

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA
DIVISION DE ESTUDIOS SUPERIORES



ANALISIS Y SIMULACION DE COMPENSADORES
ESTATICOS DE VARS

TESIS
QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERIA ELECTRICA
ESPECIALIDAD POTENCIA
PRESENTA
MARIO ALBERTO MORENO PEREZ

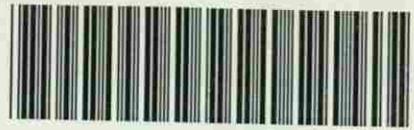
MONTERREY, N. L.

DICIEMBRE DE 1990

UNIVERSITY OF CALIFORNIA
LIBRARY
SERIALS ACQUISITION
300 UNIVERSITY AVENUE
LOS ANGELES, CA 90095-1606
TEL: (213) 875-8400
FAX: (213) 875-8414
WWW: WWW.LIBRARY.UCLA.EDU

ESTADÍSTICAS Y SIMULACION DE
COMPLEJOS ADORRES
ESTADÍSTICOS DE VARS

TM
Z5853
.M2
FIME
1990
M6



1020070605



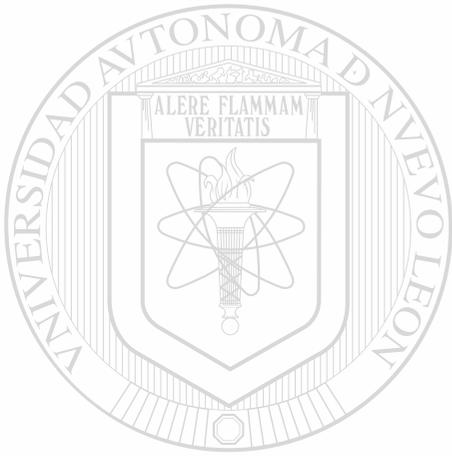
UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

T
Z5850
-H2
FINE
990
H6.

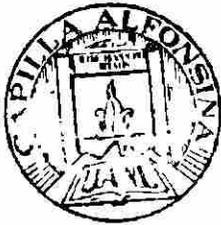


UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



FONDO TESIS

03 57

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. Florencio Aboytes por la valiosa y acertada dirección de esta tesis.

Al M. en C. Alberto Roffe por su apoyo durante el desarrollo de la primera etapa de este trabajo.

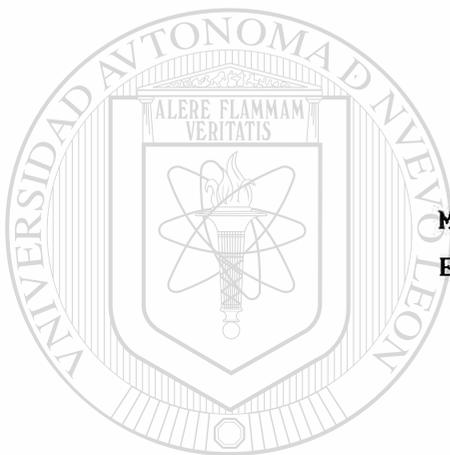
A todos mis maestros y compañeros del Programa Doctoral en Ingeniería Eléctrica, por su amistad y por sus consejos en la elaboración de este trabajo. En especial a J. M. García, J. J. Guerrero, L. D. Aréchiga y E. Vázquez.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo económico para la realización de estos estudios.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

A MIS PADRES:



Mario Moreno Niño
Eulalia Pérez Cruz

UANL

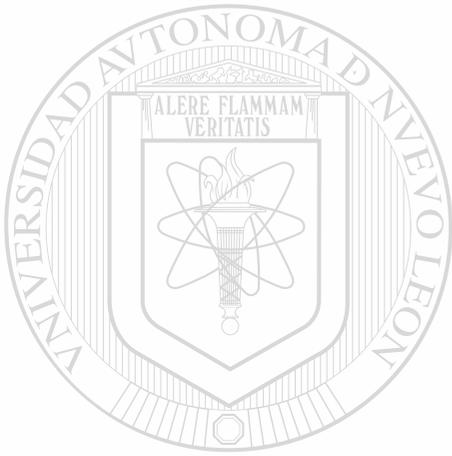
Con profunda admiración, cariño y respeto.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

A MIS HERMANOS:



Crescencio

Rafael

Alejandro

Marcos

Con cariño y gratitud.

UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



INDICE

RESUMEN	vii	
1	INTRODUCCION	1
1.1	APORTACIONES DE ESTE TRABAJO	5
2	PRINCIPIOS DE OPERACION DE TIRISTORES	6
2.1	INTRODUCCION	6
2.2	TEORIA DE OPERACION	7
2.3	CARACTERISTICA ESTATICA	11
3	COMPENSADORES ESTATICOS MONOFASICOS	14
3.1	INTRODUCCION	14
3.2	REACTOR CONTROLADO POR TIRISTORES	15
3.2.1	Análisis del RCT y del disparo de los tiristores	18
3.2.2	Armónicas generadas por un RCT monofásico	19
3.2.3	Control del RCT monofásico	23
3.3	EL CAPACITOR CONMUTADO A TRAVES DE TIRISTORES	24
3.3.1	Conmutación ideal (sin transitorio)	26
3.3.2	Análisis del CCT y del disparo de los tiristores	28
3.3.3	Conmutación con transitorios (caso general)	30
3.3.4	Conmutación de un capacitor descargado	36
4	COMPENSADORES ESTATICOS DE VARS TRIFASICOS	40
4.1	INTRODUCCION	40
4.2	EL RCT DE SEIS PULSOS	40
4.2.1	Armónicas en un RCT de seis pulsos	45
4.2.2	Diagrama de flujo del simulador del RCT de seis pulsos	50
4.3	EL CCT DE SEIS PULSOS	52
4.4	RCT-ESQUEMA DE DOCE PULSOS	55
4.4.1	Análisis fasorial	56

4.4.2	Simulación de un compensador estático de doce pulsos	61
4.4.3	Diagrama de flujo del simulador del RCT de doce pulsos	68
4.5	COMPENSADOR ESTÁTICO COMBINADO CCT/RCT	70
4.5.1	Diagrama de flujo del simulador del CEV tipo CCT/RCT	74
4.5.2	Esquemas prácticos del compensador CCT/RCT	76
5	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	78
5.1	CONCLUSIONES	78
5.1.1	Principios de operación de CEV's	78
5.1.2	Armónicas	78
5.1.3	Configuraciones	79
5.1.4	Importancia de la simulación	80
5.1.5	Paquete computacional	80
5.2	RECOMENDACIONES PARA INVESTIGACIONES FUTURAS	81
	REFERENCIAS	83
APENDICE A	ARMONICAS EN UN RCT MONOFASICO	85
APENDICE B	SOLUCION DE LA ECUACION DE VOLTAJE EN TERMINOS DE LA TRANSFORMADA DE LAPLACE, ECUACION (3.30) DEL CAPITULO 3	89
APENDICE C	TRANSFORMADA DE FOURIER	94
APENDICE D	CONFIGURACIONES DE COMPENSADORES ESTATICOS DE VARS CONECTADOS EN EL SISTEMA ELECTRICO NACIONAL	99

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

INDICE DE FIGURAS

FIGURA

2.1 Estructura básica y símbolo de un tiristor.	6
2.2 Operación del tiristor.	8
2.3 Característica estática.	12
3.1 Circuito elemental de un reactor controlado por tiristores.	15
3.2 Formas de onda de la corriente en un RCT monofásico.	16
3.3 (a) Esquema elemental del RCT y (b) Forma de onda de la corriente para $\alpha=90^\circ$.	18
3.4 Componente de corriente fundamental y armónicas en un RCT en función del ángulo de disparo α .	22
3.5 Comportamiento de la ecuación (3.21).	24
3.6 Circuito para el análisis de la conmutación libre de transitorios.	25
3.7 Formas de onda en una conmutación libre de transitorios (ideal), (a) Desconexión (b) Conexión.	25
3.8 Circuito para el análisis del CCT y del disparo de tiristores.	28
3.9 Análisis del CCT y del disparo de tiristores.	29
3.10 Circuito para el análisis de la conmutación de un capacitor bajo condiciones reales.	31
3.11 Factor de magnificación $n^2/(n^2-1)$.	32
3.12 Amplitud de la componente de corriente oscilatoria. Tiristores disparados cuando $v=V_{co}$.	35
3.13 Amplitud de la componente de corriente oscilatoria. Tiristores disparados cuando $dv/dt=0$.	36
3.14 Circuito utilizado para ejemplificar la conmutación de un capacitor descargado.	37
3.15 Conmutación con transitorios de un capacitor descargado. Disparo cuando $v=V=0$. (a) Corriente total. (b) Componente oscilatoria.	37

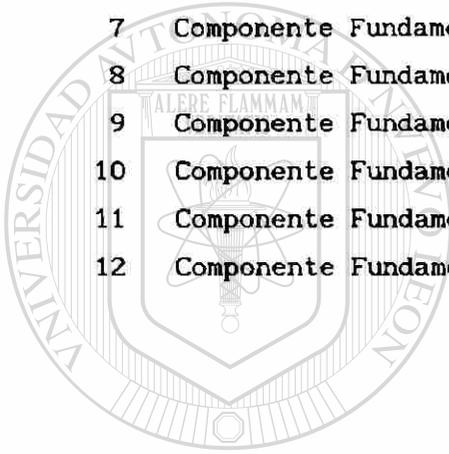
3.16	Commutación con transitorios de un capacitor descargado. Disparo cuando $dv/dt = 0$. (a) Corriente total. (b) Componente oscilatoria.	38
4.1	Compensador estático tipo RCT de seis pulsos.	41
4.2	Voltajes y corrientes de fase del RCT de la fig. 4.1 para un ángulo de disparo $\alpha=135^\circ$.	43
4.3	(a) Corrientes de línea a la salida del RCT de la figura 4.1 y (b) Corrientes de línea que inyecta a la red para un ángulo de disparo $\alpha=135^\circ$.	44
4.4	Formas de onda de la corriente de línea i_A que el compensador de la figura 4.1 inyecta a la red para diferentes ángulos de disparo.	46
4.5	Espectros de frecuencia de la corriente i_{ab} e i_A del RCT de la figura 4.1 para un ángulo de disparo $\alpha=135^\circ$.	47
4.6	Espectro de frecuencia de la corriente i_A mostrada en la figura 4.3.b.	48
4.7	Diagrama de flujo del simulador del RCT de seis pulsos.	51
4.8	Compensador estático tipo CCT de seis pulsos.	52
4.9	Corrientes de fase y de línea en el arreglo de la figura 4.8.	54
4.10	Compensador estático tipo RCT con arreglo de doce pulsos.	56
4.11	Diagramas fasoriales para los voltajes de fase y de línea de los devanados (a) Secundario y (b) Terciario del transformador de la figura 4.10.	57
4.12	Diagramas fasoriales para las corrientes de fase y de línea de cada RCT de la figura 4.10.	57
4.13	Diagramas fasoriales para la 5a. y 7a. armónicas en cada RCT de la figura 4.10.	58
4.14	Diagramas fasoriales para la 5a. y 7a. armónicas en los devanados secundario y terciario del transformador de la figura 4.10.	59
4.15	Eliminación de las corrientes armónicas de orden 5 que se generan en las unidades RCT del arreglo de la fig. 4.10.	60
4.16	Eliminación de las corrientes armónicas de orden 7 que se generan en las unidades RCT del arreglo de la fig. 4.10.	60
4.17	Corrientes i_A e i_{ab} en cada RCT del compensador de la fig. 4.10 para un ángulo de disparo $\alpha=100^\circ$.	62

4.18	Corriente i_a en el devanado secundario e i_{ab}^* en el devanado terciario del transformador de la fig. 4.10 para $\alpha=100^\circ$.	63
4.19	Corriente que el compensador de la figura 4.10 inyecta a la red para un ángulo de disparo $\alpha=100^\circ$.	63
4.20	Formas de onda de la corriente i_A que el compensador de la fig. 4.10 inyecta a la red para diferentes ángulos de disparo.	64
4.21	Espectros de frecuencia de las corrientes i_a e i_{ab} del RCT1 para un ángulo de disparo $\alpha=100^\circ$.	65
4.22	Espectros de frecuencia de las corrientes mostradas en la figura 4.18.	66
4.23	Espectro de frecuencia de la corriente i_A mostrada en la figura 4.19.	66
4.24	Diagrama de flujo del simulador del RCT de doce pulsos.	69
4.25	Compensador estático tipo combinado CCT/RCT.	71
4.26	(a) Corrientes de línea que el CEV de la fig. 4.25 inyecta a la red para un ángulo $\alpha = 130^\circ$, (b) Espectro de frecuencia de la corriente i_A mostrada en la fig. 4.26.a.	72
4.27	Formas de onda de la corriente i_A que el CEV de la fig. 4.25 inyecta a la red para diferentes ángulos de disparo.	73
4.28	Diagrama de flujo del simulador del CEV tipo CCT/RCT.	75
4.29	Compensador combinado CCT/RCT con arreglo de doce pulsos.	77
<hr/>		
A.1	Forma de onda de la corriente en un RCT monofásico.	85
D.1	Diagrama unifilar del CEV de Cd. Juárez.	99
D.2	Diagrama unifilar del CEV de Temascal.	99
D.3	Diagrama unifilar del CEV de Acatlán.	99
D.4	Diagrama unifilar del CEV de Puebla.	99
D.5	Diagrama unifilar del CEV de Santa Ana.	99
D.6	Diagrama unifilar del CEV de Cananea.	99

INDICE DE TABLAS

TABLA

1	Amplitudes máximas* de Corrientes Armónicas en un RCT.	22
2	Rangos de conducción de los tiristores del RCT de la fig. 4.1.	44
3	Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.5.a.	49
4	Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.5.b.	49
5	Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.6.	49
6	Rangos de conducción de los tiristores del CCT de la fig. 4.8.	55
7	Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.21.a.	67
8	Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.21.b.	67
9	Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.22.a.	67
10	Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.22.b.	67
11	Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.23.	68
12	Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.26.b.	72



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

RESUMEN

En este trabajo se presenta un análisis conceptual de la operación de los compensadores estáticos de vars (CEV's). Se analiza el principio de operación y el comportamiento del compensador tipo reactor controlado por tiristores (RCT) monofásico y trifásico de seis pulsos, se evalúa el problema de generación de armónicas en este tipo de compensador y se demuestra la inyección de armónicas de orden impar. También se describe el comportamiento del compensador tipo capacitor conmutado a través de tiristores (CCT) monofásico. Se expone el caso ideal con conmutación libre de transitorios y en el caso práctico se incluye el efecto de una conmutación real. Asimismo se describen alternativas para mantener estos transitorios dentro de un nivel aceptable.

Los resultados gráficos que se presentan en esta tesis se obtuvieron mediante simulación digital, desarrollando diversos programas y utilizando rutinas del paquete computacional MATLAB.

Para el RCT de seis pulsos se incluyen gráficas de resultados de simulaciones para diferentes ángulos de disparo en los tiristores. En ellas se muestran las formas de onda de las corrientes que circulan por el compensador, así como las que son inyectadas a la red. Se incluyen también los espectros de frecuencia de las corrientes para mostrar las armónicas contenidas en las mismas. Adicionalmente, se analiza el CCT de seis pulsos presentando resultados de simulaciones.

Para facilitar el análisis de esquemas reales se presentan los principios de operación y el comportamiento de los compensadores estáticos de doce pulsos. Se evalúa el compensador estático tipo RCT y el combinado CCT/RCT. Para el RCT se demuestra la eliminación de armónicas de orden $6(2n-1)\pm 1$ mediante un análisis fasorial. Se incluyen resultados de simulaciones, gráficas de corrientes y espectros de frecuencia, similares a los presentados para el RCT de seis pulsos.

En los apéndices se presentan configuraciones reales de CEV's instalados en el Sistema Eléctrico Nacional. También se demuestra, basado en un análisis de Fourier, la inyección de armónicas de compensadores estáticos tipo RCT. Finalmente se resumen definiciones y conceptos de la transformada de Fourier y su relación con las series de Fourier.

1 INTRODUCCION

Uno de los problemas importantes que se tiene durante la operación de los sistemas eléctricos de potencia es el control del voltaje, el cual varía en diversos puntos de la red ante cambios en las condiciones de operación del sistema. El control de voltaje está directamente relacionado con los cambios de potencia reactiva que se tiene en una red eléctrica. En demanda mínima se tiene poca carga conectada al sistema, teniendo excedentes de reactivos en la red, que se reflejan en elevaciones de voltaje. En demanda máxima se tienen valores altos de carga activa y reactiva, debiendo satisfacer, en muchos casos, la demanda de reactivos desde puntos de generación relativamente alejados de la carga, lo que causa la degradación del perfil de voltaje de la red.

Siendo el nivel de voltaje un indicador de la calidad del servicio surge la necesidad de mantenerlo dentro de niveles adecuados de operación. El problema del control del voltaje es que la variable a controlar puede tener un valor diferente en cada punto del sistema. Por otro lado el control de voltaje solo es efectivo cuando se realiza en forma local^[13].

Las primeras alternativas comunes para llevar a cabo el control del voltaje son:

- Cambios en voltajes de generación.
- Movimientos de taps en transformadores.
- Utilizar condensadores síncronos.
- Conexión en derivación de bancos capacitivos o inductivos.

Mediante la primera alternativa se lleva un control de voltaje haciendo un aprovechamiento adecuado de la curva de capacidad de las unidades de generación. Cambiando el voltaje de generación de una máquina se modifica la inyección de reactivos del punto al cual está conectada y de otros puntos eléctricamente cercanos.

El cambio de taps en transformadores es otra alternativa muy utilizada para el control de voltaje. La efectividad de esta acción depende en gran medida de las condiciones de operación en las que se encuentra el SEP antes de realizar el cambio y más específicamente de las magnitudes y trayectorias de flujo de reactivos.

El condensador síncrono ha sido muy utilizado hasta antes del desarrollo de los CEV's. Un condensador síncrono (CS) es una máquina síncrona diseñada para absorber y generar potencia reactiva. Un componente fundamental del CS es el control de excitación.

Con la última alternativa (conexión de capacitores y reactores) se efectúa un control de voltaje en forma escalonada debido a la conexión discreta de los bancos capacitivos ó inductivos a través de interruptores. Por tanto con estos dispositivos es posible mejorar el perfil del voltaje, sin embargo no se tiene un control rápido y continuo del voltaje.

La efectividad de estas alternativas se puede evaluar mediante un análisis de sensibilidad. Mediante este análisis es posible determinar las áreas de influencia de las variables de control del problema (voltajes de generación, taps de transformadores, etc.)^[13].

Con el desarrollo de la electrónica de potencia y de las técnicas de control aparecieron los compensadores estáticos de vars, los cuales constituyen otra alternativa para llevar a cabo el control de voltaje. La utilización de estos equipos ha ido en aumento en la medida en que se han desarrollado los dispositivos semiconductores y las técnicas de control.

Dadas sus características de control rápido y continuo los CEV's son muy útiles para controlar la inyección de potencia reactiva ante cambios normales en el sistema y también durante disturbios. Los compensadores estáticos de vars generalmente están integrados por capacitores y/o reactores, incluyendo un regulador de voltaje y una lógica de control para el disparo de tiristores. La respuesta rápida se logra mediante el uso de la electrónica de potencia y con estrategias de control adecuadas. La conexión/desconexión de los capacitores se realiza en forma discreta mediante el control de

tiristores en los periodos de conducción. La conexión de los reactores se efectua en forma controlada variando el ángulo de disparo de los tiristores, logrando una respuesta continua mediante el control de la corriente en el reactor^[4].

El sistema de control del CEV (considerando un compensador híbrido CCT/RCT) opera básicamente de la siguiente forma; el voltaje del nodo a controlar es la entrada principal al regulador automático de voltaje (RAV) donde es convertido en una señal de voltaje apropiada y es comparada con un voltaje de referencia. Si el voltaje del nodo es diferente al voltaje de referencia entonces se genera una señal de error, la cual es introducida a un integrador y convertida en una susceptancia de referencia, siendo ésta susceptancia la requerida para llevar el voltaje al valor que se quiere controlar. La susceptancia de referencia es llevada a una unidad de distribución donde se generan señales digitales para ordenar la conexión de los CCT y señales análogas (señales de control) para los RCT de modo que estas señales son introducidas en unidades de control de pulsos y traducidas en pulsos de disparo para los tiristores, finalmente se genera una susceptancia efectiva que corresponde a la susceptancia de referencia^[14].

El sistema de control contiene una unidad de sincronización la cual asegura el tiempo exacto de los pulsos de control a los tiristores^[14]. Mediante este principio se tiene un control plano del voltaje, es decir, el voltaje siempre se controla al valor de referencia, sin embargo lo común es que se retroalimente, además del voltaje nodal, otra variable adicional al RAV, que es la corriente inyectada por el compensador y tener así un control polarizado.

Al retroalimentar la corriente inyectada por el compensador a la red se obtiene en el propio compensador una característica V-Q con una cierta pendiente con lo cual se logra controlar el voltaje dentro de un rango, alrededor del voltaje de referencia. La ventaja que se obtiene mediante este tipo de control es la disponibilidad de un margen de reserva en la capacidad de reactivos que el CEV puede inyectar a la red.

Los sistemas de control de los CEV's han mostrado un creciente desarrollo tendiente principalmente a lograr una mayor rapidez de respuesta en estos dispositivos.

Otros tipos de compensadores que se pueden mencionar además de los que se analizan en este trabajo son: Los capacitores y reactores conmutados mecánicamente (a través de un interruptor), el reactor saturable y el reactor conmutado a través de tiristores, los cuales no son objeto de estudio en este trabajo.

El principio de operación de los compensadores estáticos de vars se basa en una deformación de la onda de corriente (RCT y reactor saturable) por lo que generan armónicas que pueden producir efectos adversos en el sistema de potencia. Debido a este problema se han desarrollado diversas configuraciones de CEV's que permiten reducir el problema de la generación de armónicas. También se han desarrollado configuraciones híbridas capaces de compensar potencia reactiva (capacitiva e inductiva) en forma continua y reducir el problema de armónicas.

En la red eléctrica del Sistema Eléctrico Nacional se encuentran instalados diversos tipos de compensadores, de los cuales se pueden mencionar el CEV de la subestación Cananea, tipo CCT, el de la subestación Acatlán, tipo RCT con arreglo de doce pulsos. Asimismo se tiene conectado un CEV en la subestación Santa Ana, tipo RCT y en el cual además se tienen filtros. En la subestación Puebla se tiene instalado un CEV tipo CCT, en Ciudad Juárez se tiene instalado un compensador del tipo reactor saturable, en combinación con reactores y capacitores en derivación. Finalmente en la subestación Temascal se tiene instalado un compensador estático del tipo combinado CCT/RCT, que es el de mayor capacidad en el Sistema Eléctrico Nacional.

En todos los casos descritos es de suma importancia conocer los principios básicos de operación de los CEV's y analizar su comportamiento para poder realizar el modelado de estos dispositivos y utilizarlos para su simulación.

En este trabajo el análisis de cada tipo de compensador se realiza desde

el punto de vista de operación en estado permanente y de la generación de armónicas. Primeramente se analizan los CEV's monofásicos y posteriormente el análisis se extiende a los casos trifásicos.

La simulación de los compensadores se realiza asumiendo condiciones de operación balanceadas y en un intervalo de tiempo en el que se asume que el voltaje no varía ante la inyección de reactivos.

1.1 APORTACIONES DE ESTE TRABAJO.

- Se presenta un análisis detallado de los principios de operación de los compensadores estáticos monofásicos RCT y CCT.

- Se demuestra analíticamente y mediante simulaciones que el compensador estático tipo RCT, por su principio de operación, deforma la onda de corriente y genera armónicas.

- Se presenta un análisis completo de la conmutación de un capacitor, tanto el caso ideal como el práctico. Basados en este último caso se analizan posibles alternativas para conmutar un capacitor con el objetivo de reducir el transitorio de corriente. El análisis se respalda mediante resultados de simulación.

- Se analizan compensadores estáticos trifásicos y se presentan configuraciones tendientes a reducir el problema de las corrientes armónicas. Para cada tipo de compensador analizado se desarrollaron rutinas computacionales para efectuar simulaciones y analizar formas de onda de corriente y el contenido de armónicas en las mismas.

- Se presenta el análisis y simulación del RCT trifásico en su esquema de doce pulsos y se demuestra mediante un análisis fasorial que este tipo de esquema reduce considerablemente el problema de generación de armónicas. Resultados de simulación avalan el análisis fasorial.

2 PRINCIPIOS DE OPERACION DE TIRISTORES

2.1 INTRODUCCION

El tiristor es un elemento fundamental en la operación de los CEV's. Este dispositivo tiene diversidad de aplicaciones en la industria y en diferentes niveles en la escala de potencia.

Los tiristores son conmutadores de estado sólido con poca probabilidad de falla cuando son usados bajo las condiciones de operación estipuladas, virtualmente no consumen potencia, por lo tanto generan poco calor, y permiten gobernar la corriente que se alimenta a través de ellos.

