócalo U14 queda disponible para un chip de RAM de 2 Kbytes. Si se utiliza el microcontrolador 8031 que carece de memoria interna

de programa, el zócalo U14 necesariamente deberá alojar una memoria de programa como la 2716 o 2732. La tabla No. 2 muestra la manera de configurar la tarjeta en función del tipo de microcontrolador y de la disposición de la memoria de programa.

INTEL MCS-	JUMPERS	U14	DESCRIPCION
8051 ó 8751	JP3 = "ON" JP2 = "OFF" JP1 = "RAM" JP6 = "RAM"	RAM 2 Kb (6116)	El micro ejecuta el programa residente en su ROM interna. U14 puede alojar una memoria RAM o no ser utilizado.
8051 ó 8751	JP3 = "OFF" JP2 = "ON" JP1 = "EPROM" JP6 = "EPROM"	EPROM 4 Kb (2732)	El micro ejecuta el programa residente en la EPROM externa colocada en U14.
8051 ó 8751	JP3 = "OFF" JP2 = "ON" JP1 = "EPROM" JP6 conectado a "INT" de JP3.	RAM 2Kb (6116)	El micro ejecuta el programa residente en la RAM externa colocada en U14.
8031	JP3 = "OFF" JP2 = "ON" JP1 = "EPROM" JP6 = "EPROM"	EPROM 4 Kb (2732)	El micro ejecuta el programa residente en la EPROM externa colocada en U14.

Tabla No. 2

Por otro lado, la tarjeta puede utilizarse como un sistema de desarrollo y depuración de programas de aplicación que se pueden descargar a través del puerto serial, desde un computador personal hacia la memoria RAM de la tarjeta. Luego, se reconfigura la tarjeta para que ejecute el programa residente en RAM. De esta manera se agiliza la realización de pruebas de operación sin necesidad de borrar y reprogramar EPROMS.

MAPA DE MEMORIA:

Los microcontroladores Intel de la familia MCS-51 tienen posibilidad de direccionar 64 K localidades externas a través del bus de direcciones de 16 bits. En la tarjeta MCPD51DA se ha incluido toda la circuitería que se requiere para direccionar independientemente a 8 dispositivos de entrada y 8

dispositivos de salida, dividiendo los 64K en páginas de 8K. Las líneas decodificadas para habilitación de dispositivos de entrada (lectura) se denominan SELIN0 a SELIN7. Las líneas para habilitación de dispositivos de salida (escritura), se denominan SELOUT0 a SELOUT7. Para la decodificación del bus de direcciones y la correspondiente división en páginas de 8K, se han utilizado los tres bits más significativos A15, A14 y A13 los cuales, en combinación con las señales READ y WRITE del micro, determinan la activación de la correspondiente señal de habilitación.

Por ejemplo, si A15, A14 y A13 tienen el valor 0L, cuando el micro ejecuta una instrucción de escritura en memoria externa (MOVX @DPTR, A), la línea que se habilitará será SELOUT0. Si el micro ejecuta una instrucción de lectura de memoria externa (MOVX A,@DPTR), la línea que se habilitará será SELIN0.

De las 8 líneas de habilitación de entrada y 8 de salida existentes, varias están utilizadas para los puentes de entrada, salida, conversor A/D y otros recursos disponibles en la tarjeta. Las restantes están accesibles para el usuario a través del conector H4.

La tabla No. 3 muestra la distribución de memoria y las líneas disponibles para el usuario.