Existen varios tipos de tiristores, el más común es el tiristor triodo de bloqueo inverso comunmente llamado RCS (rectificador controlado de silicio) ó simplemente tiristor que es el utilizado en los CEV's.

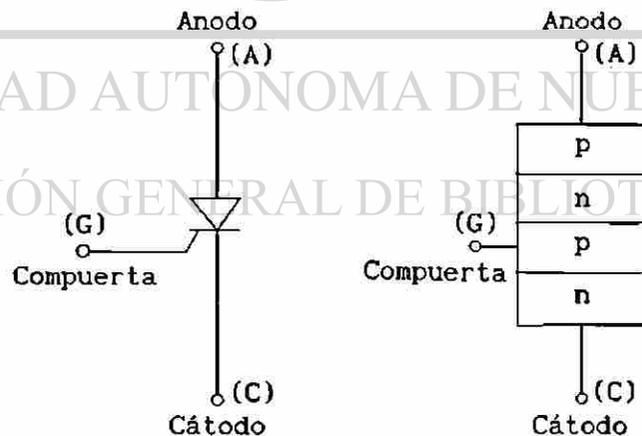


FIGURA 2.1 Estructura básica y símbolo de un tiristor.

El RCS es esencialmente un diodo de potencia cuyos períodos de conducción pueden ser controlados mediante una señal externa. Este es un dispositivo de tres terminales: las principales conexiones de potencia son

hechas para el ánodo y el cátodo como en un diodo normal y una señal de disparo se aplica al electrodo de compuerta. La estructura simplificada y símbolo para un tiristor es ilustrada en la figura 2.1

Si el ánodo es polarizado positivamente con respecto al cátodo y si en el mismo tiempo la compuerta es polarizada positivamente con respecto al cátodo, el tiristor conducirá directamente como en un diodo ordinario. Después de un corto tiempo la corriente de compuerta puede ser reducida a cero sin que la corriente de ánodo desaparezca. El tiristor entonces se dice que está en conducción directa y conducirá mientras la corriente de ánodo-cátodo sea superior a un valor de sostenimiento. Si por otro lado no fluye corriente de compuerta (ó no es suficiente) entonces el estado de conducción no inicia y el tiristor está en bloqueo directo. Una vez que el tiristor esta conduciendo la compuerta pierde el control y no puede ser usada para que el tiristor deje de conducir.

Bajo condiciones normales, cuando el ánodo es negativo con respecto al cátodo, el tiristor no conducirá (exceptuando corriente de fuga) y entonces se dice que está en bloqueo inverso. Sin embargo una ruptura de avalancha ocurrirá en ambas direcciones directa e inversa si se aplican voltajes excesivos.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

2.2 TEORIA DE OPERACION^[7]

Aun cuando frecuentemente se analizan los circuitos de potencia incluyendo tiristores ideales, es necesario entender sus limitaciones operativas para tener una concepción de su mecanismo operativo.

El tiristor tiene una estructura de cuatro capas (p-n-p-n) y tres uniones. Tiene externamente terminales de ánodo, cátodo y compuerta conectadas en áreas apropiadas de esta estructura y está conectada en serie con una fuente externa de voltaje y una carga como se muestra en la figura 2.2.a. La fuente auxiliar de voltaje V_c y el interruptor I pueden ser empleados para

llevar al estado de conducción al tiristor cuando el voltaje V_{AC} en sus terminales es positivo.

Una analogía que puede ser empleada para explicar muchas de las características de operación de un tiristor puede ser obtenida considerando que está compuesto de dos transistores interconectados como se muestra en la figura 2.2.b. El circuito correspondiente a este arreglo se muestra en la figura 2.2.c.

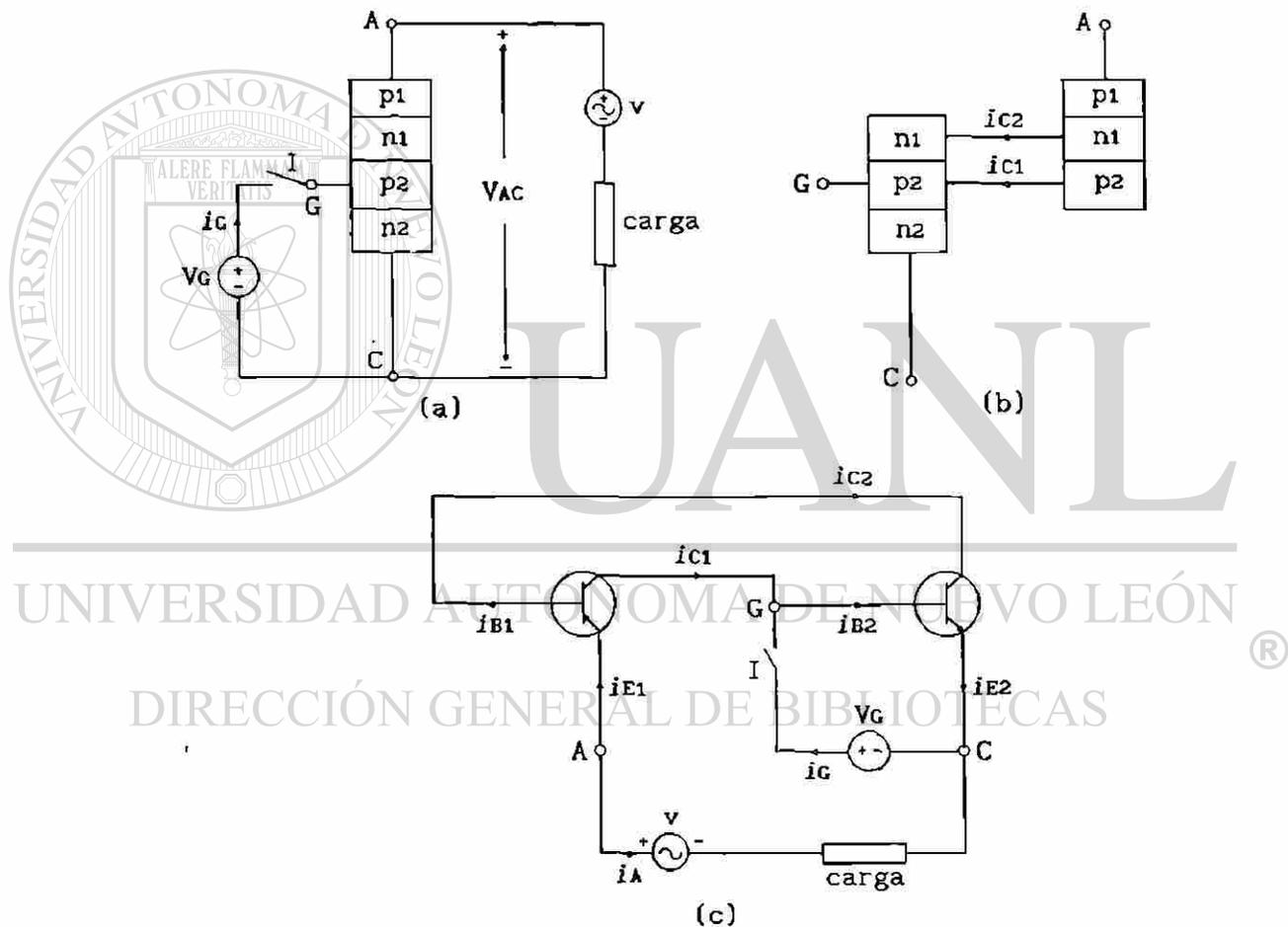


FIGURA 2.2 Operación del tiristor.

La unión n_1 - p_2 del tiristor es común a los dos transistores. La relación de la corriente de colector i_c a la corriente de emisor i_E para cada transistor puede ser definido como

$$\alpha_1 = \frac{i_{c1}}{i_{E1}} \quad ; \quad \alpha_2 = \frac{i_{c2}}{i_{E2}} \quad (2.1)$$

Las dos corrientes de colector pueden ser consideradas que pasan del transistor p-n-p al transistor n-p-n como se indica en la figura 2.2.b. y 2.2.c. En adición habrá una corriente de fuga I_{co} cruzando la unión común n1-p2. La corriente total que pasa a través del tiristor está dada por:

$$i_A = i_{c1} + i_{c2} + I_{co} \quad (2.2)$$

$$i_A = \alpha_1 i_{E1} + \alpha_2 i_{E2} + I_{co} \quad (2.3)$$

como puede observarse de la figura 2.2.c,

$$i_{E1} = i_{E2} = i_A \quad (2.4)$$

de modo que sustituyendo en la ecuación (2.3) resulta

$$i_A = (\alpha_1 + \alpha_2) i_A + I_{co} \quad (2.5)$$

$$i_A = \frac{I_{co}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2.6)$$

Las relaciones de transferencia de corriente para la conexión emisor común de los dos transistores son:

$$\beta_1 = \frac{i_{c1}}{i_{B1}} \quad ; \quad \beta_2 = \frac{i_{c2}}{i_{B2}} \quad (2.7)$$

donde i_{B1} e i_{B2} son las corrientes de base, como;

$$i_{E1} = i_{B1} + i_{c1} \quad ; \quad i_{E2} = i_{B2} + i_{c2} \quad (2.8)$$

puede demostrarse que

$$\alpha_1 = \frac{\beta_1}{1 + \beta_1} \quad ; \quad \alpha_2 = \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} \quad (2.9)$$

finalmente sustituyendo la ecuación (2.9) en la ecuación (2.6) se obtiene

$$i_A = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2) I_{co}}{1 - \beta_1 \beta_2} \quad (2.10)$$

Si $\beta_1\beta_2 \ll 1$, entonces i_A será pequeña porque I_{CO} es pequeña, y esto corresponde al estado de bloqueo directo del tiristor. Sin embargo, si $\beta_1\beta_2 \approx 1$, entonces i_A será muy grande y estará limitada únicamente por la impedancia de la carga del circuito.

Existen cuatro principales factores los cuales pueden causar que $\beta_1\beta_2$ se aproxime a la unidad. Estos son:

VOLTAJE. Conforme el voltaje V_{AC} es incrementado, los voltajes colector-emisor de los dos transistores aumentan. Esto incrementa la energía de los portadores minoritarios en la unión n_1-p_2 polarizada inversamente, y un incremento suficiente de su energía los capacita para desalojar más portadores por colisión. Estos portadores desalojados durante su marcha adquieren gran energía, el resultado es una ruptura por avalancha en la unión. El gran incremento resultante en la corriente de colector de los dos transistores causa que $\beta_1\beta_2$ se aproxime a la unidad.

RAZON DE CAMBIO DE VOLTAJE. La unión n_1-p_2 polarizada inversamente tiene las características de un capacitor debido al campo existente. En cualquier capacitor se cumple

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (2.11)$$

sin embargo, en una unión n_1-p_2 la capacitancia es función de la diferencia de potencial. Si como aproximación se asume que el voltaje total V_{AC} aparece a través de la unión n_1-p_2 , entonces la corriente cuando V_{AC} varía está dada por;

$$i = \frac{d(C_J V_{AC})}{dt} = C_J \frac{dV_{AC}}{dt} + V_{AC} \frac{dC_J}{dt} \quad (2.12)$$

donde C_J es la capacitancia de la unión. Para incrementos de V_{AC} , el segundo término del lado derecho de la ecuación (2.12) es negativo; sin embargo, si dV_{AC}/dt es suficientemente grande una gran corriente cruzará la unión y otra vez $\beta_1\beta_2$ se aproximará a la unidad. Esto es comúnmente llamado el efecto de razón de cambio de voltaje (dv/dt).

TEMPERATURA. A altas temperaturas I_{co} es grande. El incremento resultante en las corrientes de colector y por tanto en las magnitudes de β_1 y β_2 pueden de nuevo ser suficientes para causar que $\beta_1\beta_2$ se aproxime a la unidad.

INYECCION DE CORRIENTE DE BASE. Este es el método normal de encendido de un tiristor. Si la corriente i_{B2} se incrementa por el cierre momentáneo del interruptor I en la figura 2.2.c., entonces i_{C2} y β_2 se incrementan. Pero dado que $i_{C2}=i_{B1}$, entonces i_{C1} y β_1 también aumentan. Por tanto $\beta_1\beta_2$ se aproxima a la unidad y fluye una corriente de ánodo i_A limitada únicamente por la impedancia de carga del circuito.

Si V_{ac} es negativo, entonces el tiristor puede ser llevado al estado de conducción por cualquiera de los tres primeros factores y permitir un flujo de corriente inversa. Sin embargo en este caso hay dos uniones n-p polarizadas inversamente para ser llevadas al estado de conducción, y esto requiere condiciones más extremas que las resultantes en corriente en adelante.

2.3 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA

Las características estáticas de un tiristor son similares en algunos aspectos a las de un diodo semiconductor. Una curva característica típica de un tiristor es mostrada en la figura 2.3.

Con un voltaje negativo aplicado al tiristor, esto es, el ánodo es negativo con respecto al cátodo, virtualmente no fluye corriente. Conforme el voltaje negativo se incrementa, la corriente de fuga inversa se incrementa lentamente hasta que ocurre la ruptura por avalancha. Esta parte de la característica es similar a la de un diodo semiconductor polarizado inversamente.

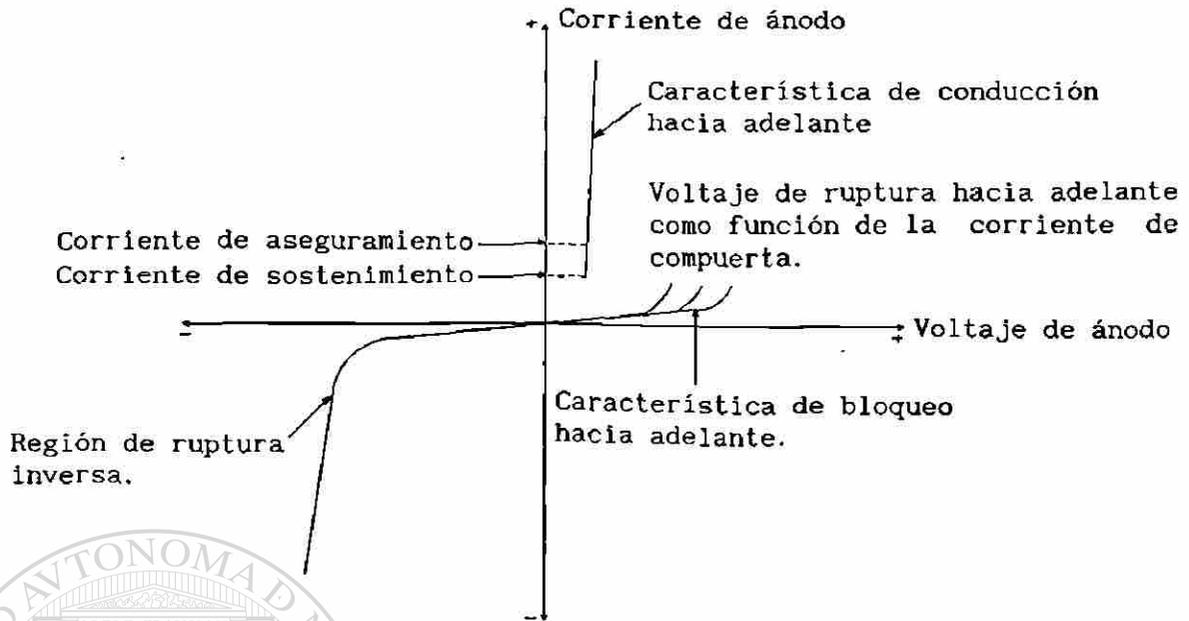


FIGURA 2.3 Característica estática.

Si un voltaje positivo se aplica al tiristor, ahora el ánodo será positivo con respecto al cátodo, si el tiristor no se dispara permanece en estado de no conducción, la característica es similar a la que se tiene con un voltaje negativo. Una pequeña corriente de fuga en adelante fluirá, incrementándose cuando el voltaje a través del tiristor se incrementa hasta que finalmente el estado de conducción es iniciado por acción de avalancha. Esto ocurre en un voltaje conocido como voltaje de ruptura hacia adelante (V_{bo}). El voltaje a través del tiristor ahora cae hasta un voltaje V_r .

Cuando un voltaje positivo es aplicado al tiristor y este es disparado para llevarlo al estado de conducción, la característica es similar a la de un diodo semiconductor polarizado hacia adelante. La corriente fluyendo a través del tiristor debe exceder el valor de corriente de aseguramiento antes de quitar el pulso de disparo. Si por alguna razón la corriente de carga crece lentamente (por ejemplo con una carga inductiva) y el pulso de disparo es quitado antes de que el valor de corriente de aseguramiento haya sido alcanzado, el tiristor dejará de conducir.

Otro valor de corriente es señalado en la figura 2.3 es la corriente de

sostenimiento. Esta es la mínima corriente que puede fluir a través del tiristor para que este permanezca en conducción. Por tanto para apagar el tiristor, esto es, para cambiar del estado de conducción en adelante al estado de no conducción, la corriente de carga debe disminuir por debajo del valor de corriente de sostenimiento. Un camino conveniente para hacer esto es reducir el voltaje positivo a través del tiristor a cero. Esto normalmente ocurre durante la operación con corriente alterna debido a la alternancia del voltaje de suministro.

El voltaje de ruptura hacia adelante es dependiente de la magnitud de la corriente de compuerta, esto es indicado en la figura 2.3. En la medida en que la corriente de compuerta se incrementa el voltaje de ruptura hacia adelante disminuye.

Aun cuando los tiristores son normalmente encendidos mediante señal de compuerta, existen otros posibles métodos, por ejemplo excediendo el voltaje de ruptura hacia adelante (V_{BO}). Un tiristor puede ser asimismo llevado al estado de conducción excediendo el valor permitido de crecimiento de voltaje de ánodo (dv/dt). Sin embargo estos dos métodos de conmutación para llegar al estado de conducción son usualmente accidentales y deben ser evitados por cuidados de diseño.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

3 COMPENSADORES ESTATICOS MONOFASICOS

3.1 INTRODUCCION

Los compensadores estáticos de vars trifásicos son utilizados en un sistema eléctrico de potencia (SEP) para realizar el control de voltaje. Su empleo constituye una alternativa adicional a las tradicionalmente existentes. Para el análisis de los principios de operación de estos dispositivos resulta más simple hacerlo primeramente para el caso monofásico y posteriormente extrapolar el análisis al caso trifásico. Las particularidades de la operación de cada compensador son función de la naturaleza (capacitiva ó inductiva) de la susceptancia que este presenta a la red.

En este capítulo se presentan los principios de operación de los compensadores estáticos de vars monofásicos tipos RCT y CCT. Se incluye la ecuación que describe el comportamiento de la corriente que el compensador tipo RCT inyecta a la red en función del ángulo de disparo de los tiristores. Mediante un análisis de Fourier se determinan las ecuaciones fundamentales que rigen el comportamiento de la componente de corriente fundamental y las corrientes armónicas que este compensador inyecta a la red, en función del ángulo de disparo (α) de los tiristores. Asimismo se presenta el principio de control del RCT representando a este dispositivo como una susceptancia que varía en función del ángulo de disparo de los tiristores.

Para el compensador tipo CCT se presenta un análisis de su comportamiento bajo condiciones de operación ideales y en la cual se tiene un conmutación libre de transitorios, posteriormente se analiza el caso en el cual se tiene un conmutación con transitorios. La teoría expuesta en este capítulo es ilustrada mediante simulaciones.

3.2 REACTOR CONTROLADO POR TIRISTORES

En la figura 3.1 se muestra el esquema básico del reactor controlado por tiristores (RCT). El elemento que controla es el tiristor, los dos tiristores polarizados opuestamente conducen en medios ciclos alternados de la frecuencia suministrada. Si los tiristores son disparados y puestos en conducción precisamente en los picos del voltaje de suministro, resulta una conducción completa en el reactor y la corriente es la misma que se tendría con el tiristor en corto-circuito. La corriente es esencialmente reactiva, retrasada respecto al voltaje aproximadamente en 90° , contiene una pequeña componente en fase ocasionada por pérdidas de potencia activa en el reactor. La conducción completa se muestra en la figura 3.2.a.

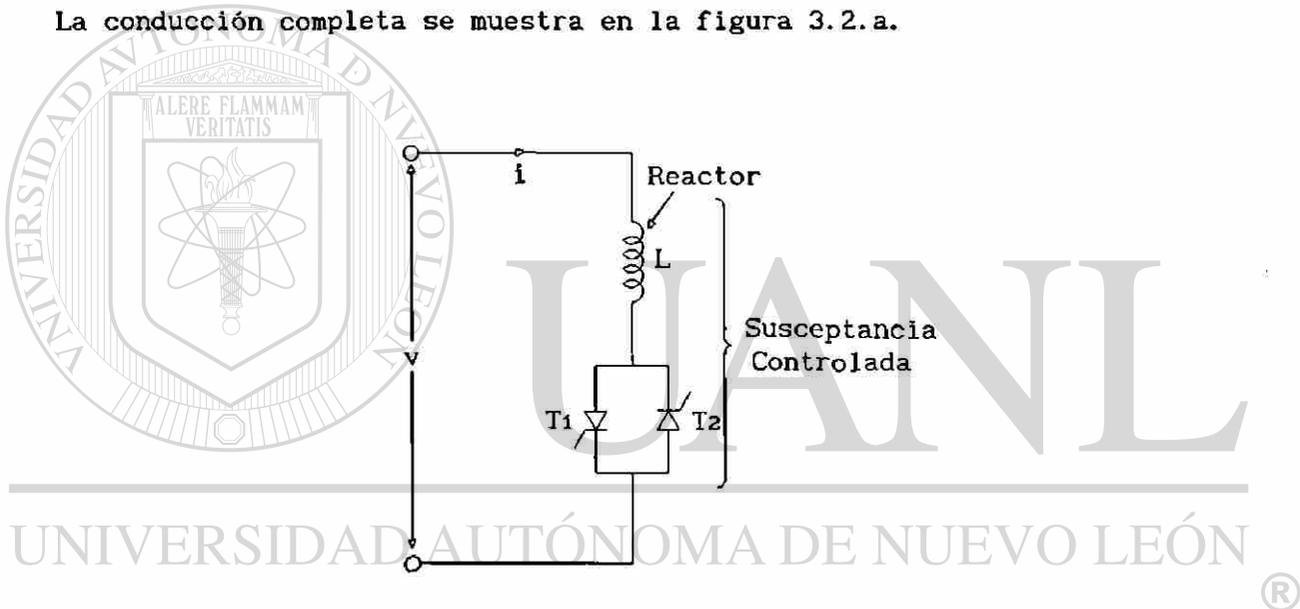
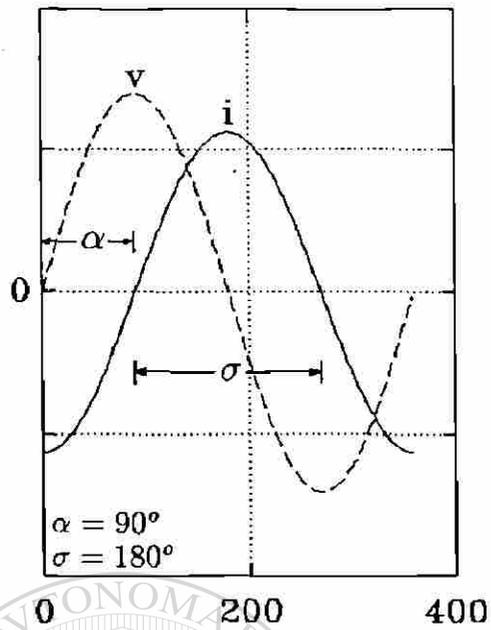
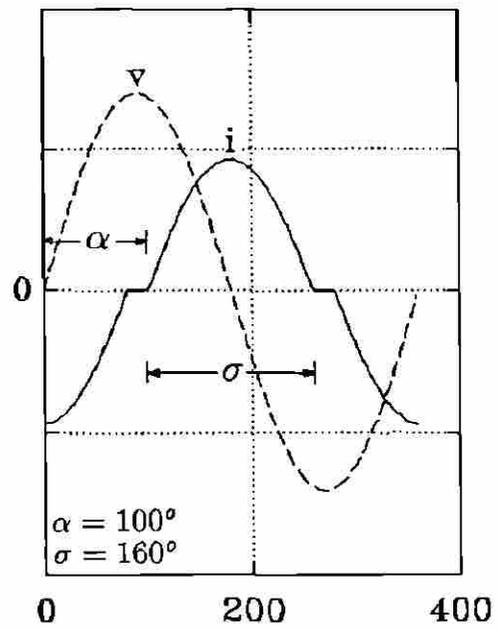


FIGURA 3.1 Circuito elemental de un reactor controlado por tiristores.

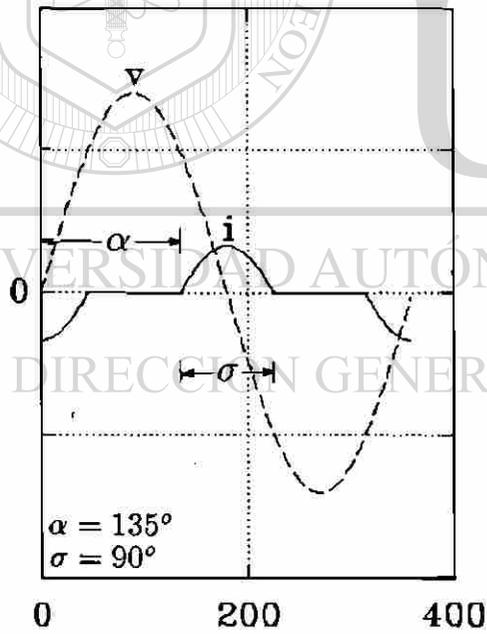
Si el disparo es retrasado el mismo ángulo en ambos tiristores se obtiene una serie de ondas de corriente como se observa en las figuras 3.2.a-3.2.d. Cada una de estas corrientes corresponde a un valor particular del ángulo de disparo α , el cual es medido desde el cruce por cero del voltaje. La conducción completa se tiene con un ángulo de disparo de 90° . Una conducción parcial se obtiene con ángulos de disparo entre 90° y 180° . Con un ángulo de disparo $\alpha=180^\circ$ no se tiene corriente en el reactor y equivale a tener una susceptancia con valor cero en el RCT.



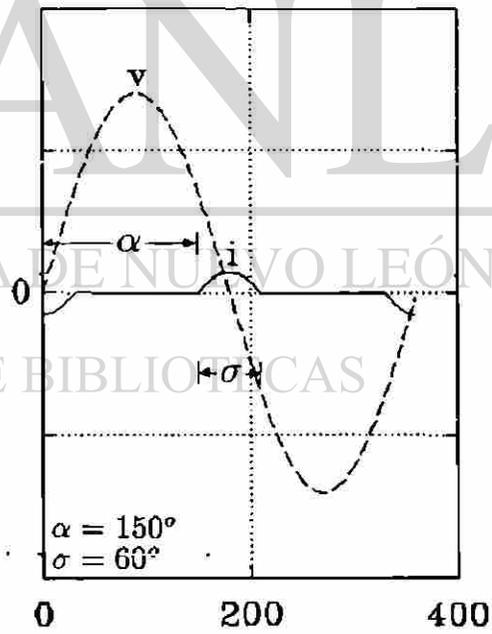
grados
(a)



grados
(b)



grados
(c)



grados
(d)

FIGURA 3.2 Formas de onda de la corriente en un RCT monofásico.

El efecto de incrementar el ángulo de disparo es reducir la componente fundamental de la corriente. Esto equivale a un incremento en la inductancia del reactor, reduciendo su potencia reactiva así como su corriente. En la medida que la componente fundamental de corriente es de interés, el reactor controlado por el tiristor es una susceptancia controlable y puede por lo tanto ser aplicado como un compensador estático^[1].

La corriente instantánea i a través de un tiristor está dada por:

$$i = \begin{cases} \frac{\sqrt{2} V}{X_L} (\cos \alpha - \cos \omega t) & \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \sigma \\ 0 & \alpha + \sigma \leq \omega t \leq \alpha + \pi \end{cases} \quad (3.1)$$

donde

V es el voltaje rms (de fase)

$X_L = \omega_0 L$, es la reactancia del reactor en (ohms)
a la frecuencia fundamental

$\omega_0 = 2\pi f_0$

α es el ángulo de disparo.

σ es el ángulo de conducción, relacionado con α por la ecuación

$$\alpha + \frac{\sigma}{2} = \pi \quad (3.2)$$

De la ecuación (3.1) el valor promedio de la corriente rectificada es

$$I_{pr} = \frac{\sqrt{2} V}{X_L \pi} [(\pi - \alpha) \cos \alpha + \text{sen } \alpha] \quad (3.3)$$

Asimismo de la ecuación (3.1) el valor de la corriente rms está dada por

$$I_{rms} = \frac{V}{X_L} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[(\pi - \alpha) \left(\cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \text{sen } \alpha \cos \alpha \right]} \quad (3.4)$$

3.2.1 Análisis del RCT y del disparo de los tiristores

Basados en la figura 3.3.a se analiza el comportamiento del RCT y del disparo de los tiristores. Para este análisis se considera el caso particular en que se tiene conducción completa.

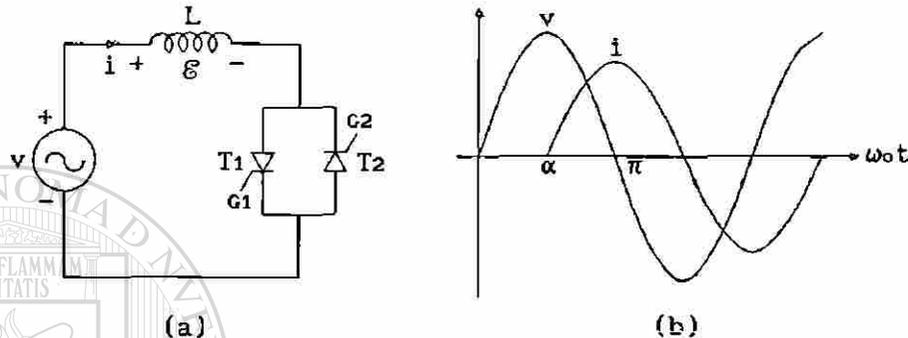


FIGURA 3.3 (a) Esquema elemental del RCT y (b) Forma de onda de la corriente para $\alpha=90^\circ$.

Especificando el voltaje de la fuente de voltaje como

$$v = \sqrt{2} V \sin \omega t \quad (3.5)$$

$$= V_{\max} \sin \omega t \quad (3.6)$$

donde $V_{\max} = \sqrt{2} V \quad (3.7)$

La corriente queda expresada como en la ecuación (3.1), asimismo el voltaje en terminales del reactor se obtiene mediante

$$\epsilon = -L \frac{di}{dt} \quad (3.8)$$

de modo que

$$v + \epsilon = 0 \quad (3.9)$$

para el caso particular en que $\alpha = \frac{\pi}{2}$ la ecuación (3.1) se simplifica a:

$$i = - \frac{\sqrt{2} V}{X_L} \cos \omega_0 t \quad (3.10)$$

De acuerdo a la figura 3.3.b, cuando $\omega_0 t = \frac{\pi}{2}$ se tiene un voltaje máximo en la fuente, de modo que el tiristor 1 está directamente polarizado. Si en este instante se aplica un pulso a la compuerta del tiristor 1, éste queda habilitado para que a través de él pueda circular una corriente. Sin embargo de la ecuación (3.10) se observa que cuando $\omega_0 t = \frac{\pi}{2}$ y existe un pulso en la compuerta G_1 , en este instante la corriente en el circuito es cero.

$$i = - \frac{\sqrt{2} V}{X_L} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0 \quad (3.11)$$

Un instante después del disparo del tiristor 1 habrá una corriente circulando a través de este y con un comportamiento que se rige por la ecuación (3.10), obteniendo el valor máximo de corriente en $\omega_0 t = \pi$.

Cuando el voltaje llega a un valor máximo negativo ($\omega_0 t = 3\pi/2$) la corriente i es cero, de modo que el tiristor 1 es polarizado inversamente y el tiristor 2 directamente por lo que el tiristor 1 deja de conducir. Asimismo, si en el instante ($\omega_0 t = 3\pi/2$) se aplica un pulso a la compuerta del tiristor 2 este quedará habilitado para conducir. Durante este nuevo semiciclo únicamente el tiristor 2 permanecerá en conducción y el comportamiento del circuito es análogo al descrito para el tiristor 1 y se basa en las ecuaciones descritas al principio de este análisis.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

3.2.2 Armónicas generadas por un RCT monofásico

El efecto de incrementar el ángulo de disparo de los tiristores es deformar la forma de onda de la corriente que inyecta el compensador a la red. Como resultado de esta distorsión se generan corrientes armónicas. Esto significa que la corriente está constituida por una corriente sinusoidal que varía en el tiempo a la frecuencia fundamental (componente fundamental) y por una serie de corrientes sinusoidales variando en el tiempo con múltiplos de

la frecuencia fundamental.

De acuerdo con la teoría de Fourier, cualquier función periódica con período T_0 , la cual en un período tiene un número finito de máximos y mínimos y un número finito de discontinuidades se puede representar mediante una serie de Fourier^[9]. Dicho de otro modo, puede ser representada por la suma de una componente sinusoidal y una serie de componentes armónicas de mas alto orden.

La serie de Fourier de una una función periódica $y(t)$ tiene la expresión general:

$$y(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(2\pi n f_0 t) + b_n \text{sen}(2\pi n f_0 t)] \quad (3.12)$$

En la ecuación (3.12) f_0 es la frecuencia fundamental igual a $1/T_0$, donde T_0 es el período (en seg.) de la función $y(t)$, a_n y b_n son las magnitudes (coeficientes) de las componentes sinusoidales, y el término $a_0/2$ es el valor promedio de la función $y(t)$.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

El valor rms de la n-esima armónica está dado por la expresión^[17]:

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$y_n(\text{rms}) = \left(\frac{a_n^2 + b_n^2}{2} \right)^{1/2} \quad (3.13)$$

Un análisis de Fourier para las ondas de corriente deformada del RCT mostradas en la figura 3.2 conduce a expresar la corriente de la siguiente forma

$$i(t) = \sum_k^{\infty} i'_k \cos(k2\pi f_0 t) \quad (3.14)$$

$$k=2n-1, n=1, 2, 3, \text{etc.}$$

lo cuál significa que la corriente está constituida por una componente de corriente fundamental y por componentes armónicas de corriente de orden impar (en términos de la función coseno) descritas mediante (Apéndice A) las siguientes expresiones:

$$i_1 = -\frac{I_{\max}}{\pi} [2(\pi-\alpha) - \text{sen}[2(\pi-\alpha)]] \quad (3.15)$$

$$i_k = \frac{4I_{\max}}{\pi} \left[\frac{\text{sen}(k-1)\alpha}{2(k-1)} + \frac{\text{sen}(k+1)\alpha}{2(k+1)} - \cos \alpha \frac{\text{sen } k\alpha}{k} \right] \quad (3.16)$$

donde ahora $k=2n+1$, para $n=1,2,3$, etc.

En las ecuaciones (3.15) y (3.16) se define

i_1 valor máximo de la componente de corriente fundamental para un ángulo α dado.

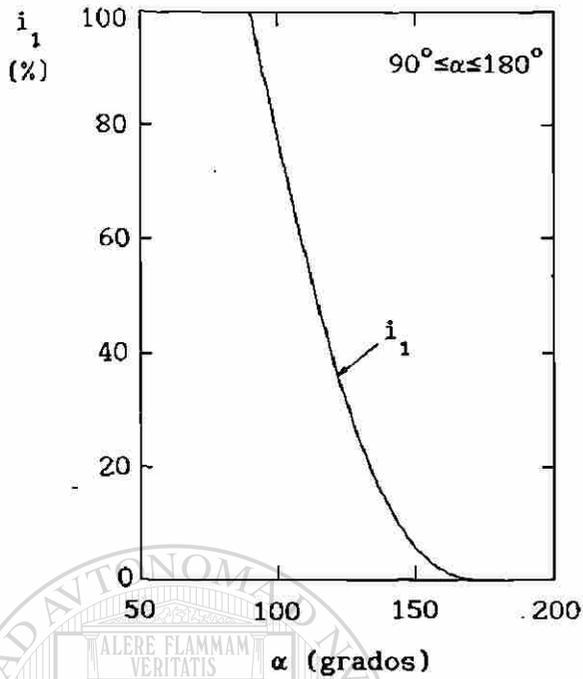
i_k valor máximo de la componente armónica impar de orden k para un ángulo α dado.

I_{\max} magnitud de la corriente del reactor en conducción completa,

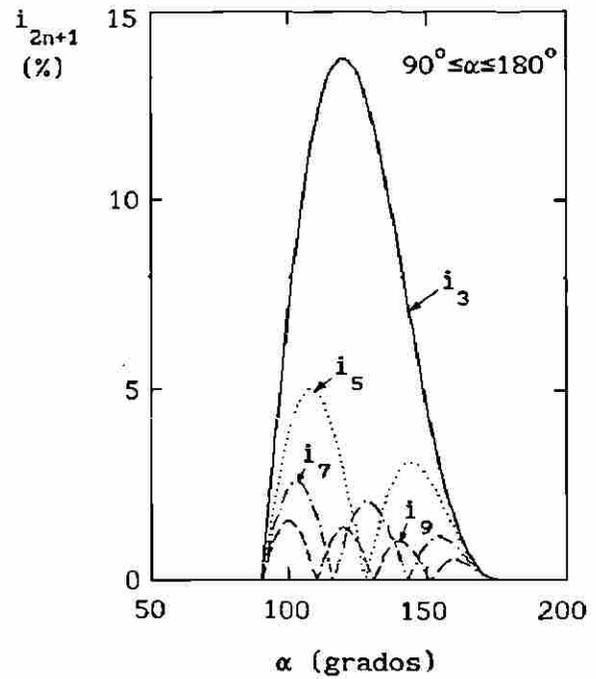
$$I_{\max} = \frac{\sqrt{2} V}{X_L} \quad (3.17)$$

El término i'_k de la ecuación (3.14) es análogo al término a_n de la ecuación (3.12).

En la figura 3.4.a se muestra la gráfica de la componente de corriente fundamental en función del ángulo de disparo α . Asimismo, en la figura 3.4.b se muestran las gráficas de las componentes armónicas de corriente de orden 3,5,7,y 9 (también en función de α), estas últimas expresadas como un porcentaje de la componente fundamental i_1 en conducción completa. Las armónicas más significativas son la 3a.,5a.,7a.,9a.,11a.,y 13a., sus amplitudes varían del 13% al 1%. En la figura 3.4.b puede observarse que la amplitud máxima en cada una de ellas no ocurre para el mismo ángulo α .



(a) Componente de corriente fundamental.



(b) Corrientes armónicas.

FIGURA 3.4 Componente de corriente fundamental y armónicas en un RCT en función del ángulo de disparo α .

TABLA 1

* Amplitudes máximas de Corrientes Armónicas en un RCT

Orden	%	Orden	%	Orden	%
1	100	19	0.351	37	0.091
3	13.783	21	0.287	39	0.083
5	5.046	23	0.240	41	0.075
7	2.586	25	0.201	43	0.069
9	1.567	27	0.173	45	0.063
11	1.05	29	0.151	47	0.058
13	0.752	31	0.132	49	0.053
15	0.565	33	0.116	51	0.048
17	0.439	35	0.102		

* Expresados como un porcentaje de la amplitud de la componente fundamental en conducción completa.

La Tabla 1 muestra las amplitudes máximas de las componentes armónicas de corriente del RCT, las cuales se obtienen para diferente ángulo de disparo.

3.2.3 Control del RCT monofásico

De la ecuación (3.15) el valor rms de la componente de corriente fundamental es expresado como

$$I_1 = \frac{V}{\pi X_L} [2(\pi - \alpha) - \text{sen}[2(\pi - \alpha)]] \quad \text{rms} \quad (3.18)$$

Despejando σ de la ecuación (3.2) y sustituyendo en la ecuación (3.18) se llega a la siguiente expresión

$$I_1 = \frac{\sigma - \text{sen } \sigma}{\pi X_L} V \quad (3.19)$$

La ecuación anterior puede ser escrita como

$$I_1 = \text{Bl}(\sigma)V \quad (3.20)$$

$\text{Bl}(\sigma)$ es una susceptancia a la frecuencia fundamental, ajustable y controlada por el ángulo de conducción (implícitamente por el ángulo α) de acuerdo con la ecuación^[1]

$$\text{Bl}(\sigma) = \frac{\sigma - \text{sen } \sigma}{\pi X_L} \quad (3.21)$$

El valor máximo de Bl es $1/X_L$ para un ángulo $\sigma = \pi$ (esto es cuando $\alpha = 90^\circ$), que es cuando se tiene una conducción completa a través del tiristor. El mínimo valor de Bl es cero y esto ocurre cuando $\sigma = 0^\circ$ ($\alpha = 180^\circ$). Con valores de ángulo de conducción en el rango $0^\circ < \sigma < 180^\circ$ se obtienen valores intermedios entre Bl_{max} y Bl_{min} . Este principio de control es llamado control de fase^[1].

De acuerdo con la ecuación (3.21) es posible tener un control de la susceptancia que presenta el RCT variando el ángulo de disparo α . Al tener un control de este tipo se tiene un control de la potencia reactiva que el compensador inyecta al sistema. En la figura 3.5 se muestra el comportamiento de la ecuación (3.21).

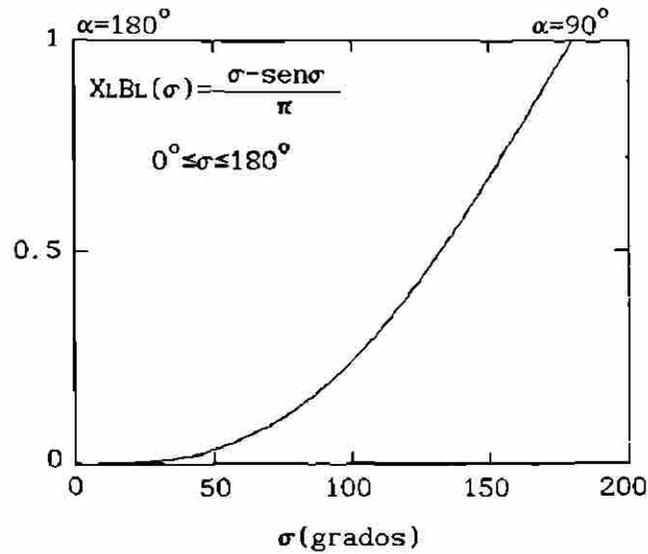


FIGURA 3.5 Comportamiento de la ecuación (3.21).

La relación que existe entre el voltaje nodal y la inyección de potencia reactiva a través de una susceptancia conectada entre un nodo y referencia está dada por la expresión

$$Q_k = B L_k |V_k|^2 \quad (3.22)$$

De la ecuación (3.21) y la ecuación (3.22) se obtiene la relación entre ángulo de disparo y potencia reactiva inyectada. En este principio se basa una de las aplicaciones de los compensadores estáticos de vars para el control del voltaje nodal.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

3.3 EL CAPACITOR CONMUTADO A TRAVES DE TIRISTORES

La operación de este compensador es distinta al del RCT en el sentido de que no opera bajo el principio de control de fase. Pues el valor de susceptancia que presenta este compensador durante su operación siempre es el nominal. La función de los tiristores es únicamente conectar ó desconectar el capacitor ó banco capacitivo. En un periodo de la onda de corriente cada tiristor conducirá medio periodo.

En la figura 3.6 se muestra un circuito con un capacitor conmutado a través de tiristores, no se incluye ningun elemento adicional a la fuente de voltaje de suministro.

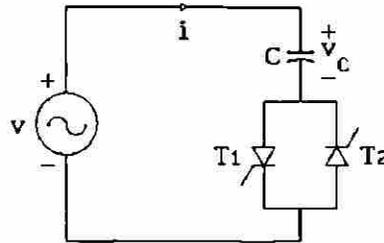


FIGURA 3.6 Circuito para el análisis de la conmutación libre de transitorios.

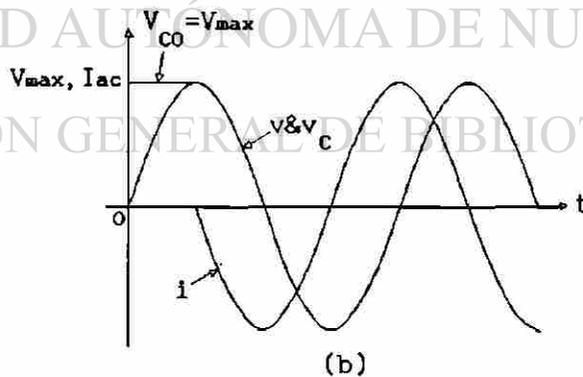
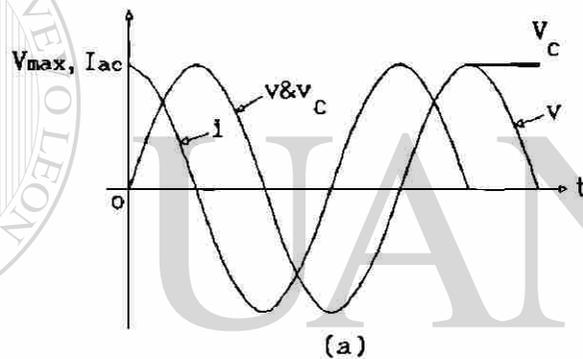
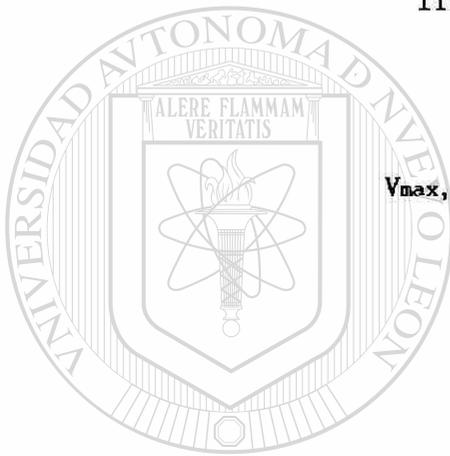


FIGURA 3.7 Formas de onda en una conmutación libre de transitorios (ideal), (a) Desconexión (b) Conexión.

De acuerdo con el circuito de la figura 3.6, cuando la corriente en el capacitor alcanza el cruce natural por cero y se suprimen los pulsos de

disparo de los tiristores, la corriente deja de fluir, entonces la potencia reactiva suministrada al sistema es cero. De acuerdo con la figura 3.7.a. si el capacitor permanece con una carga equivalente al valor máximo de voltaje de la fuente (V_{max}), el voltaje a través de los tiristores alternará entre cero y dos veces el valor pico del voltaje de fase. El único instante en que los tiristores pueden ser disparados sin transitorios es cuando el voltaje a través de ellos es cero (fig. 3.7.b.). Esto coincide con el pico de voltaje de la fuente.

De acuerdo con la figura 3.7:

v es el voltaje de la fuente como una función del tiempo.

V_{max} es el voltaje máximo de la fuente.

v_c es el voltaje del capacitor como una función del tiempo.

V_c es el voltaje al cual queda cargado el capacitor cuando es desconectado.

V_{CO} es el voltaje de carga inicial del capacitor cuando es conectado a través de un tiristor.

i es la corriente en el circuito como una función del tiempo.

I_{ac} es el valor máximo de la corriente a la frecuencia fundamental.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

3.3.1 Conmutación ideal (sin transitorio) ^[1]

Para describir el concepto de conmutación libre de transitorios se utiliza el caso de un capacitor conmutado, cuyo circuito es el mostrado en la figura 3.6.

Con un voltaje de suministro sinusoidal $v = V_{max} \text{sen}(\omega t + \alpha)$ los tiristores pueden ser disparados y puestos en conducción únicamente en el valor pico de voltaje, es decir, cuando:

$$\frac{dv}{dt} = \omega_0 V_{\max} \cos(\omega_0 t + \alpha) = 0 \quad (3.23)$$

al dispararse en cualquier otro instante se produce la corriente $i = C \, dv/dt$ y un cambio discontinuo en $t = t_0 +$. Para el análisis de la figura 3.6, el disparo debe ocurrir en un pico de voltaje y en esta condición la corriente está dada por

$$i = C \frac{dv}{dt} = V_{\max} \omega_0 C \cos(\omega_0 t + \alpha) \quad (3.24)$$

donde $\alpha = \mp \pi/2$.

De (3.24), definiendo $\omega_0 C = B_c$ como la susceptancia del capacitor a la frecuencia fundamental y $X_c = -1/B_c$ su reactancia, de modo que con $\alpha = \mp \pi/2$ se obtiene

$$i = \pm V_{\max} B_c \sin \omega_0 t = I_{ac} \sin \omega_0 t \quad (3.25)$$

donde I_{ac} es valor pico de la corriente alterna

$$I_{ac} = V_{\max} B_c = -V_{\max}/X_c. \quad (3.26)$$

En la ausencia de otros elementos del circuito, se debe especificar que el capacitor está precargado al voltaje $V_{c0} = \pm V_{\max}$. Esto es, debe mantener la carga prioritaria $\pm V_{\max} C$. ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Con las restricciones, $dv/dt = 0$ y $V_{c0} = \pm V_{\max}$ en $t = 0$, se tiene el caso ideal de conmutación libre de transitorios.