DIRECCIONES	HABILITACION	DISPOSITIVO DE ENTRADA (LECTURA)	DISPOSITIVO DE SALIDA (ESCRITURA)
0000H-1FFFFH	SELIN0/SELOUT0	Pórt.SW0-SW7	Pórt.OUT0-OUT7
2000H-3FFFFH	SELIN1/SELOUT1	Pórt.EXT-INT0 a EXT-INT7	Pórt.OUT8-OUT15
4000H-5FFFFH	SELIN2/SELOUT2	Pórt.INP0-INP7	Conv. D/A.
6000H-7FFFFH	SELIN3/SELOUT3	Conv. A/D.	DISPONIBLE
8000H-8FFFFH	SELIN4/SELOUT4	MEMORIA RAM	MEMORIA RAM
A000H-BFFFFH	SELIN5/SELOUT5	DISPONIBLE	DISPONIBLE
C000H-DFFFFH	SELIN6/SELOUT6	DISPONIBLE	DISPONIBLE
E000H-FFFFH	SELIN7/SELOUT7	DISPONIBLE	DISPONIBLE

Tabla No. 3

DISTRIBUCION DE COMPONENTES DE LA TARJETA:

En la figura 2 se puede apreciar la distribución de los componentes en la tarjeta.

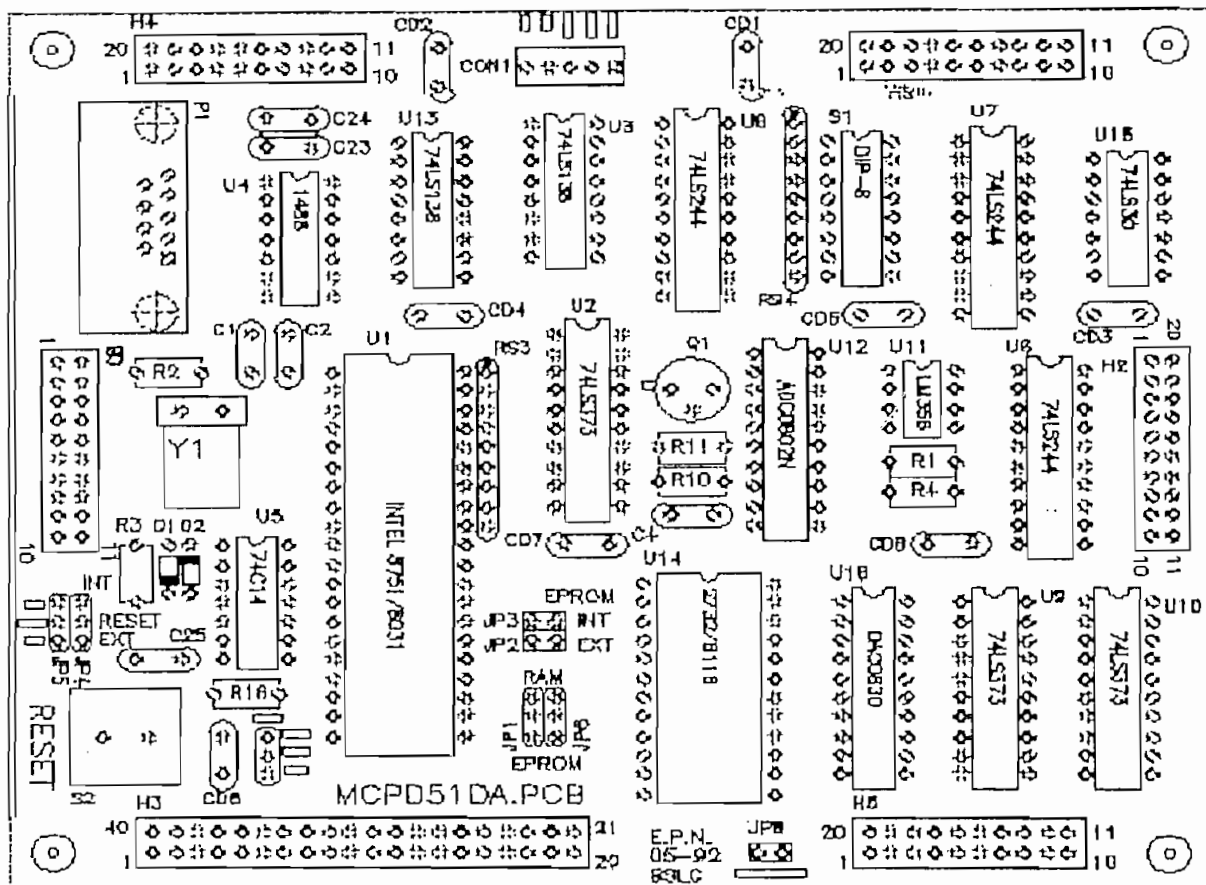


Fig. 2 TARJETA MCPD51DA.PCB

DISTRIBUCION DE SEÑALES EN LOS CONECTORES:

La tarjeta tiene seis conectores (H1 a H6) a través de los cuales entrega y recibe señales y datos. Prácticamente en todos los conectores se tiene acceso a las fuentes principales de polarización del circuito lógico a través de los pines VCC y VSS.

Existe un conector especial denominado "CON1" que sirve para conectar la tarjeta con la fuente de polarización principal, donde se tiene que:

VCC	=	+ 5	V.
VSS	=	0	V.
V+	=	+ 12	V.
V-	=	- 12	V.

CONECTOR H1:

P17..P10: Pórtico P1 del microcontrolador (8 bits bidireccional).
EXINT0: Acceso a la interrupción externa 0 del micro.
EXINT1: Acceso a la interrupción externa 1 del micro.
T0: Entrada al timer/counter 0 del micro.
T1: Entrada al timer/counter 1 del micro.

CONECTOR H2:

SW7..SW0: Pórtico digital de entrada de 8 bits.
OUT15..OUT8: Pórtico digital de salida de 8 bits.