El valor rms de la corriente que circula por un tiristor se expresa mediante:

$$I_{\text{rms}} = \frac{\omega_0 C V_{\max}}{2} \quad (3.27)$$

Asimismo, el valor promedio de la corriente que circula por un tiristor está dado por la expresión:

$$I_{\text{prom}} = \frac{\omega_0 C V_{\text{max}}}{\pi} \quad \text{sen } \alpha = \begin{cases} \frac{\omega_0 C V_{\text{max}}}{\pi} & \alpha = \pi/2 \\ -\frac{\omega_0 C V_{\text{max}}}{\pi} & \alpha = -\pi/2 \end{cases} \quad (3.28)$$

3.3.2 Análisis del CCT y del disparo de los tiristores

Se analiza la operación del CCT y del disparo de los tiristores considerando la conmutación libre de transitorios. Este análisis se realiza para el circuito de la figura 3.8.

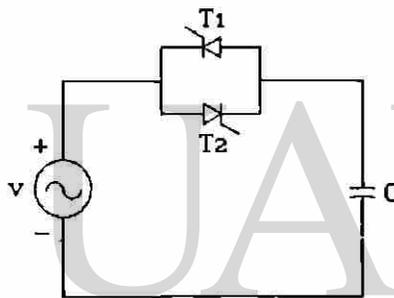
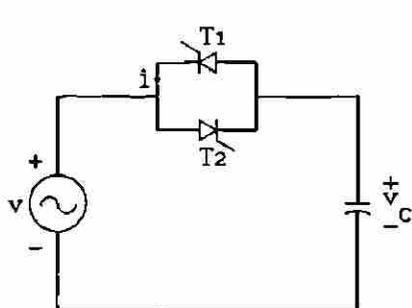


FIGURA 3.8 Circuito para el análisis del CCT y del disparo de tiristores.

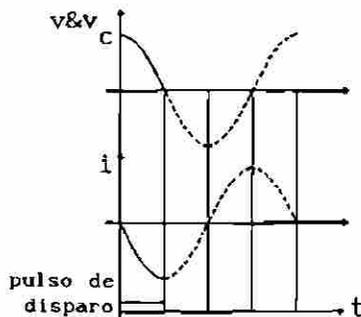
Se considera que para el instante $t=0$ el pico del voltaje de la fuente es igual al voltaje del capacitor (esto es para el semiciclo positivo del voltaje). Cuando el voltaje de la fuente comienza a disminuir el tiristor 1 se polariza directamente, entonces mediante un pulso en la compuerta desde el instante en que $v = V_{\text{max}} = V_{C0}$, el tiristor 1 comienza a conducir de un valor cero hasta un valor máximo negativo, esto último ocurre cuando $v=v_c = 0$ (fig. 3.9.b).

Cuando $v = v_c = 0$ se tiene el valor máximo de corriente (pico negativo). El voltaje de la fuente comienza a crecer negativamente y el tiristor 1 sigue polarizado directamente y por lo tanto sigue conduciendo. Cuando el voltaje de la fuente llega a un valor máximo negativo la corriente llega a un valor

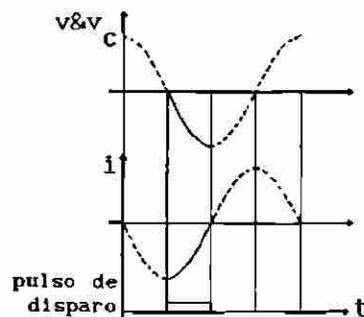
de cero (fig. 3.9.c). En este instante se suprime el pulso de disparo en la compuerta del tiristor 1 pues en el siguiente semiciclo quedará polarizado inversamente y no podrá conducir.



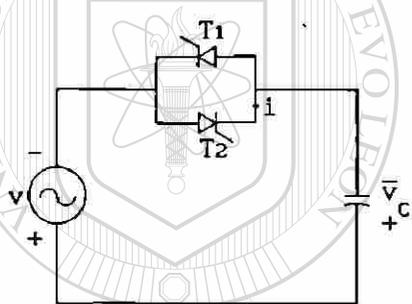
(a) Tiristor 1 en conducción.



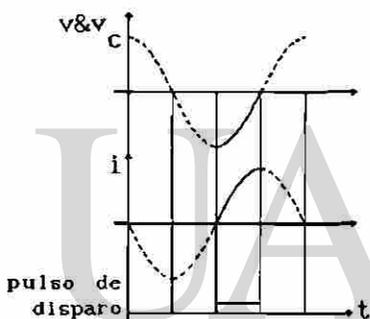
(b) Conducción de T1 de $\pi/2$ a π .



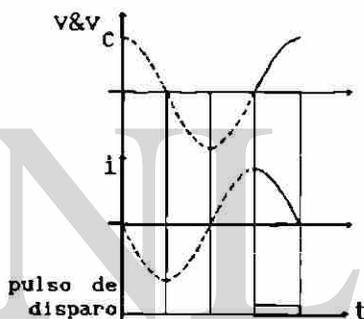
(c) Conducción de T1 de π a $3\pi/2$.



(d) Tiristor 2 en conducción.



(e) Conducción de T2 de $3\pi/2$ a 2π .



(f) Conducción de T2 de 2π a $5\pi/2$.

FIGURA 3.9 Análisis del CCT y del disparo de tiristores. ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Cuándo el voltaje de la fuente tiene un voltaje máximo negativo al igual que el capacitor, un instante de tiempo después el voltaje de la fuente se hace menos negativo y el tiristor 2 se polariza directamente, entonces al tener un pulso de disparo en su compuerta (cuando $v = -V_{\max} = V_{c0}$) el tiristor entra en estado de conducción. La corriente crecerá desde un valor cero hasta un valor máximo positivo, esto es cuando $v = v_c = 0$ (fig. 3.9.e).

Con $v = v_c = 0$ y con una corriente máxima positiva, el voltaje de la fuente comienza a crecer positivamente. La señal de compuerta en el tiristor 2 se sostiene. Como el voltaje de la fuente crece positivamente, el tiristor 2 continua polarizado directamente por lo que sigue conduciendo. La corriente

disminuye desde un valor máximo hasta un valor de cero, esto último ocurre cuando $v = V_{\max} = v_c$ (fig. 3.9.f). En este instante se suprime el pulso de disparo en la compuerta del tiristor 2 ya que en el siguiente semiciclo quedará polarizado inversamente.

En los ciclos siguientes el comportamiento descrito y que se ilustra en la figura 3.9 se repite.

3.3.3 Conmutación con transitorios (caso general)^[1]

Bajo condiciones prácticas, es necesario considerar inductancia y resistencia en el circuito de la figura 3.6. En cualquier circuito CCT debe haber siempre una inductancia serie suficiente para mantener el di/dt dentro de la capacidad de los tiristores. En algunos circuitos puede haber una mayor inductancia que esta inductancia mínima. En el análisis siguiente la resistencia será despreciada porque es generalmente pequeña y su omisión no hace una diferencia importante para el cálculo de los primeros picos de voltaje y de corriente.

La presencia de inductancia y capacitancia simultáneamente hace los transitorios oscilatorios. La frecuencia natural de los transitorios es un factor clave en las magnitudes de los voltajes y corrientes después de la conmutación, la inductancia total incluye la inductancia del sistema de suministro la cual puede ser conocida únicamente en forma aproximada. Asimismo se incluye la inductancia del transformador de reducción (si es usado), la cual está sujeta a otras restricciones y no puede ser seleccionada libremente.

No siempre es posible conectar el capacitor en el valor cresta del suministro de voltaje. Como se observará posteriormente, es necesario considerar otros aspectos durante el ciclo del voltaje de suministro que puedan ser utilizados para iniciar el disparo de tiristores y determinar cuales serán los transitorios resultantes.

El análisis de la conmutación con transitorios se basa en el circuito de la figura 3.10.

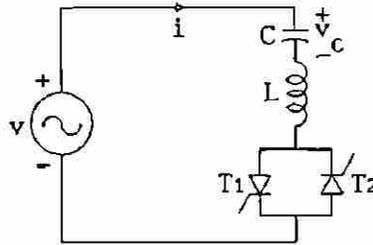


FIGURA 3.10 Circuito para el análisis de la conmutación de un capacitor bajo condiciones reales.

La ecuación de voltaje en términos de la transformada de Laplace es:

$$V(s) = \left[Ls + \frac{1}{Cs} \right] I(s) + \frac{V_{CO}}{s} \quad (3.29)$$

El voltaje de suministro está dado por $v = V_{\max} \sin(\omega t + \alpha)$. EL tiempo es medido desde el instante cuando un tiristor se dispara, correspondiendo al ángulo α en la onda de voltaje. Mediante una manipulación de la transformación directa e inversa de Laplace (Apéndice B) se obtiene la corriente:

$$i(t) = \bar{I}_{ac} \cos(\omega t + \alpha) - n B_c \left[V_{CO} - \frac{n^2}{n^2 - 1} V_{\max} \sin \alpha \right] \sin \omega t - \bar{I}_{ac} \cos \alpha \cos \omega t \quad (3.30)$$

La ecuación (3.30) describe el comportamiento de la corriente en el circuito de la figura 3.10 en función del ángulo de disparo α y de otros parámetros y variables importantes que a continuación se describen.

El primer término de la ecuación (3.30) representa la corriente a la frecuencia fundamental ω , la cual está adelante $\pi/2$ radianes respecto al voltaje de suministro. Su amplitud \bar{I}_{ac} está dada (Apéndice B) por

$$\bar{I}_{ac} = V_{max} B_c \frac{n^2}{n^2 - 1} \quad (3.31)$$

donde V_{max} y B_c tienen el mismo significado dado anteriormente, n es la frecuencia natural del circuito en por unidad y se determina mediante la ecuación:

$$n = \sqrt{-X_c/X_L} \quad (3.32)$$

donde
$$X_c = -\frac{1}{\omega_0 C} \quad (3.33)$$

y
$$X_L = \omega_0 L \quad (3.34)$$

De la expresión (3.31) puede observarse que si el término $n^2/(n^2-1)$ se aproxima a la unidad, el valor de \bar{I}_{ac} se aproxima al valor I_{ac} expresado en la ecuación (3.26).

El término $n^2/(n^2-1)$ es un factor de magnificación, el cual es considerado para la sintonización del circuito L-C. Si hay una inductancia apreciable, n puede ser bajo (2.5 ó menor), y el factor de magnificación puede alcanzar 1.2 ó un valor más alto. En la figura 3.11 se presenta el comportamiento del factor de magnificación en función del valor de n . En la misma se observa que para valores $n > 4$ el factor de magnificación es unitario.

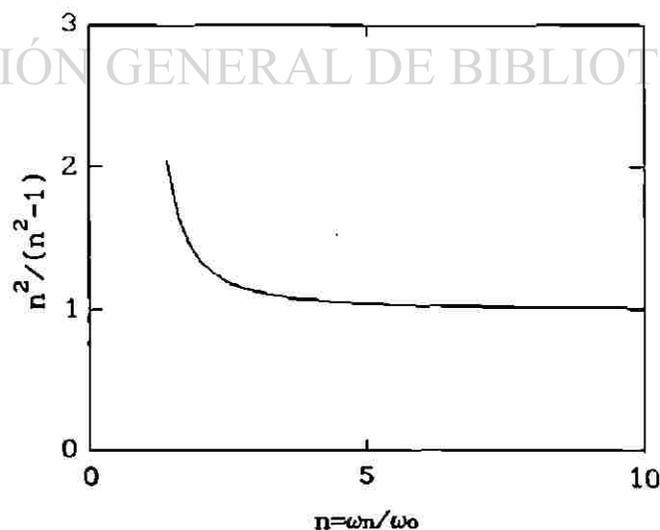


FIGURA 3.11 Factor de magnificación $n^2/(n^2-1)$.

Los últimos dos términos del lado derecho de la ecuación (3.30) representan las componentes oscilatorias de la corriente con frecuencia ω_n , siendo esta última la frecuencia natural del circuito, por tanto es posible representar estos términos como:

$$i_{osc} = -n E_c \left[V_{co} - \frac{n^2}{n^2 - 1} V_{max} \operatorname{sen} \alpha \right] \operatorname{sen} \omega_n t - \bar{I}_{ac} \cos \alpha \cos \omega_n t \quad (3.35)$$

donde
$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L C}} = n \omega_0 \quad (3.36)$$

siendo ω_0 la frecuencia fundamental.

Utilizando la ecuación (3.35), la ecuación (3.30) puede escribirse como:

$$i(t) = \bar{I}_{ac} \cos(\omega_0 t + \alpha) + i_{osc} \quad (3.37)$$

En el segundo término de la ecuación (3.30) aparece la variable V_{co} que representa el voltaje de carga inicial en el capacitor en el instante en que el tiristor es disparado para la realización de la operación de conmutación.

En la ecuación (3.37) es conveniente definir el término i_{osc} como el valor máximo que toma la componente de corriente oscilatoria i_{osc} para valores específicos de α , V_{co} , y n . La razón por la cual se define este término radica en la necesidad de compararlo con la magnitud \bar{I}_{ac} y ver las condiciones en las cuales resulta más crítica la conmutación del capacitor de la figura (3.10).

En la práctica, la resistencia del circuito causa que las componentes oscilatorias tiendan a desaparecer con el tiempo.

(a) Condiciones Necesarias para una Conmutación Libre de Transitorios

Para la conmutación libre de transitorios, las componentes oscilatorias de la corriente en la ecuación (3.30) deben ser cero. Esto puede ocurrir

unicamente cuando las siguientes condiciones son satisfechas simultáneamente:

$$(A) \cos \alpha = 0 \quad (3.38)$$

$$(B) V_{CO} = \pm V_{max} \frac{n^2}{n^2 - 1} = \mp X_c I_{ac} \quad (3.39)$$

La primera de estas significa que los tiristores deben ser disparados en una cresta positiva o negativa del voltaje de suministro. La segunda implica que el capacitor debe estar precargado al voltaje $V_{max} n^2/(n^2-1)$ con la polaridad apropiada.

La presencia de inductancia implica que para lograr una conmutación libre de transitorios el capacitor debe estar precargado a un voltaje mayor que V_{max} , de acuerdo con el factor de magnificación $n^2/(n^2-1)$. Sin embargo para valores bajos de n , este valor puede ser apreciable (ver figura 3.11).

De las condiciones anteriores, la condición (B) de precarga está estrictamente fuera de control de los circuitos de disparo ya que V_{CO} , n , y V_{max} pueden variar durante el período de no conducción antes de que los tiristores sean disparados. Por lo tanto, en general será imposible garantizar una reconexión perfecta libre de transitorios.

En la práctica la estrategia de control deberá causar que los tiristores sean disparados en una forma tal que mantenga los transitorios oscilatorios dentro de límites aceptables.

(b) Conmutación con Transitorios bajo Condiciones no Ideales

Existen algunas circunstancias en las cuales las condiciones A y B están lejos de ser satisfechas. Una es cuando el capacitor está completamente descargado, como por ejemplo cuando el compensador ha estado fuera de operación por un tiempo. Entonces $V_{CO}=0$. No hay entonces un punto en la onda de voltaje en que ambas condiciones A y B son simultáneamente satisfechas.

En el caso más general V_{CO} puede tener cualquier valor, dependiendo de las condiciones bajo las cuales la última conducción cesó y el tiempo desde

que esto ocurrió.

Las alternativas prácticas para el ángulo de disparo son (a) en el instante en que $v=V_{CO}$, resultando $\text{sen } \alpha = V_{CO}/V_{\text{max}}$; y (b) cuando $dv/dt=0$, cuando $\text{cos } \alpha=0$. La primera de estas no se podrá lograr si el capacitor esta precargado a un voltaje superior a V_{max} .

La amplitud I_{osc} de la componente oscilatoria de corriente puede ser determinada de la ecuación (3.30) por las dos alternativas de ángulo de disparo. En las figuras (3.12) y (3.13) se muestra el valor de I_{osc} relativo a \bar{I}_{ac} como función de V_{CO} y n , para cada uno de los dos ángulos de disparo.

Las curvas mostradas en estas dos figuras fueron obtenidas mediante simulaciones. La diferencia en la obtención de las curvas para ambas figuras radica en la forma de evaluar el ángulo de disparo α .

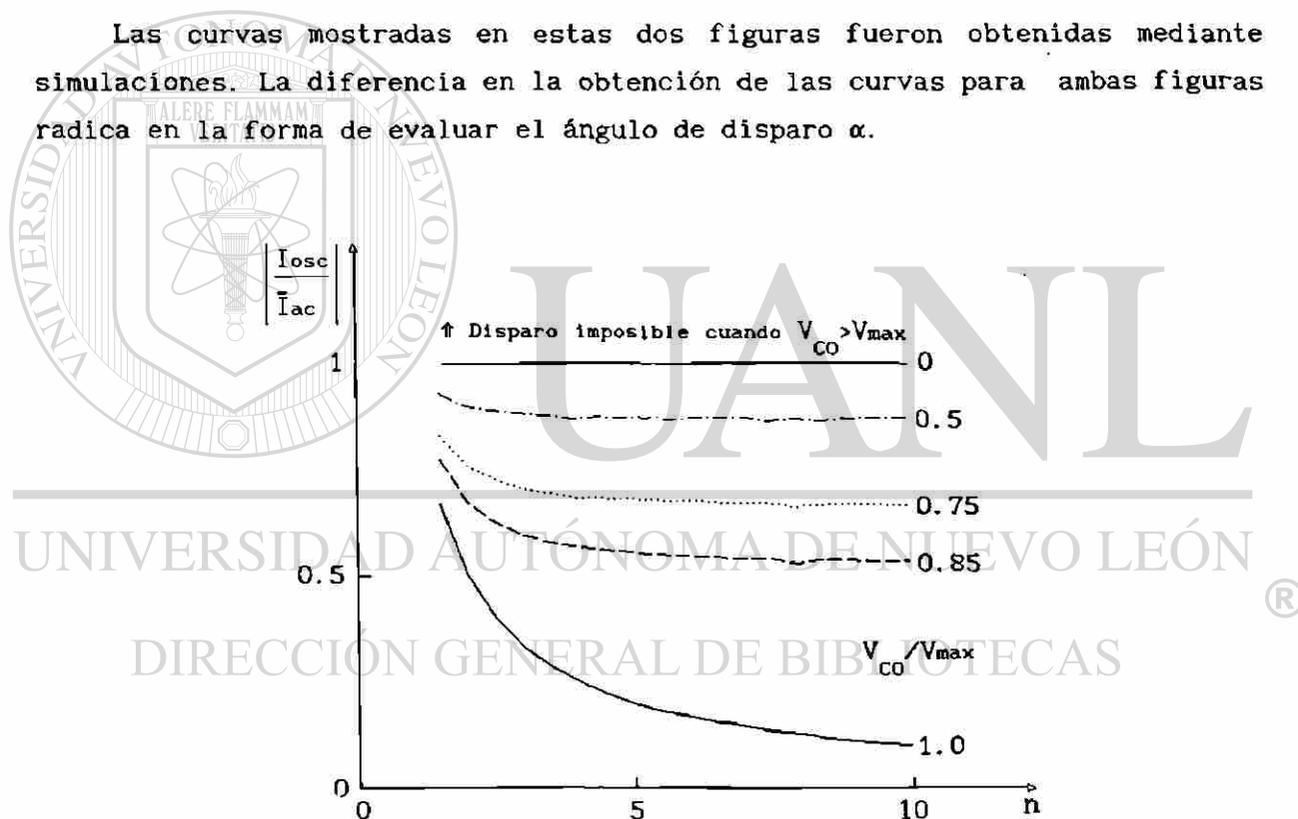


FIGURA 3.12 Amplitud de la componente de corriente oscilatoria . Tiristores disparados cuando $v=V_{CO}$.

De estas figuras es aparente que si V_{CO} es exactamente igual a V_{max} , la componente oscilatoria de corriente no es cero y tiene la misma amplitud para ambos ángulos de disparo, para diferentes valores de la frecuencia natural n .

Para cualquier valor de V_{CO} menor que $V_{m\acute{a}x}$, disparando con $v = V_{CO}$ siempre da la mas pequena componente oscilatoria cualquiera que sea el valor de n , esto puede observarse al comparar la figura 3.12 con la figura 3.13.

En la figura 3.13 aparecen dos casos particulares en los cuales se tiene una conmutación libre de transitorios, uno corresponde a las condiciones de $V_{CO}/V_{m\acute{a}x} = 1.125$ y $n = 3$, el otro corresponde a las condiciones de $V_{CO}/V_{m\acute{a}x} = 1.09$ y $n = 3.5$. Estos casos son poco probables de presentarse ya que las condiciones necesarias que se requieren estn fuera de control de los circuitos de disparo.

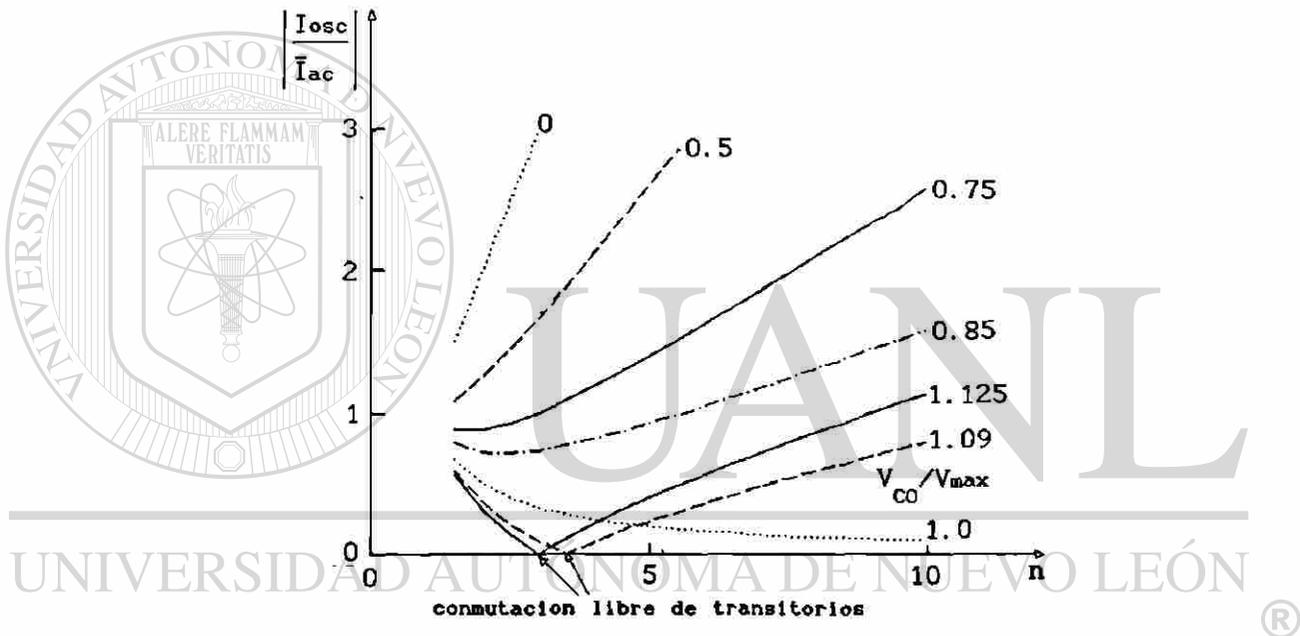


FIGURA 3.13 Amplitud de la componente de corriente oscilatoria. Tiristores disparados cuando $dv/dt=0$.

3.3.4 Conmutación de un capacitor descargado^[1]

En este caso $V_{co}=0$. Las dos alternativas de ángulo de disparo analizadas son; (a) cuando $v=V_{co}=0$ y (b) cuando $dv/dt=0$ ($\cos \alpha=0$). Con la primera alternativa unicamente la condición B es satisfecha (ec. 3.39). De la ecuación (3.30) puede observarse que con la segunda alternativa (disparo en

que $dv/dt=0$) la componente oscilatoria de corriente es más grande que con la primera alternativa (disparo en el que $v=V_{co}=0$).

Enseguida se muestra un ejemplo de conmutación de un capacitor descargado basado en el circuito de la figura 3.14, las reactancias son seleccionadas de modo que $\bar{I}_{ac}=1$ p.u. y la frecuencia natural está dada por $n=\sqrt{X_c/(X_s+X_t)}=3.32$ p.u.

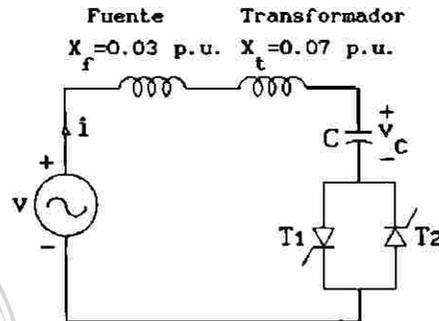


FIGURA 3.14 Circuito utilizado para ejemplificar la conmutación de un capacitor descargado.

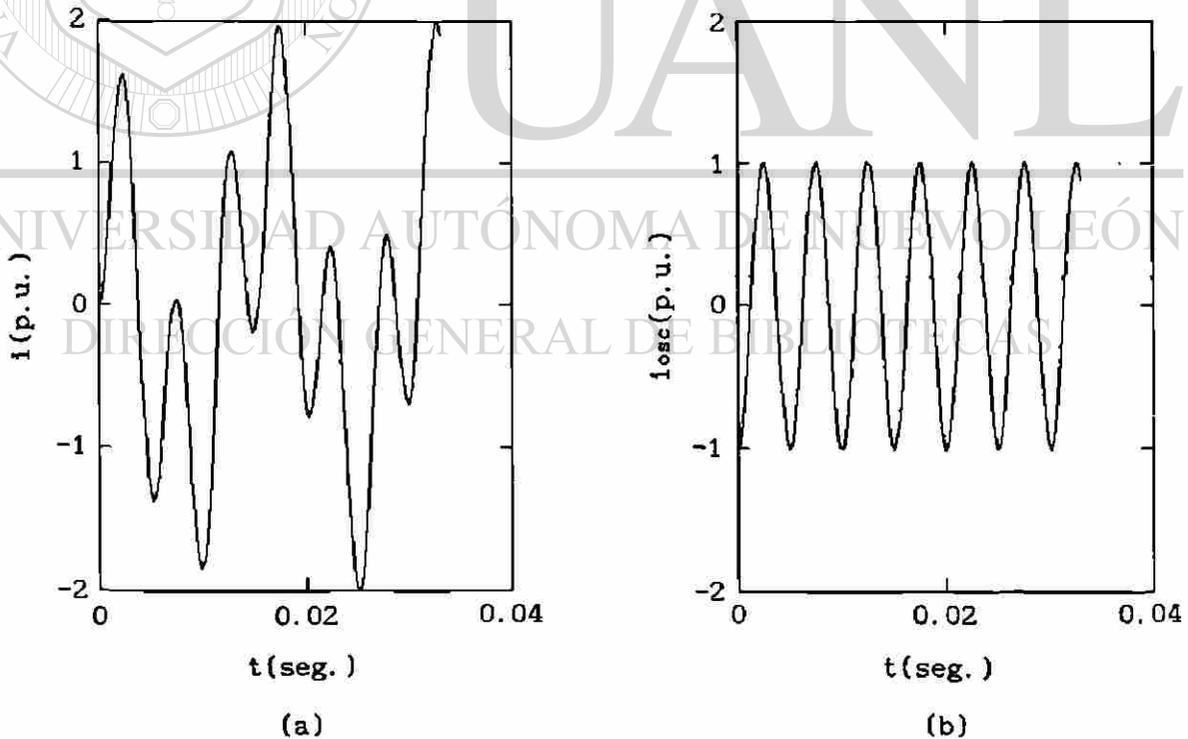
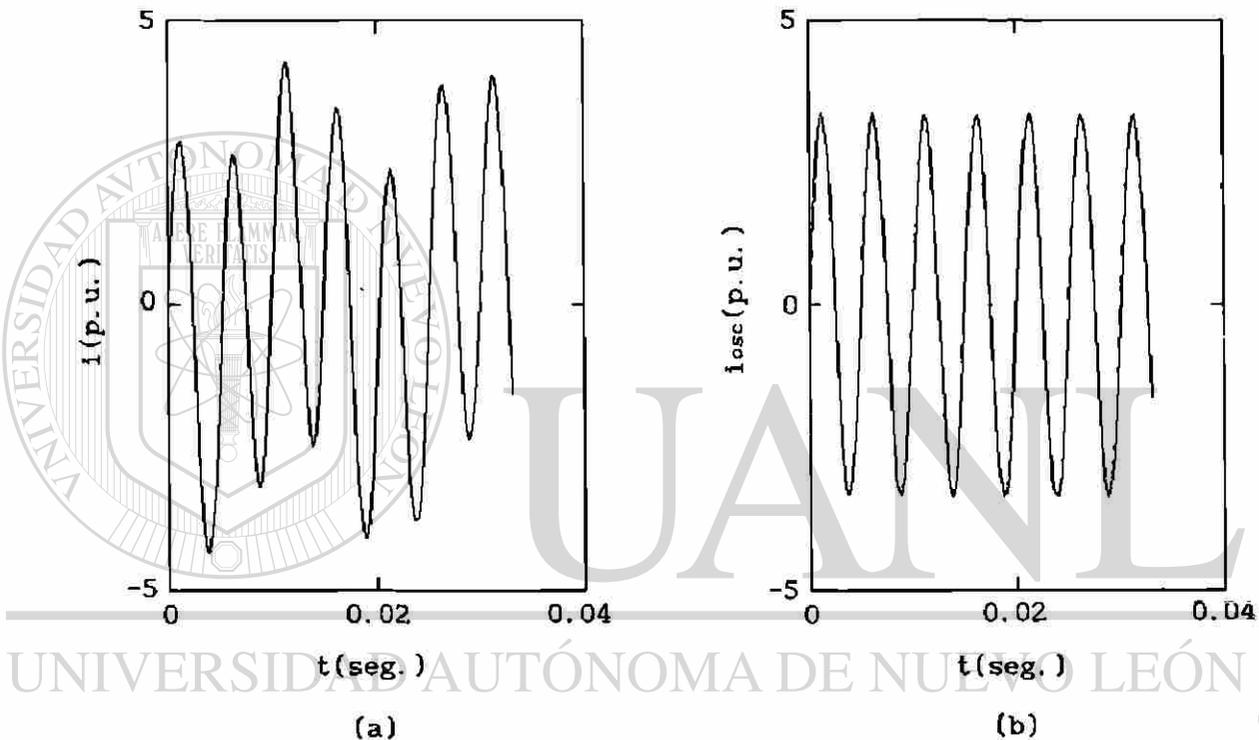


FIGURA 3.15 Conmutación con transitorios de un capacitor descargado. Disparo cuando $v=V_{co}=0$. (a) Corriente total. (b) Componente oscilatoria.

Con la alternativa (a), la amplitud de componente oscilatoria de corriente es exactamente igual a \bar{I}_{ac} . Con la alternativa (b) la componente oscilatoria tiene la amplitud $n\bar{I}_{ac}$ y se tienen valores más altos de corriente. En la figura 3.15.a se muestra la corriente i que circula en el circuito de la figura 3.14 para la alternativa en la que el ángulo de disparo α ocurre cuando $v=V_{co}=0$. Asimismo en la figura 3.15.b se muestra la componente oscilatoria de la corriente mostrada en la figura 3.15.a.



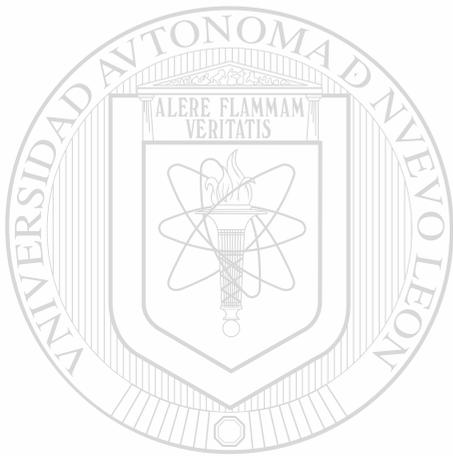
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

FIGURA 3.16 Conmutación con transitorios de un capacitor descargado. Disparo cuando $dv/dt=0$. (a) Corriente total. (b) Componente oscilatoria.

En la figura 3.16.a se muestra la corriente i para el caso en el que el disparo ocurre cuando $dv/dt=0$. En la figura 3.16.b se muestra la componente de corriente oscilatoria correspondiente a la corriente mostrada en la figura 3.16.a.

Analizando ambas figuras (3.15 y 3.16) se observa que la corriente total i mostrada en la figura 3.15 (alternativa (a)) tiene una forma más

distorsionada que la que se muestra en la figura 3.16 (alternativa (b)). Asimismo se observa que la componente de corriente oscilatoria i_{osc} mostrada en la figura 3.16 es n veces mayor que la mostrada en la figura 3.15. Por lo tanto se concluye que con la alternativa de disparo de tiristores cuando $v=V_{co}$ se tiene menores valores de corriente transitoria que disparando los tiristores cuando $dv/dt=0$ excepto para el caso $n=1$ el que para ambas alternativas existe un mismo valor de corriente transitoria.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

4 COMPENSADORES ESTATICOS DE VARS TRIFASICOS

4.1 INTRODUCCION

Los compensadores trifásicos básicamente están constituidos por tres unidades monofásicas que pueden ser conectadas en delta ó en estrella. Estos compensadores son llamados CEV's de seis pulsos debido al número de tiristores que operan en un período de la onda de corriente. Sin embargo, debido a las necesidades de reducir el problema de la generación de armónicas y de tener una compensación capacitiva continua se han desarrollado nuevas configuraciones basadas en compensadores RCT y CCT de seis pulsos. De este modo han surgido compensadores RCT de doce pulsos y el compensador híbrido CCT/RCT. Una ventaja de este tipo de CEV's es la menor generación de armónicas que con esquemas de seis pulsos y además se logra tener ambos tipos de compensación reactiva (capacitiva e inductiva) en forma continua.

4.2 EL RCT DE SEIS PULSOS

El RCT de seis pulsos está formado por tres unidades monofásicas conectadas en delta como se muestra en la figura 4.1. Para este tipo de arreglo se tienen 6 tiristores en operación correspondiendo 2 tiristores a cada fase, para cada fase se utiliza dos pulsos (en un período) para el control de disparo de los tiristores. La separación de los reactores en cada fase proporciona protección extra al tiristor si se presenta una falla en un reactor.

En esquemas reales, en cada fase del RCT se conectan dos grupos de tiristores. Un grupo está conectado de tal forma que sus tiristores conducen en una determinada dirección y el otro grupo conduce en dirección opuesta. Esto también se aplica a los otros tipos de compensadores que se analizan en este capítulo.

En los diagramas esquemáticos que se presentan en esta sección para los diferentes tipos de CEV's, un tiristor representará al grupo de tiristores conectados en paralelo.

Para analizar la operación del RCT de seis pulsos se asume que las tres unidades monofásicas son idénticas, que los voltajes aplicados son balanceados, que la conmutación es simétrica respecto a los medios ciclos positivos y negativos, y que los ángulos de disparo son iguales.

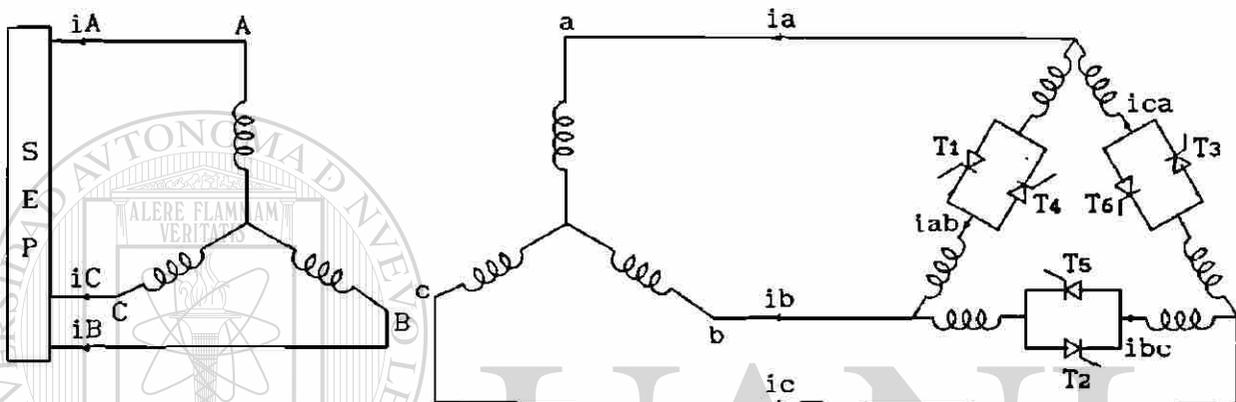


FIGURA 4.1 Compensador estático tipo RCT de seis pulsos.

De acuerdo con la figura 4.1 se especifican los voltajes de línea aplicados al RCT como.

$$v_{ab} = V_{\max} \text{ sen } \omega t \quad (4.1)$$

$$v_{bc} = V_{\max} \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3) \quad (4.2)$$

$$v_{ca} = V_{\max} \text{ sen } (\omega t - 4\pi/3) \quad (4.3)$$

La ecuación de la corriente que circula a través de un tiristor y que es expresada por la ecuación (3.1) se cumple para cada uno de los tiristores del arreglo mostrado en la figura 4.1. Sin embargo, como el ángulo de disparo de cada tiristor es medido con relación al primer instante en que aparece su voltaje de polarización hacia adelante, entonces, al haber defasamiento entre los voltajes aplicados a las ramas del arreglo delta, se tiene un defasamiento similar en los instantes de disparo de los tiristores y por lo tanto en las corrientes generadas en cada rama de la delta.

En general, la conexión del secundario del transformador mostrado en la figura 4.1 puede ser estrella ó delta.

Para el RCT mostrado en la figura 4.1 se presentan resultados de simulación, asumiendo una relación de transformación nominal de $400/\sqrt{3}$ KV. / $14.5/\sqrt{3}$ KV. y una capacidad máxima de 100 MVAR.

Los resultados de la simulación se obtuvieron con un simulador computacional que se desarrolló y utilizando rutinas de un paquete comercial. Los datos de entrada para al simulador son: La relación de transformación nominal, la capacidad nominal de reactivos del CEV y el ángulo de disparo α de los tiristores. Los resultados de la simulación son; las corrientes de fase en cada rama del RCT, las corrientes de línea a la salida del RCT (en el secundario del transformador), las corrientes de línea en el primario del transformador y los espectros de frecuencia de las corrientes. Cada espectro representa el valor rms de cada armónica respecto al valor de la fundamental.

En la figura 4.2 se muestran las formas de onda de los voltajes aplicados al RCT, en la misma figura se muestran las corrientes de fase del RCT para un ángulo de disparo $\alpha=3\pi/4=135^\circ$. En esta figura puede observarse que para las tres fases corresponde una misma forma de onda de corriente y que el defasamiento relativo entre estas tres corrientes es de 120° . A su vez cada una esta defasada 90° en atraso respecto al voltaje de fase correspondiente.

En las figuras 4.3.a y 4.3.b se muestran respectivamente las corrientes de línea a la salida del RCT (en el secundario del transformador) y las corrientes de línea que circulan en el primario del transformador.

Para las corrientes mostradas en la figura 4.2 el(los) rango(s) de conducción para cada tiristor asociado con su ángulo de disparo se el mostrado en la Tabla 2.

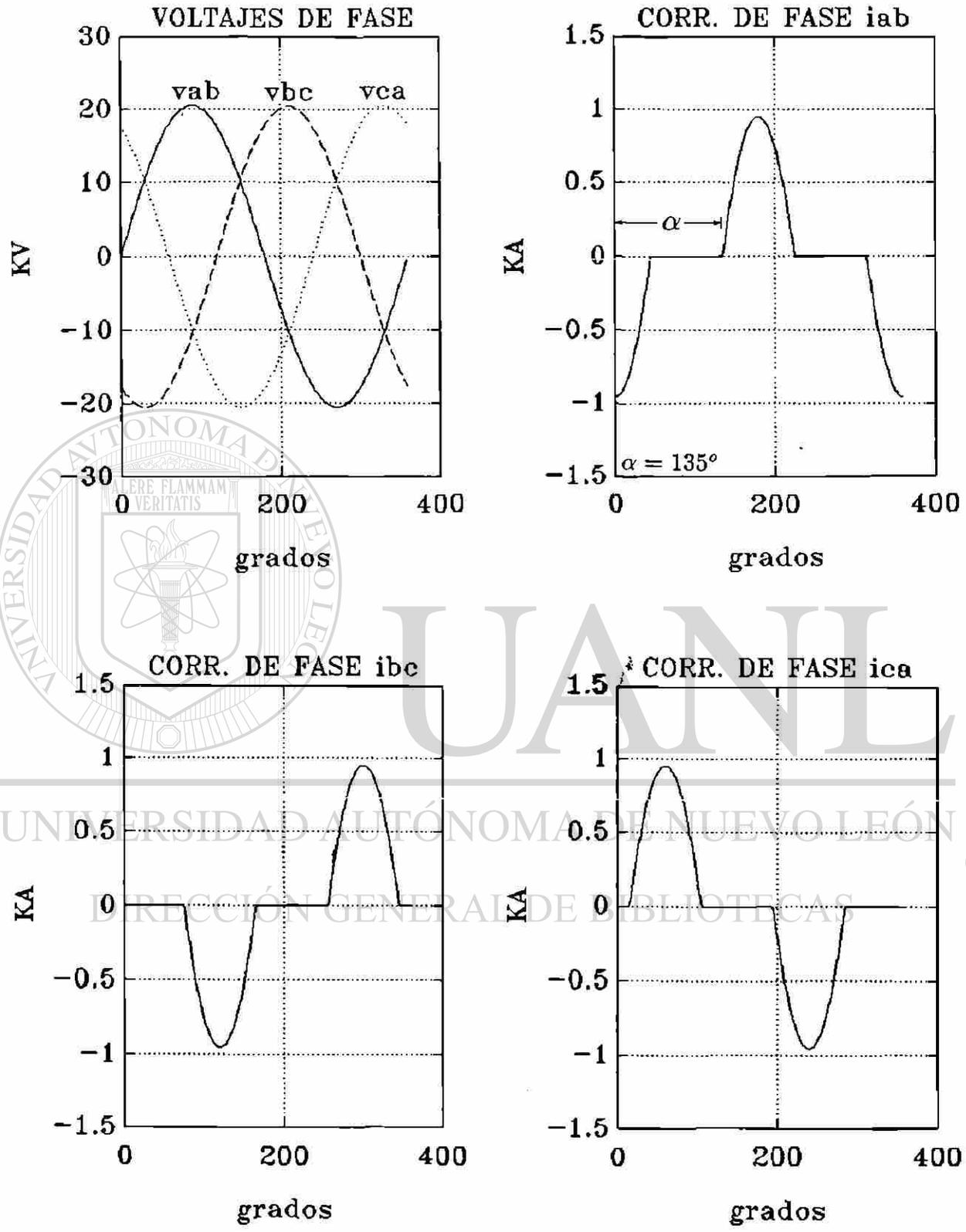


FIGURA 4.2 Voltajes y corrientes de fase del RCT de la fig. 4.1 para un ángulo de disparo $\alpha=135^\circ$.

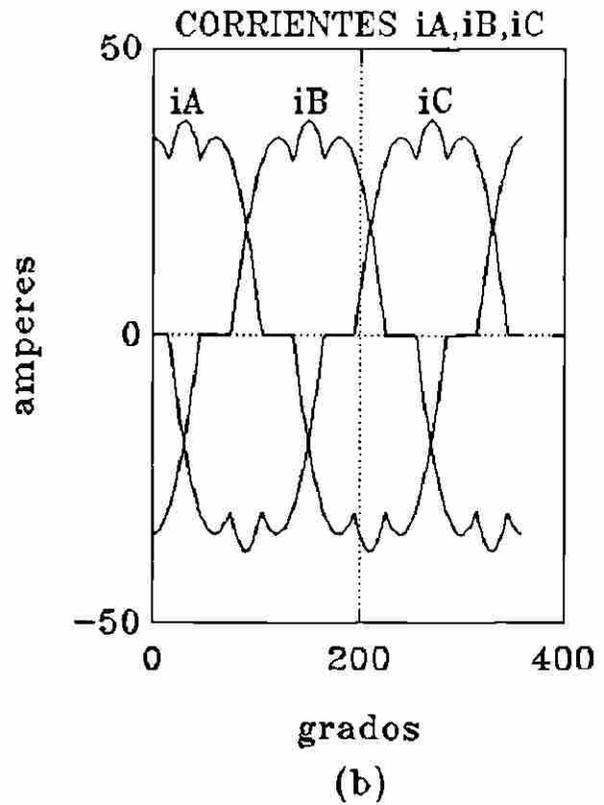
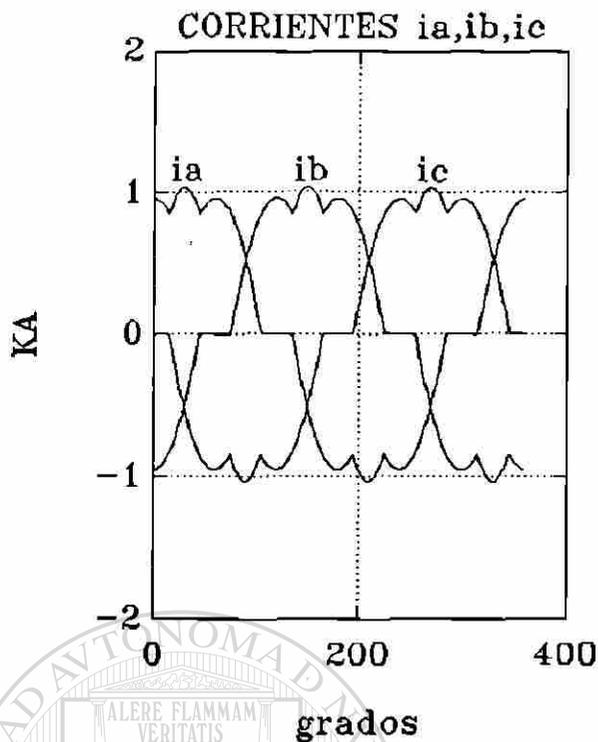


Figura 4.3 (a) Corrientes de línea a la salida del RCT de la figura 4.1 y (b) Corrientes de línea que inyecta a la red para un ángulo de disparo $\alpha=135^\circ$.

TABLA 2

Rangos de conducción de los tiristores del RCT de la fig. 4.1. ($\alpha=135^\circ$)*

Corriente	Tiristor	Rango de conducción	Ángulo de disparo
i _{ab}	T ₄	$0 \leq \omega t \leq \pi/4$	$\alpha_4 = \alpha_1 - \pi$
	T ₁	$3\pi/4 \leq \omega t \leq 5\pi/4$	$\alpha_1 = 3\pi/4$
	T ₄	$7\pi/4 \leq \omega t \leq 2\pi$	$\alpha_4 = \alpha_1 + \pi$
i _{bc}	T ₅	$5\pi/12 \leq \omega t \leq 11\pi/12$	$\alpha_5 = \alpha_1 + \pi(2/3 - 1)$
	T ₂	$17\pi/12 \leq \omega t \leq 23\pi/12$	$\alpha_2 = \alpha_1 + 2\pi/3$
i _{ca}	T ₃	$\pi/12 \leq \omega t \leq 7\pi/12$	$\alpha_3 = \alpha_1 + \pi(1/3 - 1)$
	T ₆	$13\pi/12 \leq \omega t \leq 19\pi/12$	$\alpha_6 = \alpha_1 + \pi/3$

* Los ángulos de disparo de los tiristores T₂, T₃, T₄, T₅, T₆ toman como referencia el ángulo de disparo del tiristor T₁.

Finalmente en la figura 4.4 se muestra la corriente de línea i_A que el compensador inyecta a la red para diferentes ángulos de disparo. Debe observarse que conforme el ángulo de disparo α se incrementa la corriente que inyecta el compensador a la red tiene mayor distorsión.

Puede concluirse de las graficas anteriores; que controlando el ángulo de disparo de los tiristores se controla la corriente que el RCT inyecta a la red.

4.2.1 Armónicas en un RCT de seis pulsos

El arreglo común para el RCT es el que utiliza tres unidades monofásicas conectadas en delta, como en la figura 4.1. Bajo condiciones balanceadas, todas las armónicas de orden tres y sus múltiplos circulan en la delta y no están presentes en las corrientes de línea. Por tanto estas armónicas no penetran al sistema. Las armónicas que se inyectan a la red son del orden $(6n \pm 1)$.

Para el RCT trifásico de seis pulsos mostrado en la figura 4.1. La serie de Fourier correspondiente a cada corriente es de la forma:

$$i_{ab}(t) = \sum_k^{\infty} i'_k \cos(k2\pi f_0 t) \quad (4.4)$$

$$i_{bc}(t) = \sum_k^{\infty} i'_k \cos(k2\pi f_0 t) + i''_k \text{sen}(k2\pi f_0 t) \quad (4.5)$$

$$i_{ca}(t) = \sum_k^{\infty} i'_k \cos(k2\pi f_0 t) + i''_k \text{sen}(k2\pi f_0 t) \quad (4.6)$$

$$k=2n-1, n=1, 2, 3, \text{etc.}$$

donde i'_k e i''_k son análogos a los terminos a_n y b_n de la ecuación (3.12).