CONECTOR H3:

El conector H3 permite el acceso directo hacia el microcontrolador: el bus de datos, el bus de direcciones y todas las señales de control: ALE, READ, WRITE, PSEN.

D7..D0: Bus de datos del micro.
A15..A0: Bus de direcciones del micro.
T0: Entrada al timer/counter 0 del micro.
T1: Entrada al timer/counter 1 del micro.
EXRST: Entrada para ingreso de señal de reset externo.
EXINT0: Acceso a la interrupción externa 0 del micro.
EXINT1: Acceso a la interrupción externa 1 del micro.

CONECTOR H4:

SELIN5,6,7: Señales de habilitación para dispositivos externos de entrada (lectura).

SELOUT3,5,6,7: Señales de habilitación para dispositivos externos de salida (escritura).

RXD: Línea de recepción para comunicación serial del microcontrolador (niveles TTL).

TXD: Línea de transmisión para comunicación serial del microcontrolador (niveles TTL).

RXIN: Línea de recepción serial RS232 (conector DB9) de la tarjeta (niveles de voltaje $\pm 12V$).

TXOUT: Línea de transmisión serial RS232 (conector DB9) de la tarjeta (niveles de voltaje $\pm 12V$).

T0PWM: Señal de salida correspondiente al complemento lógico del pin T0 del microcontrolador y en niveles lógicos $\pm 12V$.

T1PWM: Señal de salida correspondiente al complemento lógico del pin T1 del microcontrolador y en niveles lógicos $\pm 12V$.

CONECTOR H5:

OUT7..OUT0: Pórtico digital de salida de 8 bits.

OUT15..OUT8: Pórtico digital de salida de 8 bits.

VCCX: Entrada externa para polarización de U14.

CONECTOR H6:

EXT-INT7..EXT-INT0: Pórtico digital de entrada de 8 bits con opción a generar interrupción externa 0 en el microcontrolador.