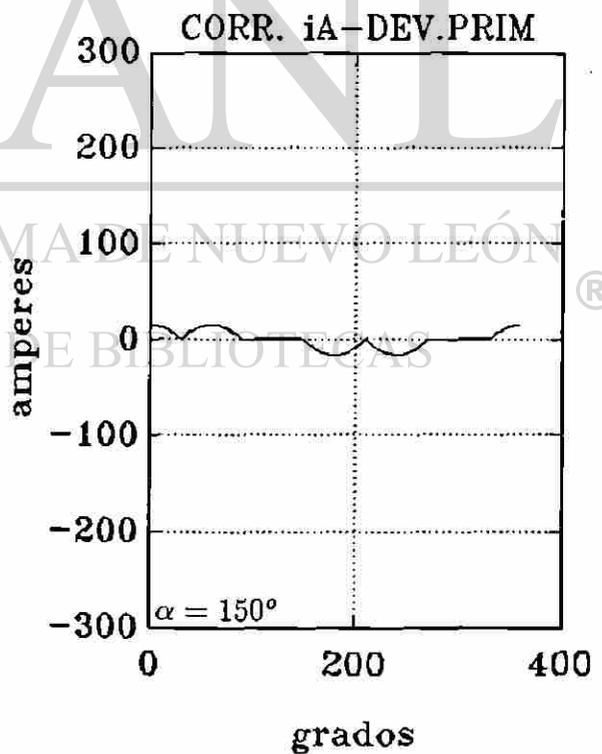
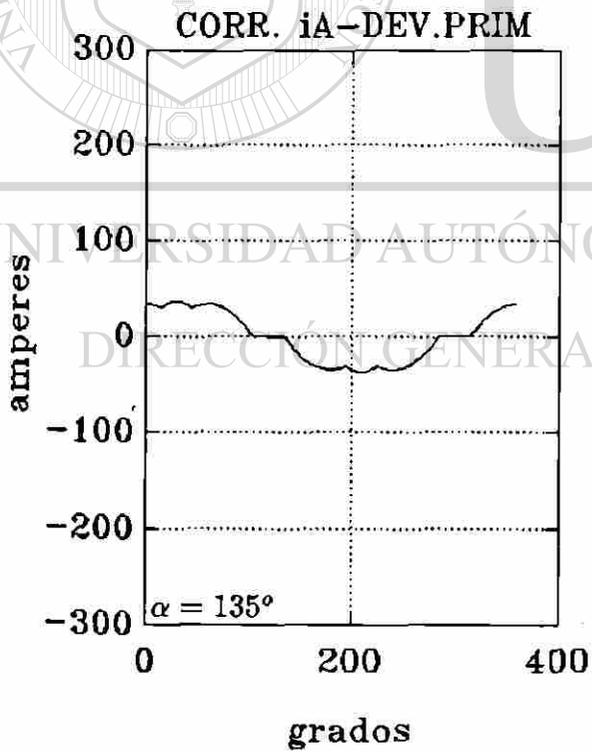
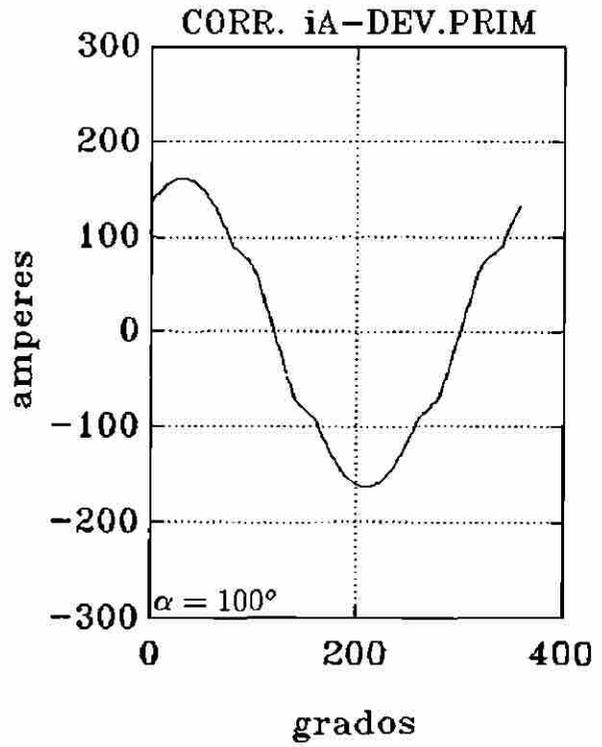
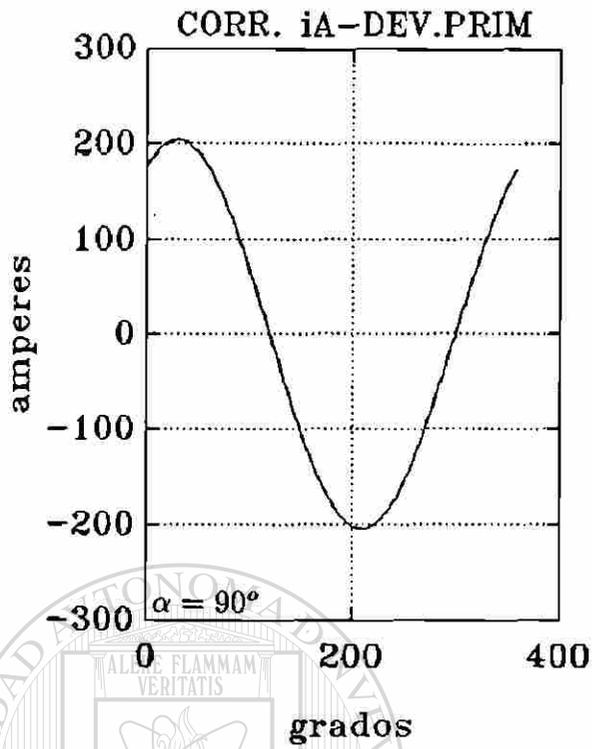


FIGURA 4.4 Formas de onda de la corriente de línea iA que el compensador de la figura 4.1 inyecta a la red para diferentes ángulos de disparo.

Debe observarse que la serie de Fourier de las corrientes i_{bc} e i_{ca} incluye armónicas impares en términos de las funciones coseno y seno, la corriente i_{ab} incluye únicamente funciones coseno. Esta diferencia radica en el defasamiento que existe en las corrientes i_{bc} e i_{ca} respecto a la corriente i_{ab} .

El defasamiento de las componentes fundamentales así como las componentes armónicas de corriente (excepto las de secuencia cero) generadas en cada fase del RCT es de 120° .

En la figura 4.5 se muestra el espectro de frecuencia de la corriente de la fase i_{ab} y la corriente de línea i_a para el RCT de la figura 4.1, para un ángulo de disparo $\alpha=135^\circ$.

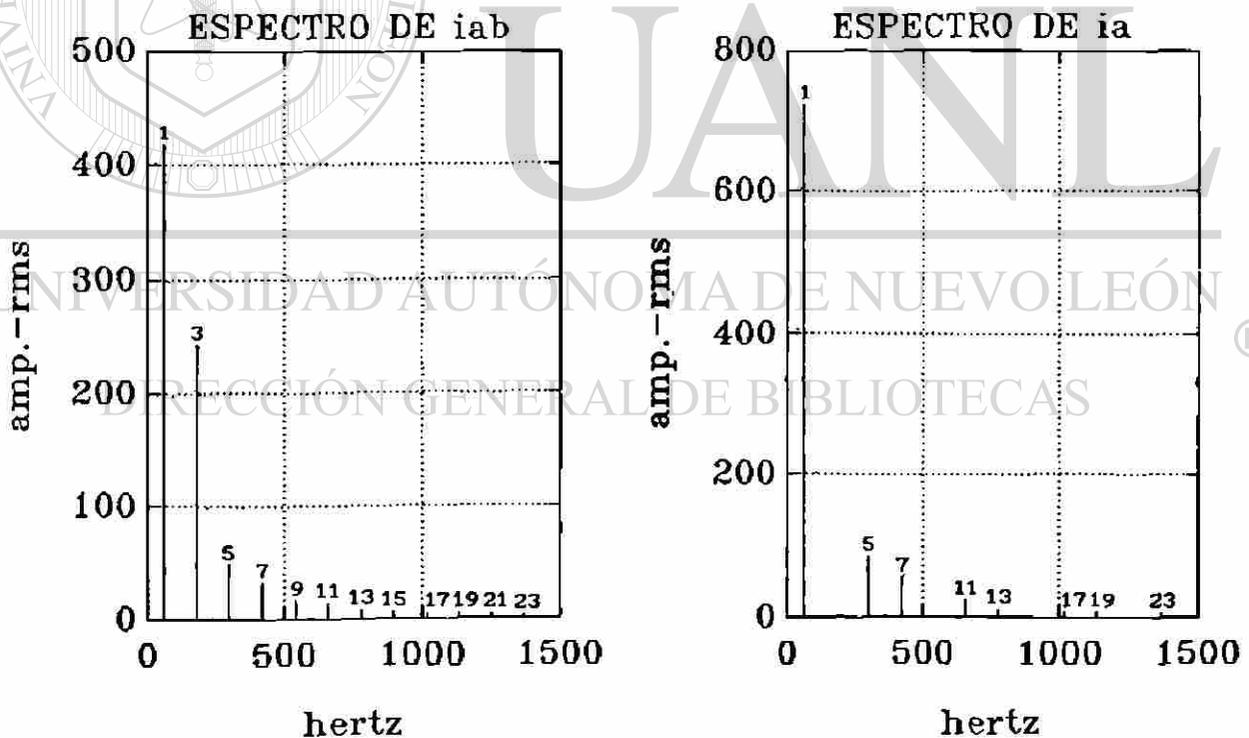


FIGURA 4.5 Espectros de frecuencia de la corriente i_{ab} e i_a del RCT de la figura 4.1 para un ángulo de disparo $\alpha=135^\circ$.

En la figura 4.6 se muestra el espectro de frecuencia de la corriente de línea i_A que circula en el primario del transformador y que se inyecta al sistema. Los espectros de las figuras 4.5 y 4.6 así como los que se muestran en figuras posteriores brindan información hasta la armónica de orden 25.

Al considerar el sistema balanceado los espectros de frecuencia de las corrientes de fase i_{bc} e i_{ca} son iguales al de i_{ab} , lo mismo puede decirse de los espectros de las corrientes i_b e i_c respecto a la corriente i_a .

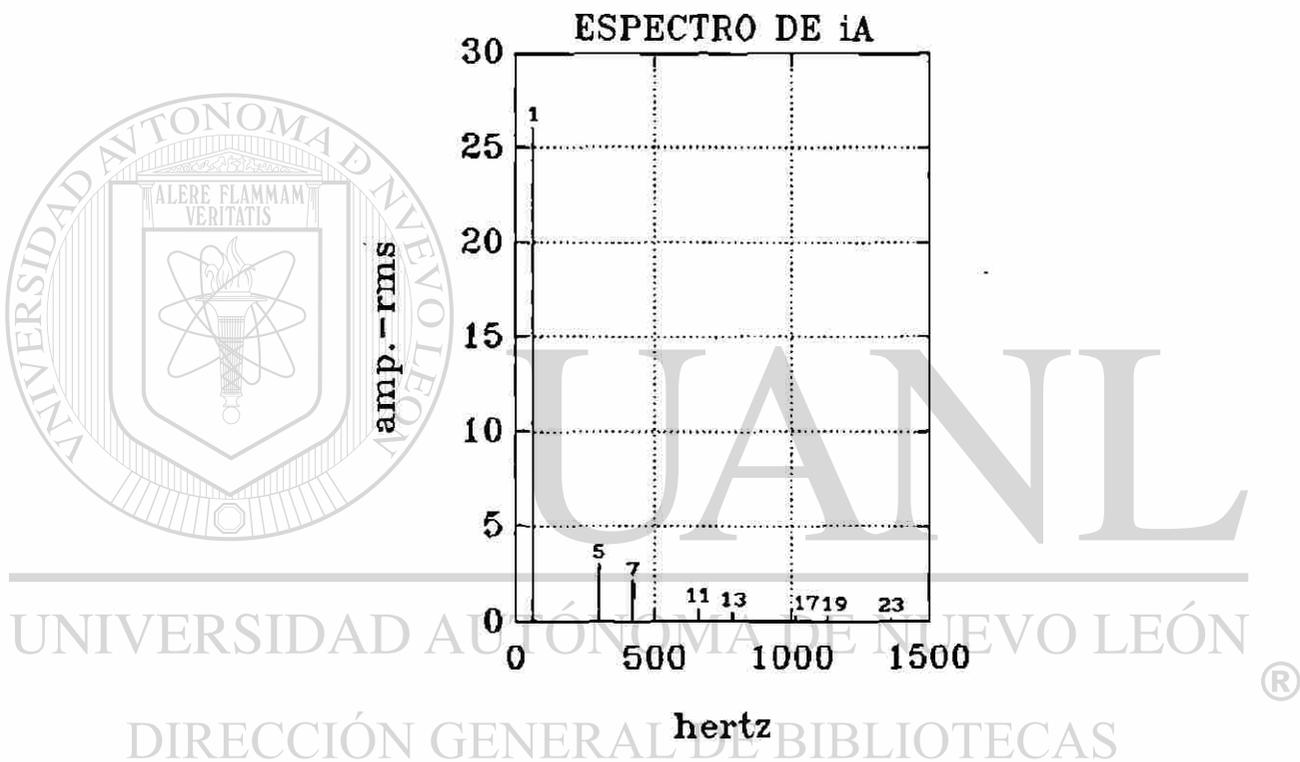


FIGURA 4.6 Espectro de frecuencia de la corriente i_A mostrada en la figura 4.3.b.

Analizando la figura 4.5.a. se observa que todas las corrientes armónicas de orden impar están presentes en la corriente i_{ab} . Por otro lado, en la figura 4.5.b. se nota que la corriente armónica de orden tres y sus múltiplos están ausentes, esto se debe a la conexión delta del RCT que permite que las armónicas de orden tres y sus múltiplos, presentes en las corrientes de fase, se anulen al sumarse nodalmente y no estén presentes en las corrientes de línea.

En la Tabla 3 se presenta los valores rms de la componente fundamental y de las armónicas mostradas en la figura 4.5.a para la corriente i_{ab} . Información similar se presenta en las Tablas 4 y 5 para el espectro de frecuencia de la corriente i_a de la fig. 4.5.b y para el espectro de frecuencia de la corriente i_A mostrado en la figura 4.6. Los valores rms presentes en las tablas pueden compararse con el valor de la corriente i_A que el compensador inyecta a la red en conducción completa y que corresponde a un valor de 144.34 amperes.

TABLA 3

Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.5.a.

Orden	Amp. (rms)
1	417.6
3	244.0
5	48.9
7	34.9
9	16.3
11	13.4
13	8.1
15	7.0
17	4.9
19	4.4
21	3.2
23	2.9
25	2.3

TABLA 4

Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.5.b.

Orden	Amp. (rms)
1	723.4
5	84.5
7	60.4
11	23.1
13	14.0
17	8.3
19	7.5
23	5.1
25	3.9

TABLA 5

Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.6.

Orden	Amp. (rms)
1	26.2
5	3.1
7	2.2
11	0.8
13	0.5
17	0.3
19	0.3
23	0.2
25	0.1

4.2.2 Diagrama de flujo del simulador del RCT de seis pulsos

Se presenta en una forma general el diagrama de flujo del simulador utilizado para el análisis del RCT de seis pulsos de la figura 4.1.

Este simulador, así como los correspondientes a los otros compensadores estáticos se desarrollaron mediante el uso del paquete computacional MATLAB. Las rutinas utilizadas en el simulador permiten el despliegado de gráficas en pantalla y el cálculo de la transformada rápida de Fourier de una función periódica discreta. Esta última rutina se emplea para calcular los espectros de frecuencia de las corrientes.

A continuación se describen los puntos relevantes del diagrama de flujo que se muestra en la figura 4.7.

- 1.- Lectura de datos del CEV. Se requieren como datos de lectura: la relación de transformación nominal del transformador de reducción, la capacidad nominal de reactivos del CEV, el ángulo de disparo α de los tiristores y un valor numérico que se asigna a una variable (cte) que representa el número de puntos en que se discretizan las corrientes calculadas durante la simulación.

- 2.- Después de capturar los datos de entrada se procede al cálculo de las corrientes de fase en cada una de las ramas del RCT. Para cada corriente existe un vector que representa la discretización de la misma en un período.

- 3.- En base a las corrientes calculadas en la etapa anterior, se calculan las corrientes de línea a la salida del RCT (en el devanado secundario del transformador de reducción).

- 4.- Las corrientes de línea en el devanado primario del transformador se obtienen reflejando las corrientes presentes en el devanado secundario.

5.- Se calculan los espectros de frecuencia de las corrientes i_{ab} , i_a e i_A .

6.- Finalmente en la última etapa del simulador se presenta el desplegado en pantalla de las gráficas de corrientes y espectros de frecuencia.

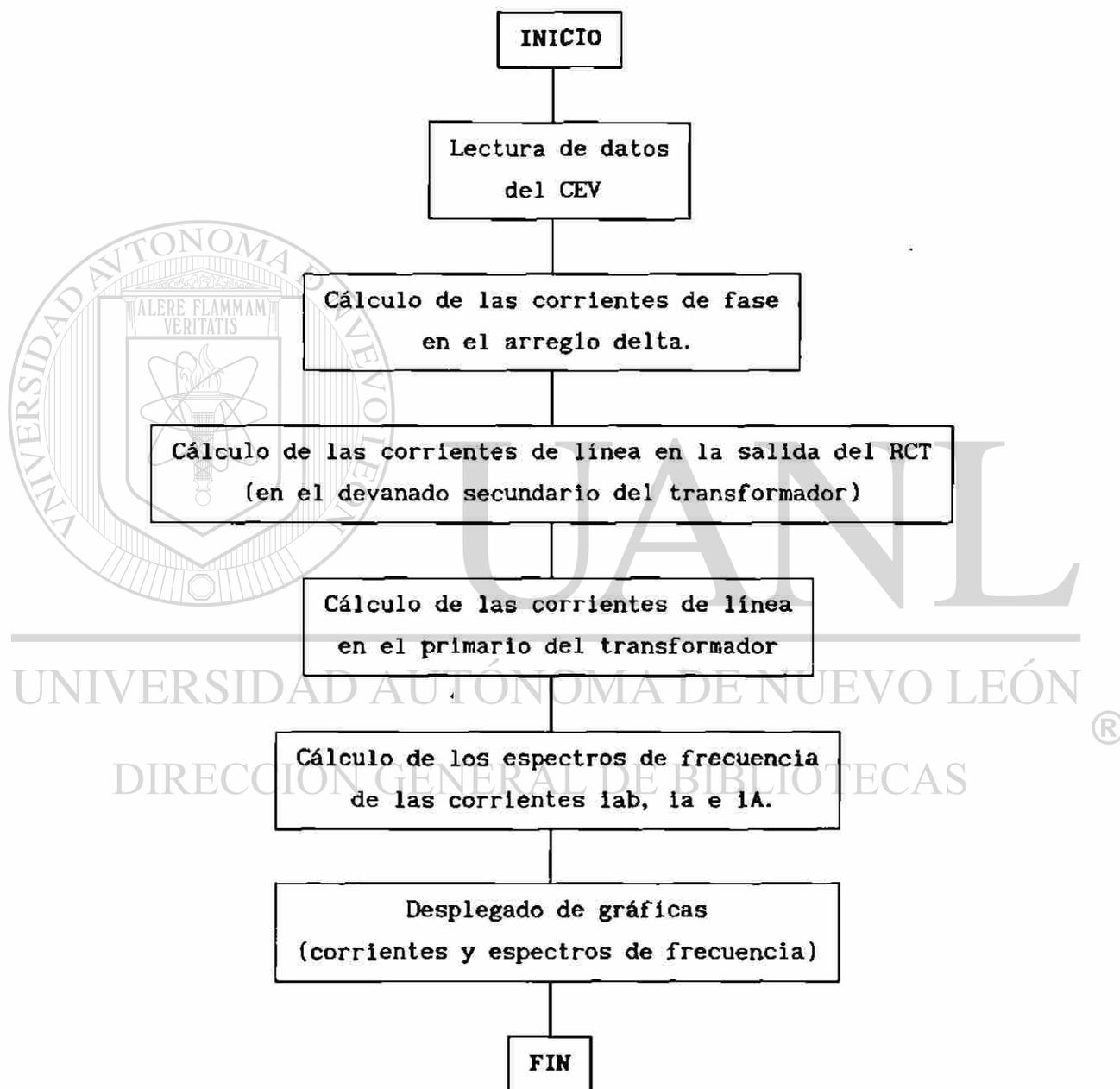


FIGURA 4.7. Diagrama de flujo del simulador del RCT de seis pulsos.

4.3 EL CCT DE SEIS PULSOS

El CCT trifásico está formado por tres unidades monofasicas que pueden estar conectadas en delta ó en estrella. En este tipo de arreglos también se tienen 6 grupos de tiristores en operación correspondiendo 2 grupos de tiristores a cada fase.

Para el análisis de la operación del CCT trifásico se asume que las tres unidades monofásicas son idénticas, no se considera inductancia serie, se considera que los voltajes aplicados son balanceados y que la conmutación es simétrica respecto a los medios ciclos positivos y negativos. De esta forma el disparo de los tiristores se realiza en el valor pico del voltaje correspondiente a la fase a la cual se encuentra cada uno de ellos.

En la figura 4.8 se muestra el esquema de un CCT trifásico (de seis pulsos) conectado en delta. En este caso las corrientes presentan un defasamiento natural de 90° en adelantó respecto al voltaje de fase aplicado a la rama.

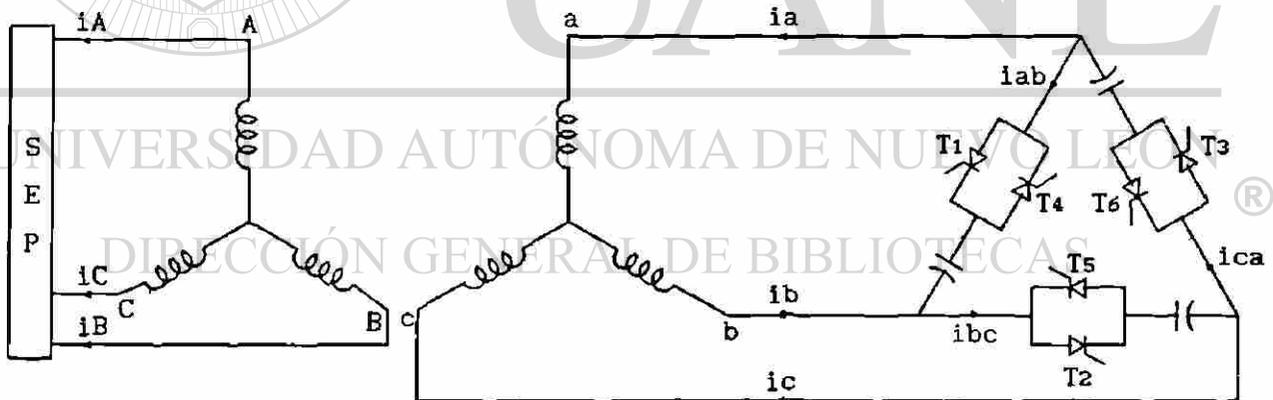


FIGURA 4.8 Compensador estático tipo CCT de seis pulsos.

Considerando el caso ideal, las corrientes de fase quedan expresadas como:

$$i_{ab} = I_{\max} \text{sen}(\omega t + \pi/2) \quad (4.7)$$

$$i_{bc} = I_{\max} \sin(\omega t - \pi/6) \quad (4.8)$$

$$i_{ca} = I_{\max} \sin(\omega t - 5\pi/6) \quad (4.9)$$

asimismo las corrientes de línea se expresan como:

$$i_a = \sqrt{3} I_{\max} \sin(\omega t + \pi/3) \quad (4.10)$$

$$i_b = \sqrt{3} I_{\max} \sin(\omega t - \pi/3) \quad (4.11)$$

$$i_c = \sqrt{3} I_{\max} \sin(\omega t + \pi) \quad (4.12)$$

El valor rms de las corriente de fase y de línea se define respectivamente como:

$$I_{\text{rms}_f} = I_{\max}/\sqrt{2} \quad (4.13)$$

$$I_{\text{rms}_l} = \sqrt{3} I_{\text{rms}_f} \quad (4.14)$$

Considerando una conmutación sin transitorios en cada una de las ramas del CCT, el comportamiento es equivalente a tener conectada una carga de igual magnitud sin el empleo de tiristores.

En la figura 4.9.b se muestran las corrientes de fase y en la figura 4.9.c las corrientes de línea (en el secundario del transformador) durante la operación del CCT de la figura 4.8. Asimismo, en la figura 4.9.c se muestran las corrientes que circulan en el devanado primario y que son inyectadas a la red. Se asume una capacidad de 100 MVAR para el compensador y una relación de transformación nominal igual a la que se especificó para el compensador de la figura 4.1.

Para las corrientes mostradas en la figura 4.9.b el(los) rango(s) de conducción para cada tiristor asociado con su respectivo ángulo de disparo se presentan en la Tabla 6.

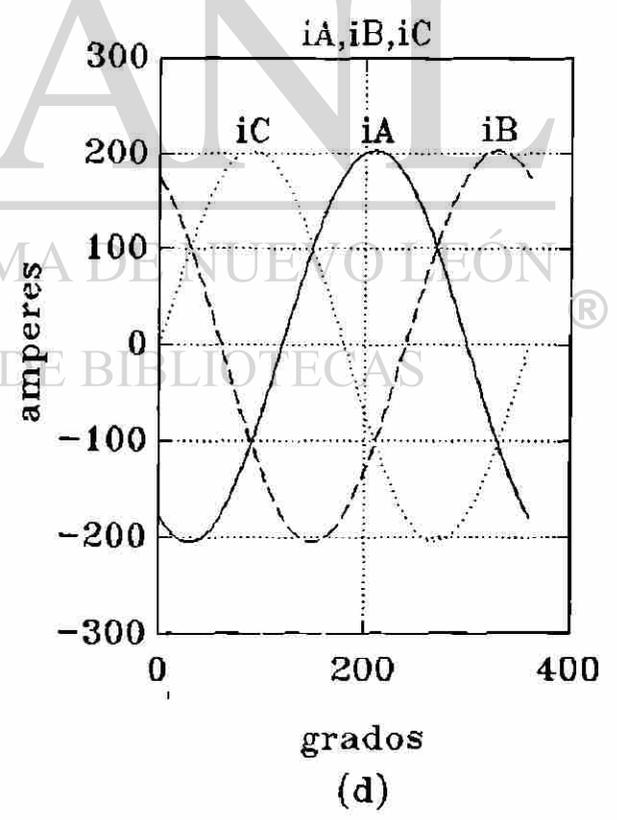
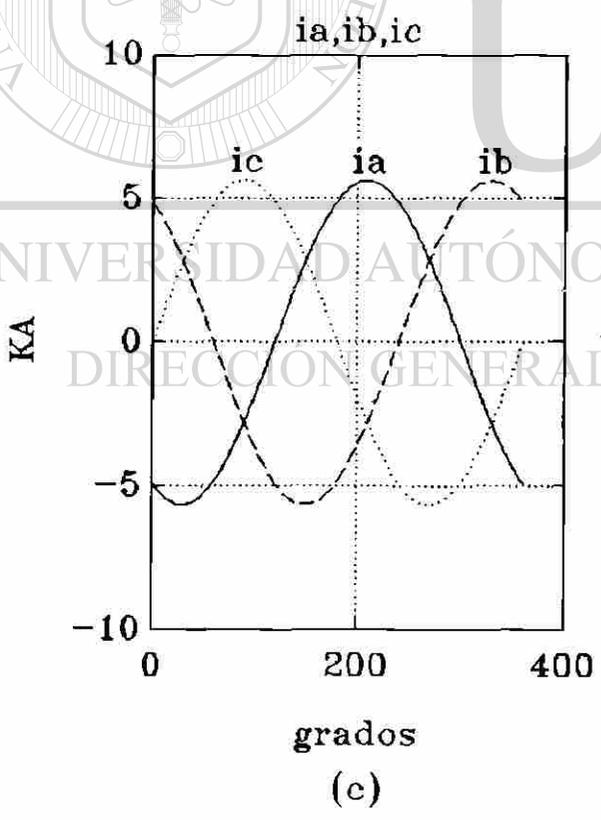
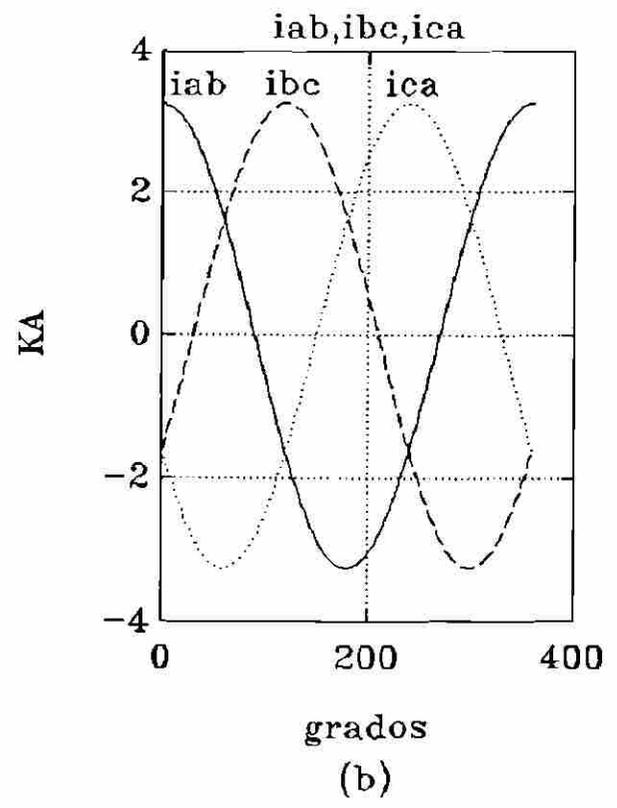
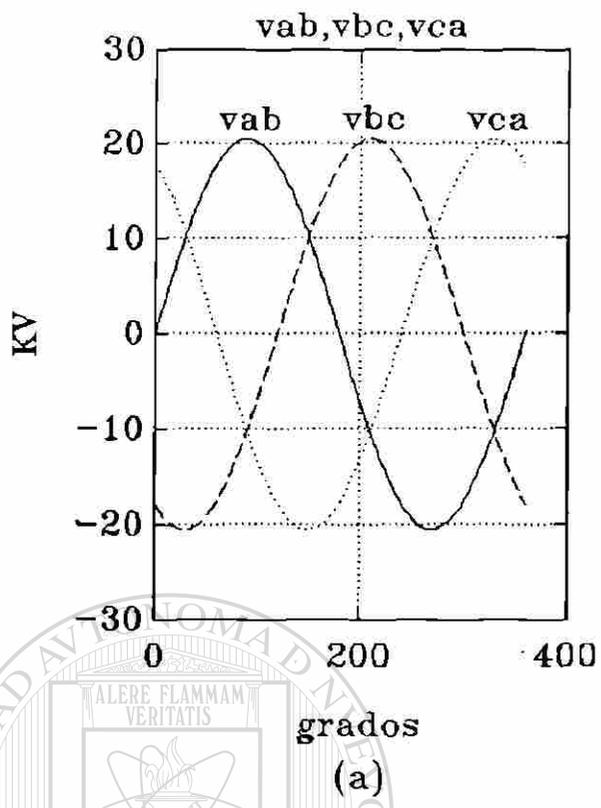


FIGURA 4.9 Corrientes de fase y de línea en el arreglo de la figura 4.8.

TABLA 6

Rangos de conducción de los tiristores del CCT de la fig. 4.8.

Corriente	Tiristor	Rango de conducción	Ángulo de disparo
iab	T1	$0 \leq \omega t \leq \pi/2$	$\alpha_1 = -\pi/2$
	T4	$\pi/2 \leq \omega t \leq 3\pi/2$	$\alpha_4 = \pi/2$
	T1	$3\pi/2 \leq \omega t \leq 2\pi$	$\alpha_1 = 3\pi/2$
ibc	T5	$0 \leq \omega t \leq \pi/6$	$\alpha_5 = -\pi/3$
	T2	$\pi/6 \leq \omega t \leq 2\pi/3$	$\alpha_2 = \pi/6$
	T5	$2\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi$	$\alpha_5 = 2\pi/3$
ica	T6	$0 \leq \omega t \leq 5\pi/6$	$\alpha_6 = -\pi/6$
	T3	$5\pi/6 \leq \omega t \leq 8\pi/6$	$\alpha_3 = 5\pi/6$
	T6	$8\pi/6 \leq \omega t \leq 2\pi$	$\alpha_6 = 8\pi/6$

4.4 RCT-ESQUEMA DE DOCE PULSOS

Una alternativa para eliminar la 5a. y 7a. armónica es dividir el RCT en dos partes alimentadas a través del secundario y terciario del transformador reductor. Un devanado se conecta en estrella y otro en delta como se muestra en la figura 4.10. Esto produce un cambio de fase de 30° entre los voltajes y corrientes de los dos RCT, eliminando de esta manera las armónicas de la corriente de línea del lado primario. En este arreglo hay 12 grupos de tiristores que se disparan en cada período.

Con el esquema de 12 pulsos las armónicas de importancia de más bajo orden son la 11a. y la 13a., para las cuales se pueden utilizar filtros. En este tipo de arreglo ambas unidades RCT son controladas con ángulos de disparo iguales. Como los voltajes aplicados tienen una diferencia de fase de 30° , las corrientes armónicas $[6(2n-1)\pm 1]$ serán canceladas en el transformador. Las corrientes armónicas características inyectadas al sistema son de orden $(12n\pm 1)$.

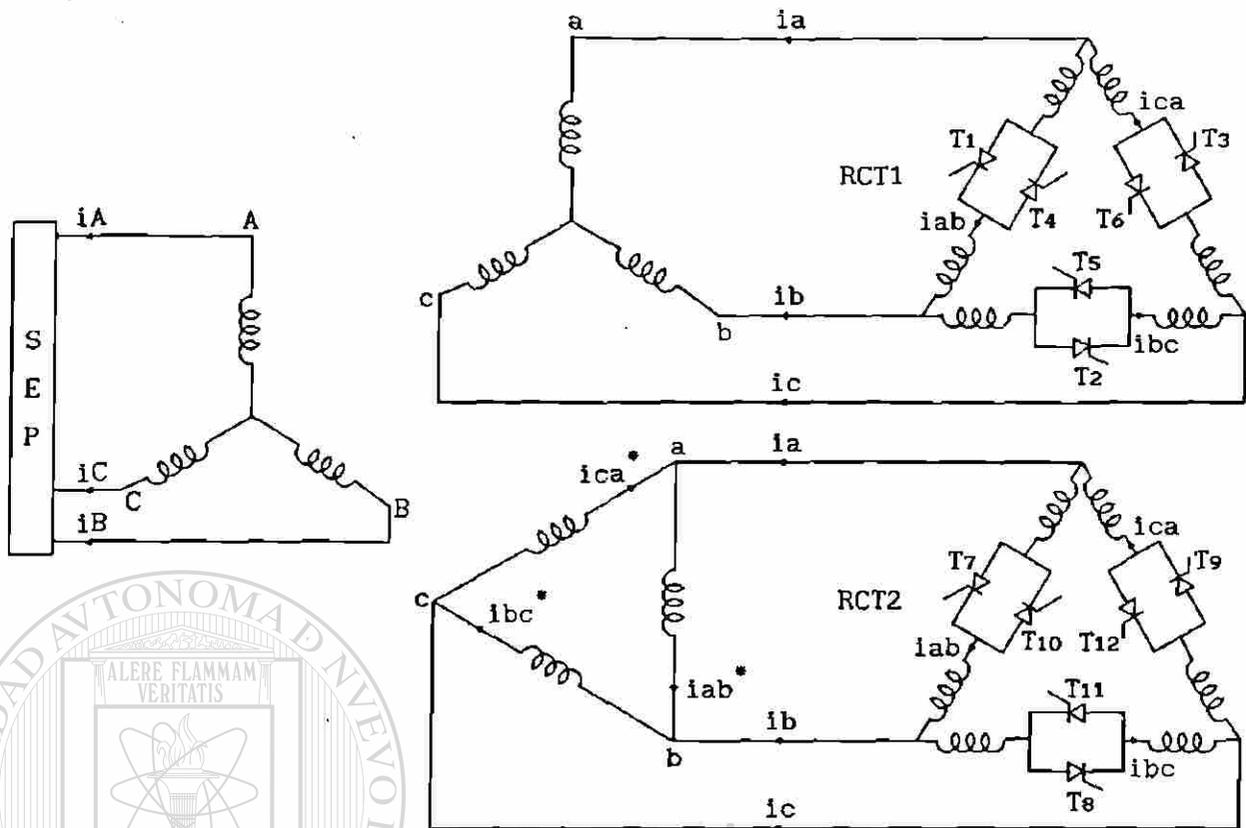


FIGURA 4.10 Compensador estático tipo RCT con arreglo de doce pulsos.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

4.4.1 Análisis fasorial

En la figura 4.11 se muestran los diagramas fasoriales de los voltajes de fase y de línea presentes en los devanados secundario (conectado en estrella) y terciario (conectado en delta) del transformador. En la figura 4.11.a se presenta el correspondiente al devanado secundario y en la figura 4.11.b el del devanado terciario.

De los diagramas fasoriales de la figura 4.11 se obtienen los diagramas correspondientes a las corrientes de línea y de fase de cada RCT cuando existe conducción completa en los tiristores de cada unidad, estos se

muestran en la figura 4.12.

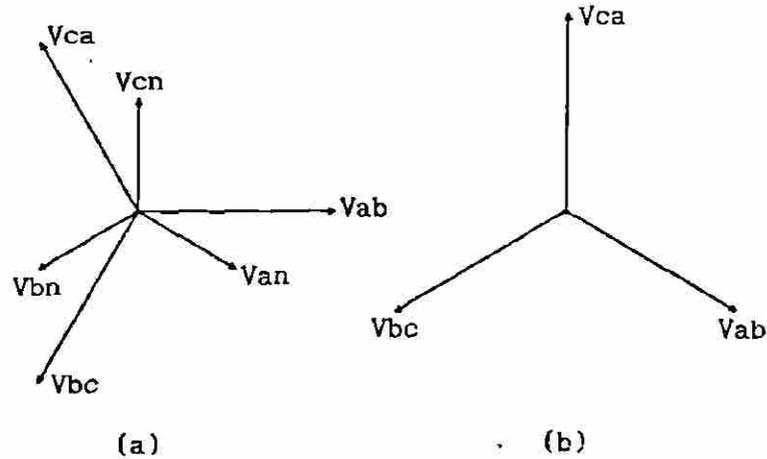


FIGURA 4.11 Diagramas fasoriales para los voltajes de fase y de línea de los devanados (a) Secundario y (b) Terciario del transformador de la figura 4.10.

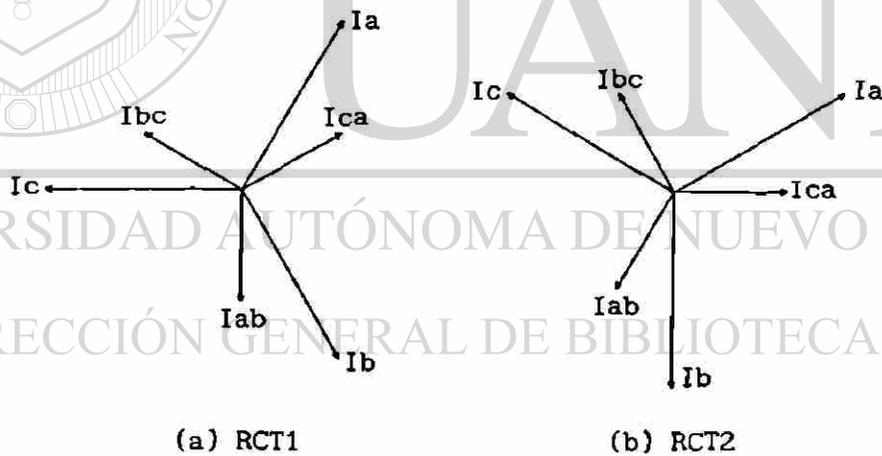


FIGURA 4.12 Diagramas fasoriales para las corrientes de fase y de línea de cada RCT de la figura 4.10.

Para un ángulo de disparo $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ se tiene en cada fase una corriente deformada y ya no es posible representar estas corrientes mediante fasores, sin embargo cada componente armónica de las corrientes se puede representar mediante fasores.

Utilizando los diagramas fasoriales de la figura 4.12 se obtienen los diagramas fasoriales para la 5a. y 7a. armónicas en cada RCT, los cuales se muestran en la figura 4.13.

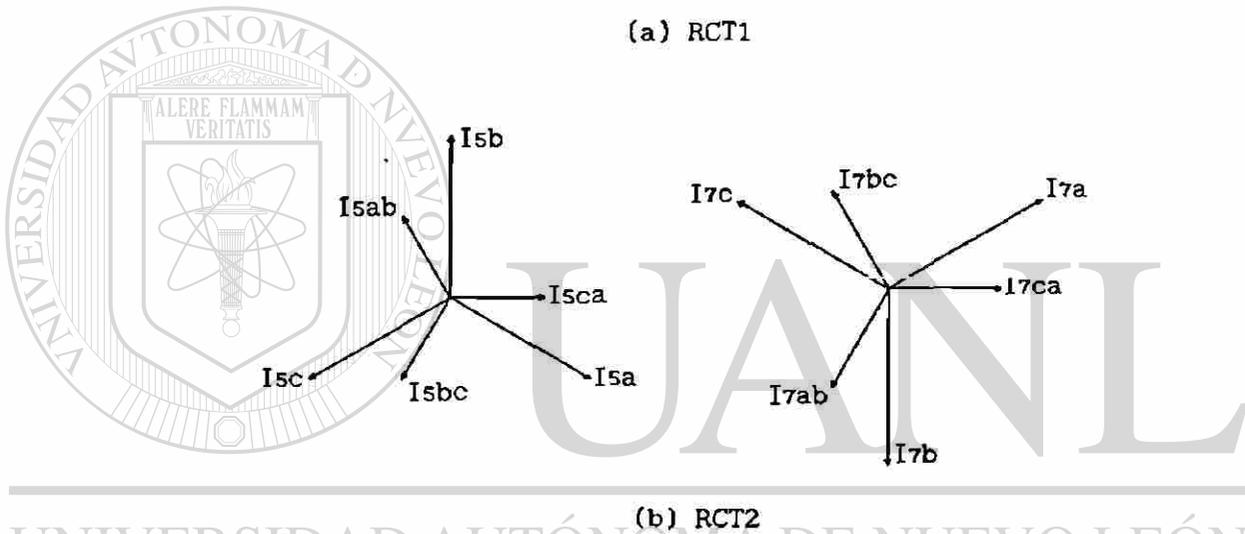
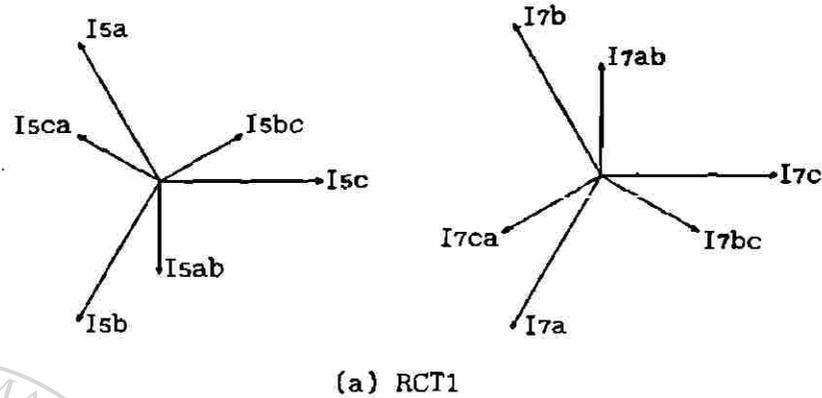


FIGURA 4.13 Diagramas fasoriales para la 5a. y 7a. armónicas en cada RCT de la figura 4.10.

Finalmente en la figura 4.14 se muestran los diagramas fasoriales para la 5a. y 7a. armónicas de la corriente que circula en los devanados secundario y terciario del transformador.

En la figura 4.14 se observa un defasamiento de 180° de las corrientes armónicas de orden 5 del devanado secundario respecto a las que circulan en el devanado terciario. Esta misma situación se presenta en los diagramas fasoriales de las corrientes armónicas de orden 7. Por tanto se concluye que las corrientes armónicas de orden 5 y 7 generadas por las unidades RCT no

penetran a la red. Una demostración similar para la eliminación de la 17a. y 19a. y en general para todas las de orden $6(2n-1)\pm 1$ puede ser realizada.

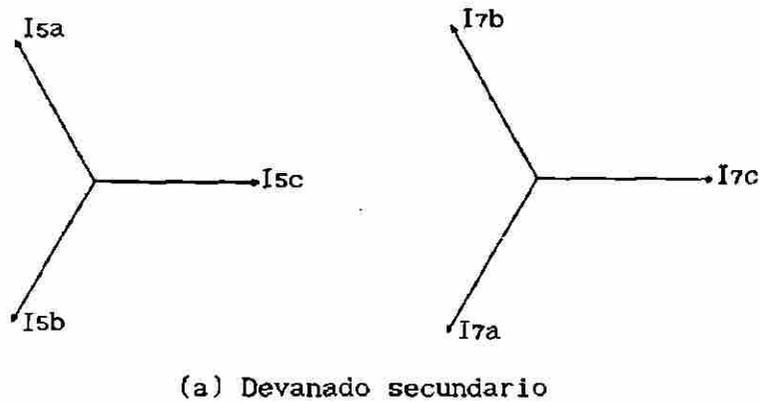


FIGURA 4.14 Diagramas fasoriales para la 5a. y 7a. armónicas en los devanados secundario y terciario del transformador de la figura 4.10.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

A partir de los diagramas fasoriales se elaboraron las figuras 4.15 y 4.16 en las cuales se muestra la eliminación de la 5a. y 7a. armónica en el arreglo de doce pulsos. En ambas figuras se representa el reactor controlado por tiristores y los devanados del transformador. En la figura 4.15 se muestra la 5a. armónica circulando a través del arreglo y en la figura 4.16 se muestra la 7a. armónica.

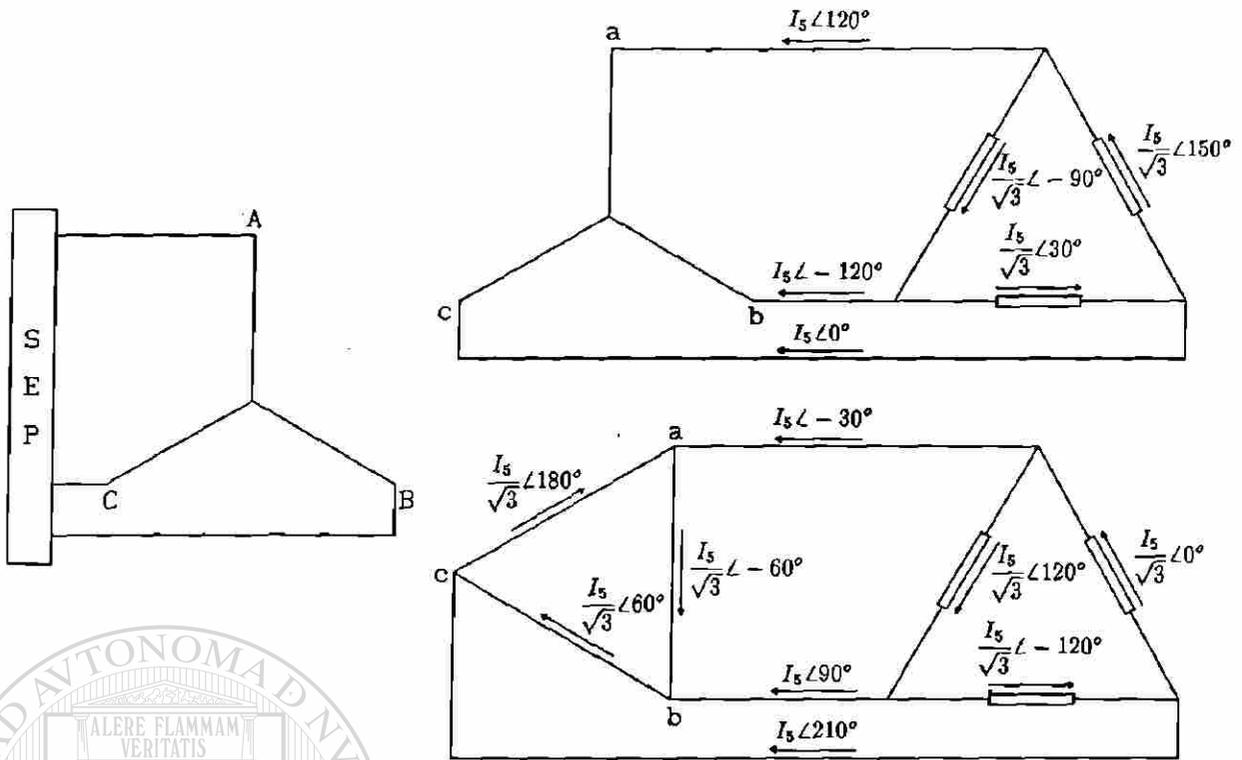


FIGURA 4.15 Eliminación de las corrientes armónicas de orden 5 que se generan en las unidades RCT del arreglo de la fig. 4.10.