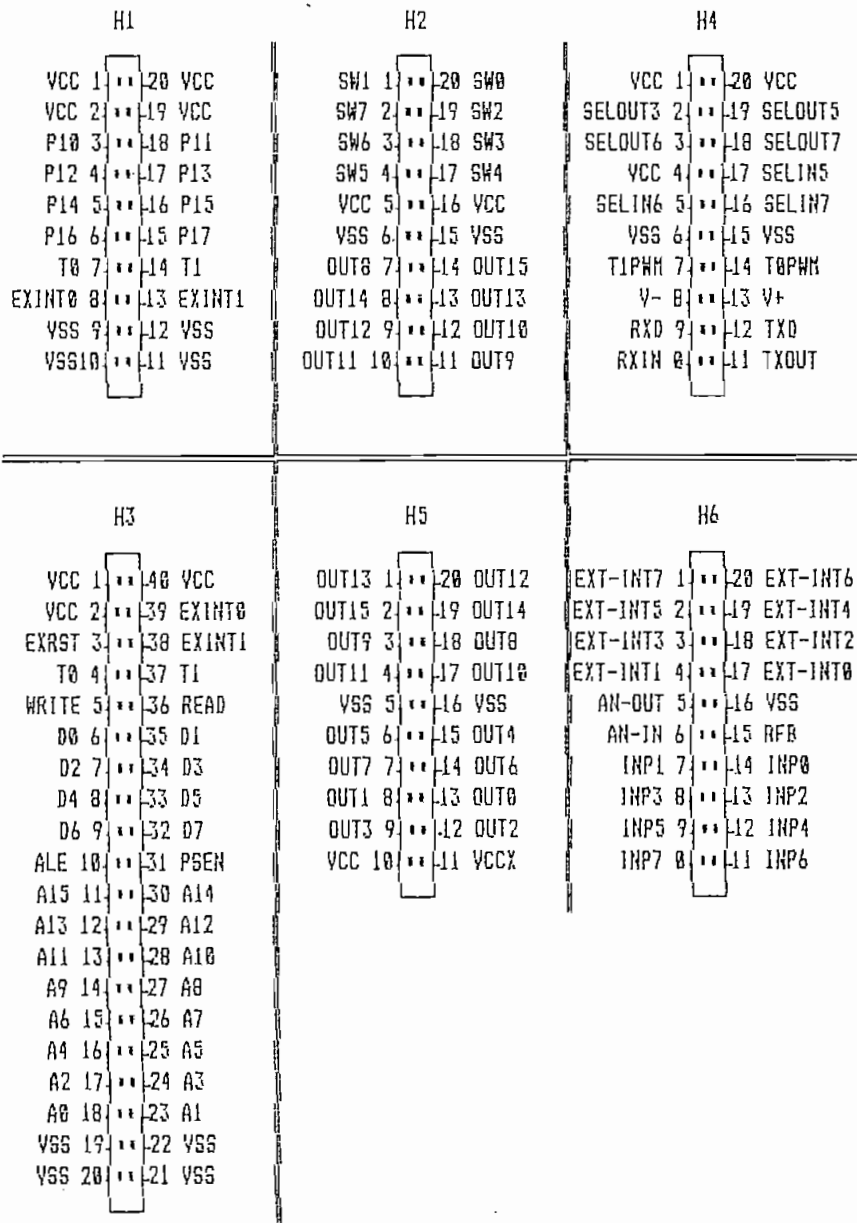
INP7..INP0: Pórtico digital de entrada de 8 bits con opción de colocar un dip-switch 8 en la tarjeta.

AN-OUT: Salida analógica (0 a +5V) proveniente del convertor D/A (DAC0830).

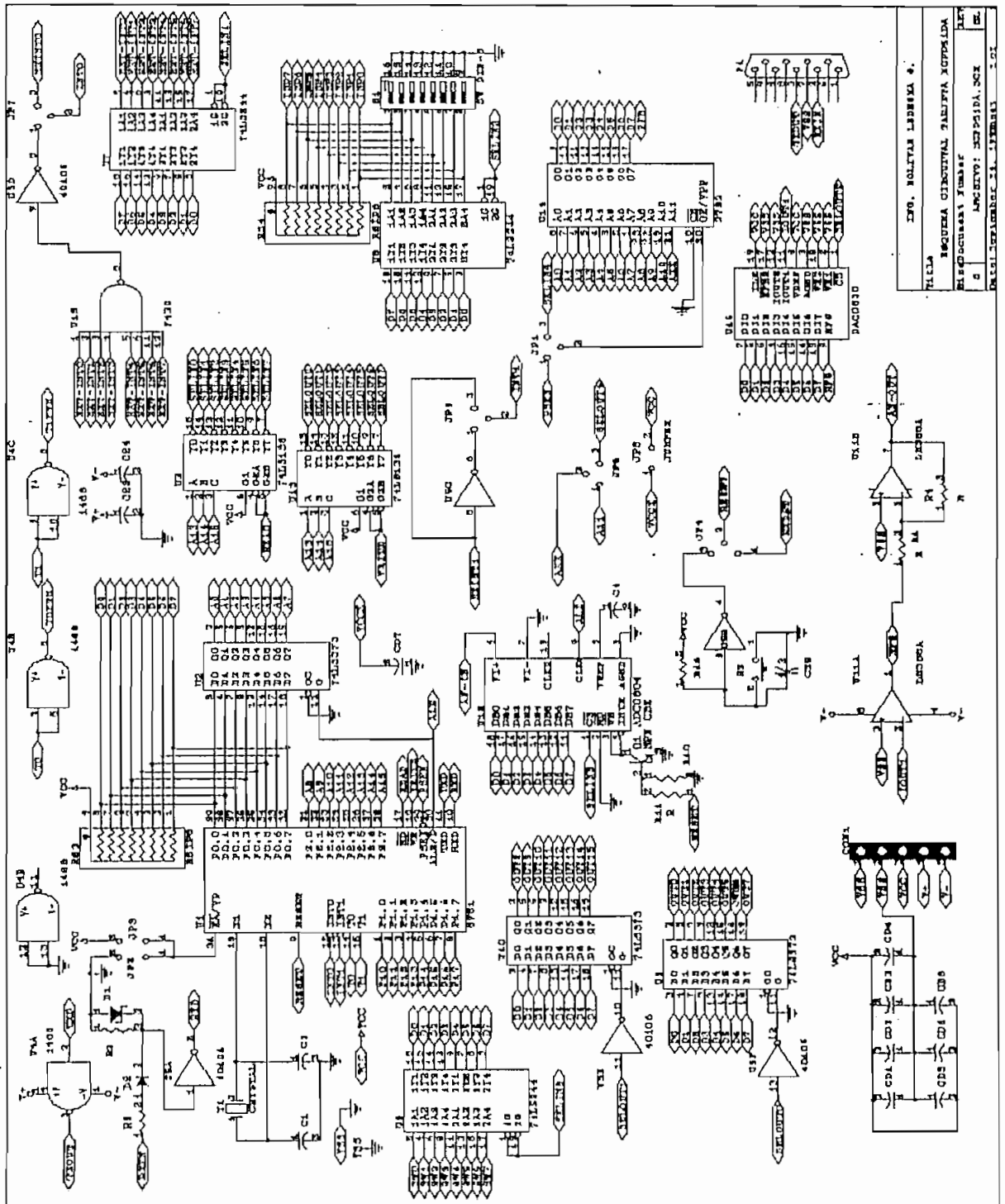
RFB: Salida analógica (0 a -5V) correspondiente a la señal invertida que viene del convertor D/A.

AN-IN: Entrada analógica (0 a +5V) hacia el convertor A/D (ADC0804).

ESQUEMA DE CONECTORES:



ESQUEMA CIRCUITAL TARJETA MCPD51DA:



TITULO: ESQUEMA CIRCUITAL TARJETA MCPD51DA
 ELABORADO POR: ING. BOLIVAR LEDESMA G.
 APROBADO POR: ING. BOLIVAR LEDESMA G.
 FECHA: 10/05/2011