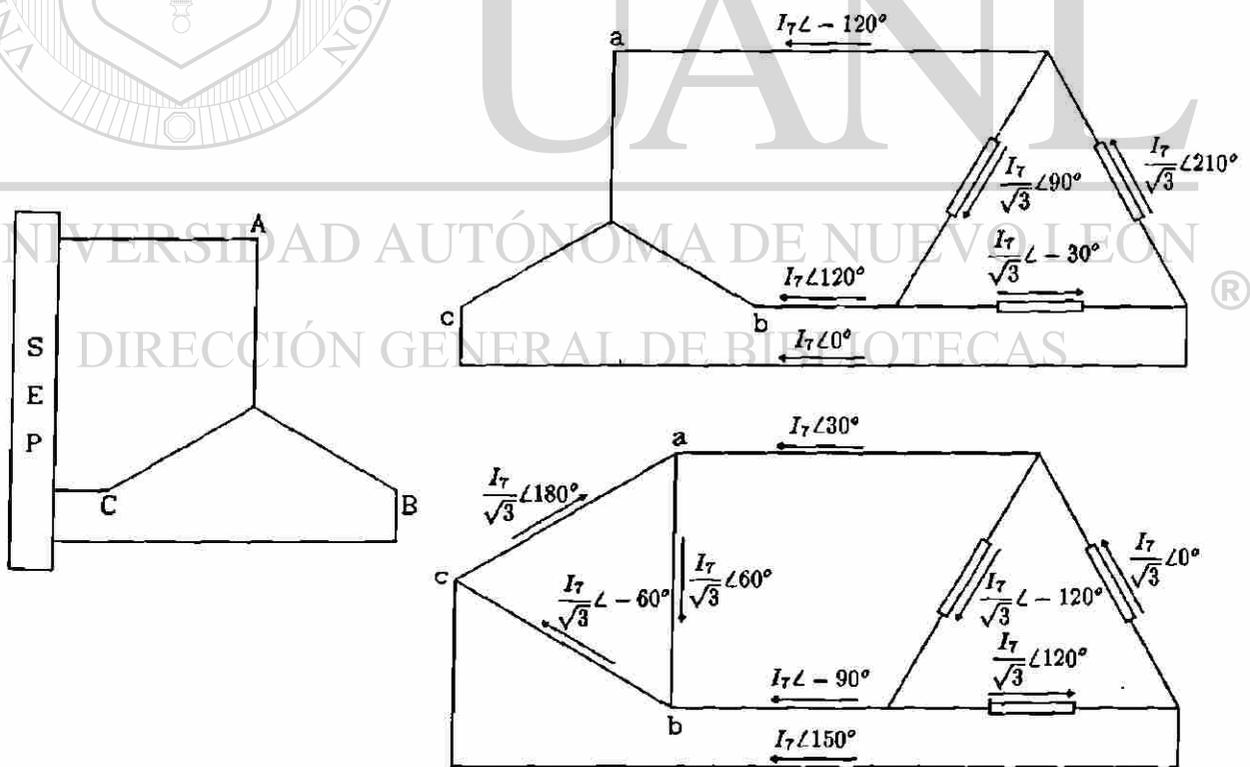


FIGURA 4.16 Eliminación de las corrientes armónicas de orden 7 que se generan en las unidades RCT del arreglo de la fig. 4.10.

4.4.2 Simulación de un compensador estático de doce pulsos

En este inciso se presentan resultados de la simulación del RCT de 12 pulsos de la figura 4.10. Se asume una relación de transformación nominal de primario a secundario de $400/\sqrt{3}$ KV./ $14.5/\sqrt{3}$ KV. y de primario a terciario de $400/\sqrt{3}$ KV./14.5 KV. La capacidad máxima de cada unidad RCT es de 100 MVAR. En la figura 4.17 se presentan las formas de onda de las corrientes i_a e i_{ab} correspondientes a un ángulo de disparo $\alpha=100^\circ$.

En la figura 4.17 se observa que las corrientes de la unidad RCT1 guardan un defasamiento relativo de 30° respecto a las de la unidad RCT2 debido a la diferencia del tipo de conexión de los devanados secundario y terciario.

En la figura 4.18 se muestran las formas de onda de las corrientes i_a e i_{ab}^* . La primera corresponde a la corriente que circula por la fase a del secundario del transformador y la segunda a la corriente que circula por la fase ab del terciario del transformador.

La corriente i_{ab}^* que circula en el devando terciario del transformador difiere de la corriente i_{ab} presente en la unidad RCT2 en dos aspectos: primero, la corriente del terciario no contiene componentes de orden tres y sus múltiplos, segundo, la corriente del terciario está defasada 180° respecto a la de la unidad RCT.

En la figura 4.19 se muestra la forma de onda de la corriente i_A que circula por la fase A del primario del transformador y que se inyecta a la red.

Como resultado de la cancelación de las corrientes armónicas de orden $6(2n-1)\pm 1$ se observa que la corriente i_A (fig 4.19) está menos distorsionada respecto a las corrientes i_a e i_{ab}^* (fig. 4.18).

En la figura 4.20 se muestran diferentes formas de onda de la corriente i_A que circula en el primario del transformador para diferentes valores de α .

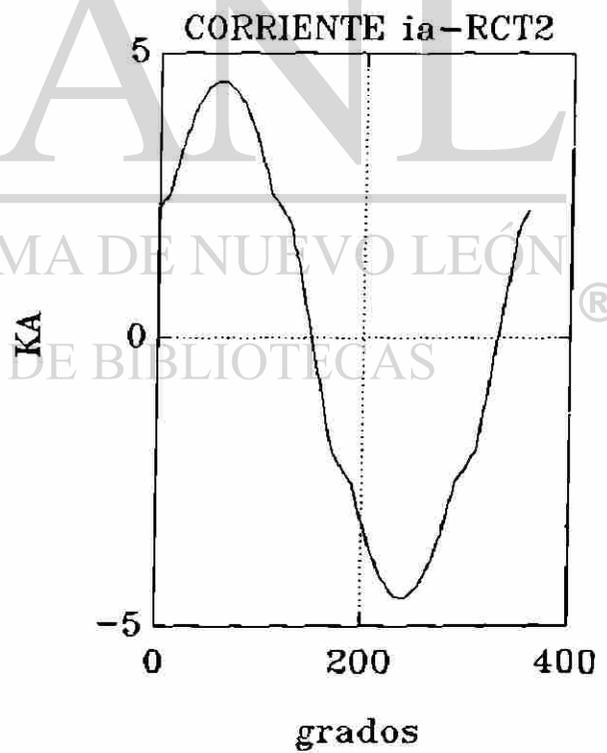
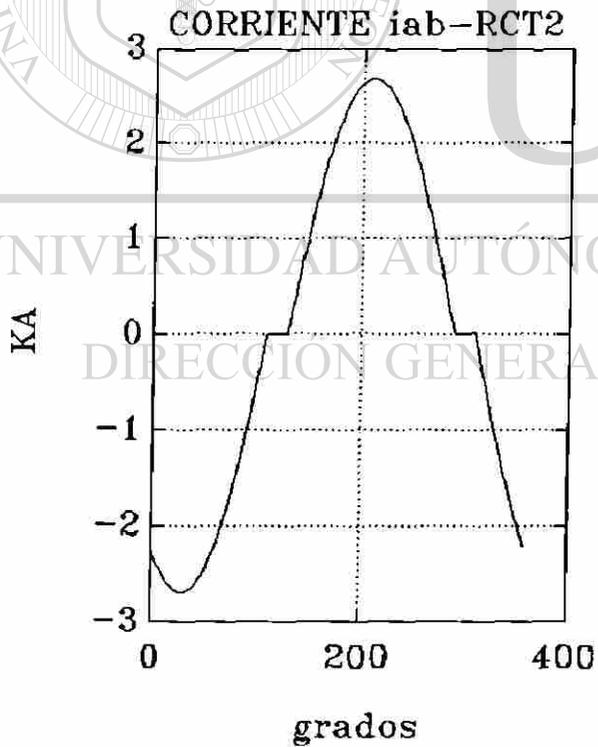
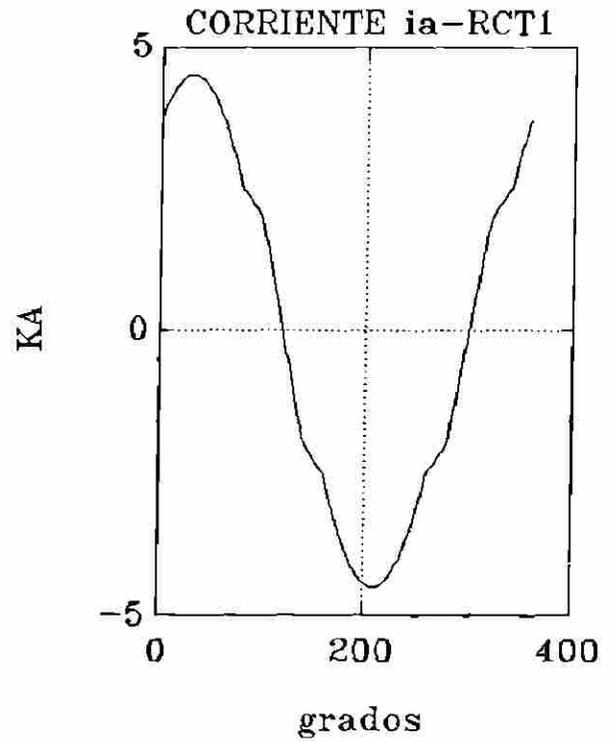
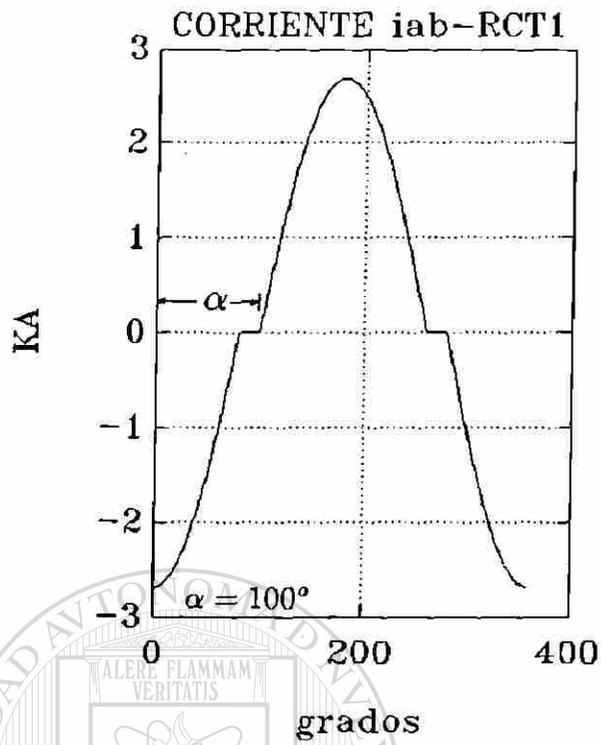


FIGURA 4.17 Corrientes i_a e i_{ab} en cada RCT del compensador de la fig. 4.10 para un ángulo de disparo $\alpha=100^\circ$.

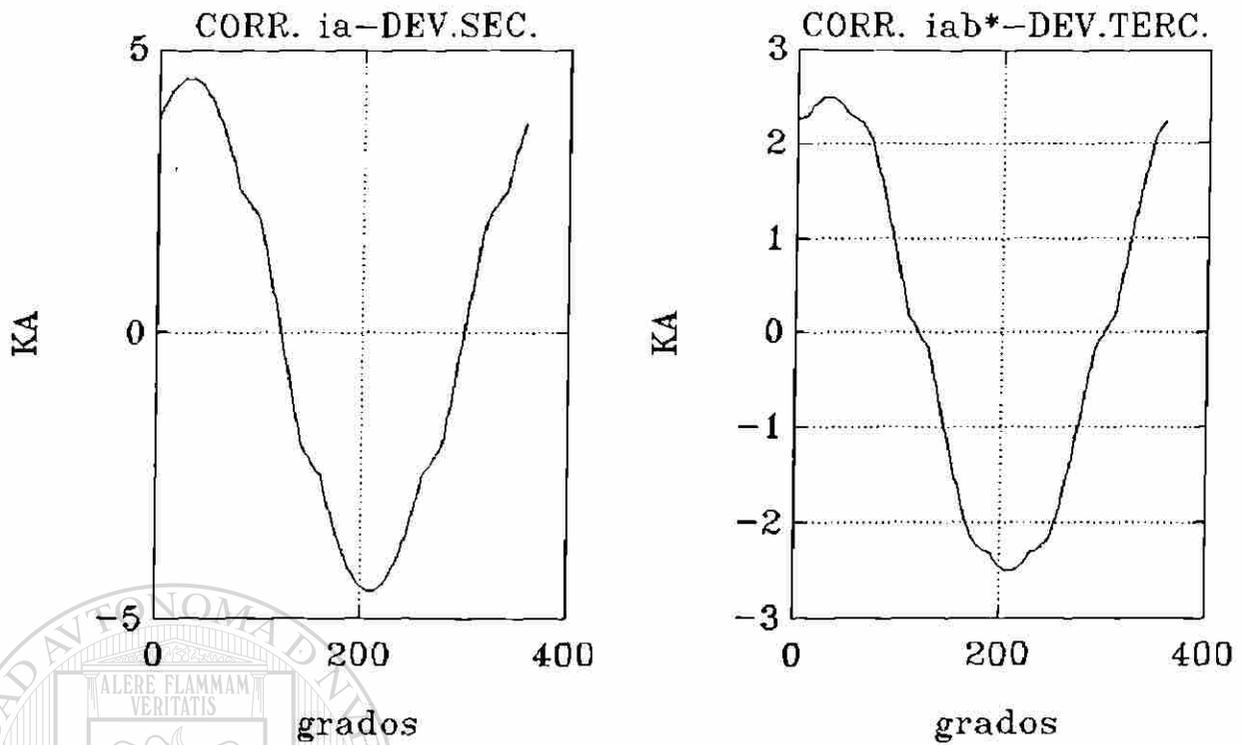


FIGURA 4.18 Corriente i_a en el devanado secundario e i_{ab}^* en el devanado terciario del transformador de la fig. 4.10 para $\alpha=100^\circ$.

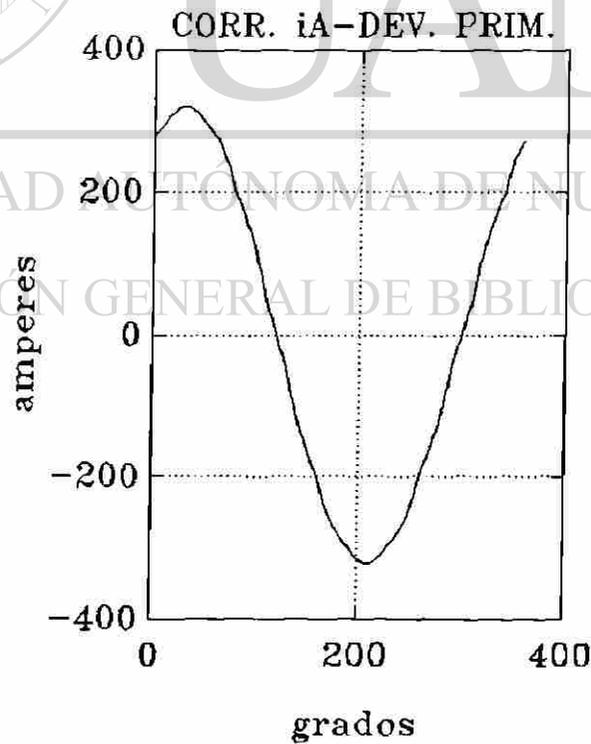


FIGURA 4.19 Corriente que el compensador de la fig. 4.10 inyecta a la red para un ángulo de disparo $\alpha=100^\circ$.

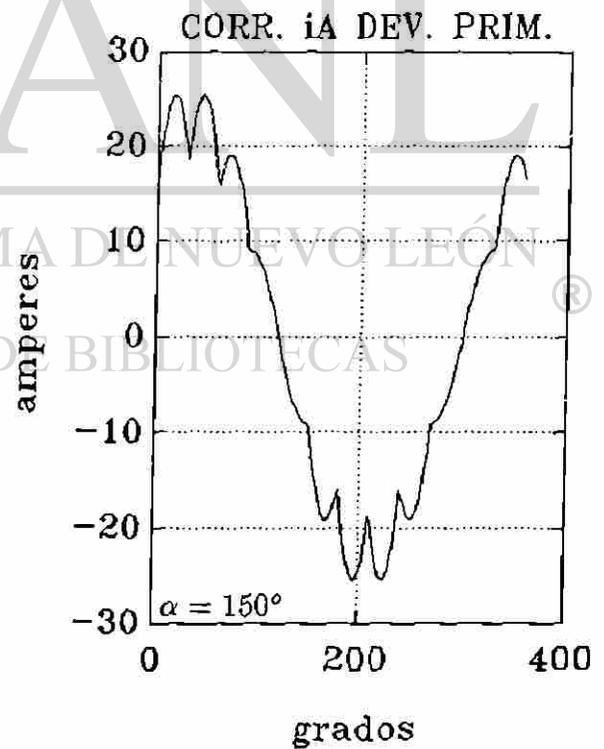
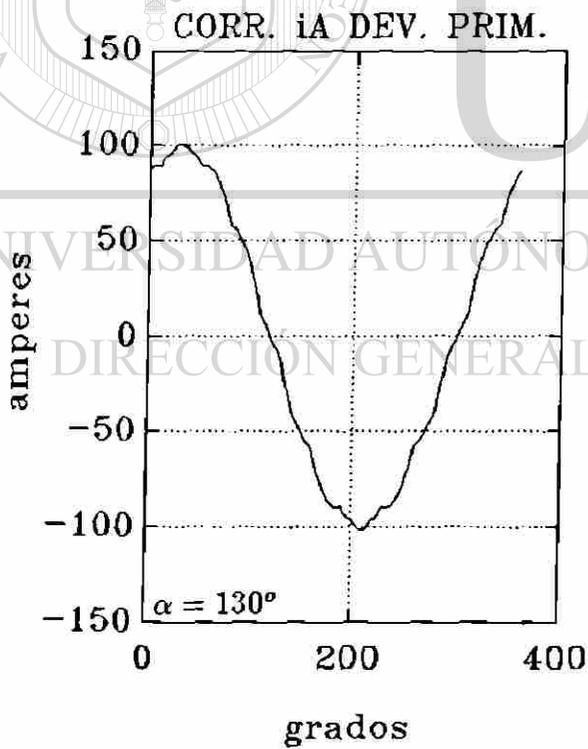
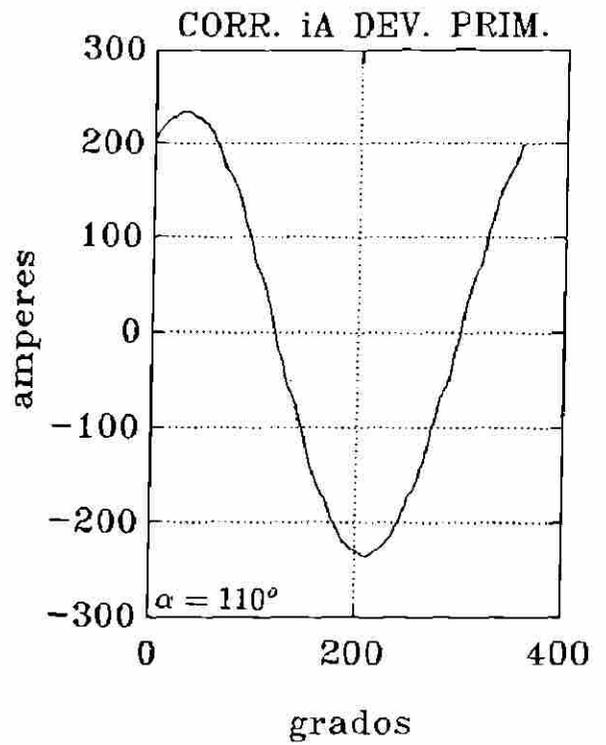
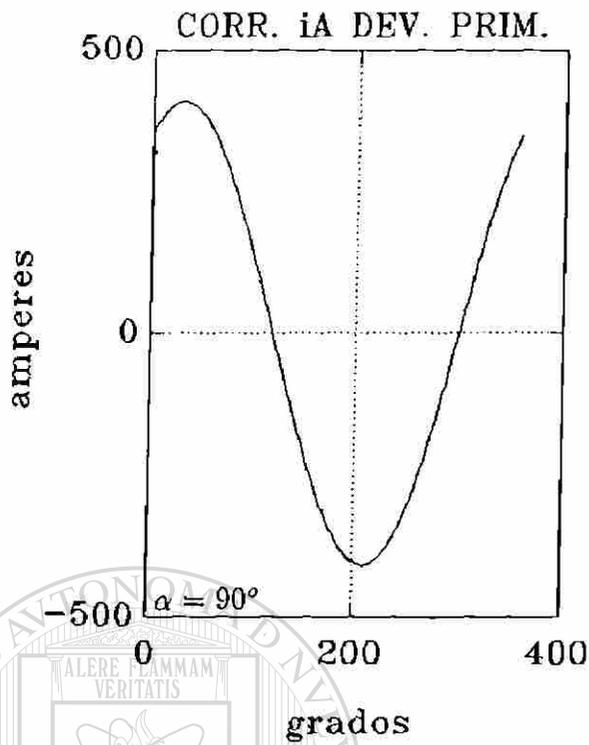


FIGURA 4.20 Formas de onda de la corriente i_A que el compensador de la fig. 4.10 inyecta a la red para diferentes ángulos de disparo.

En la figura 4.21 se muestran los espectros de frecuencia de las corrientes i_a e i_{ab} del RCT1 mostradas en la figura 4.17. Los espectros de frecuencia de las corrientes i_a e i_{ab} del RCT2 mostradas en la figura 4.17 no se presentan en otra figura ya que estos son respectivamente iguales a los que se muestran en la figura 4.21 para las corrientes i_a e i_{ab} del RCT1.

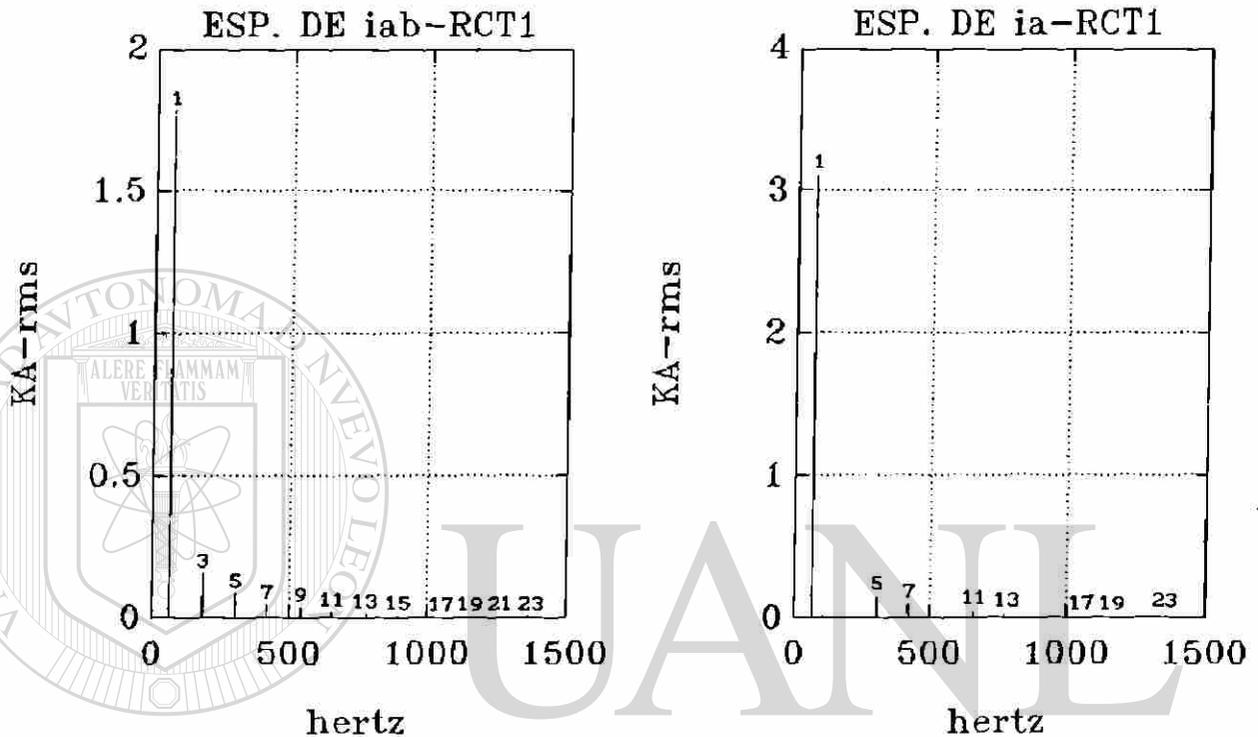


FIGURA 4.21 Espectros de frecuencia de las corrientes i_a e i_{ab} del RCT1 para un ángulo de disparo $\alpha=100^\circ$.

En la figura 4.21 se observa que en la corriente i_{ab} todas las armónicas de orden impar están presentes. En la misma figura puede observarse que en la corriente i_a las armónicas de orden 3 y sus múltiplos no existen.

En la figura 4.22 se muestra el espectro de frecuencia de la corriente i_{ab} . Este espectro es similar al de la corriente i_{ab} del mismo RCT2, excepto que en el primero están ausentes las armónicas de orden 3 y sus múltiplos. Finalmente, en la figura 4.23, en el espectro correspondiente a la corriente i_A puede observarse que las armónicas de orden $6(2n-1)\pm 1$ se eliminan.

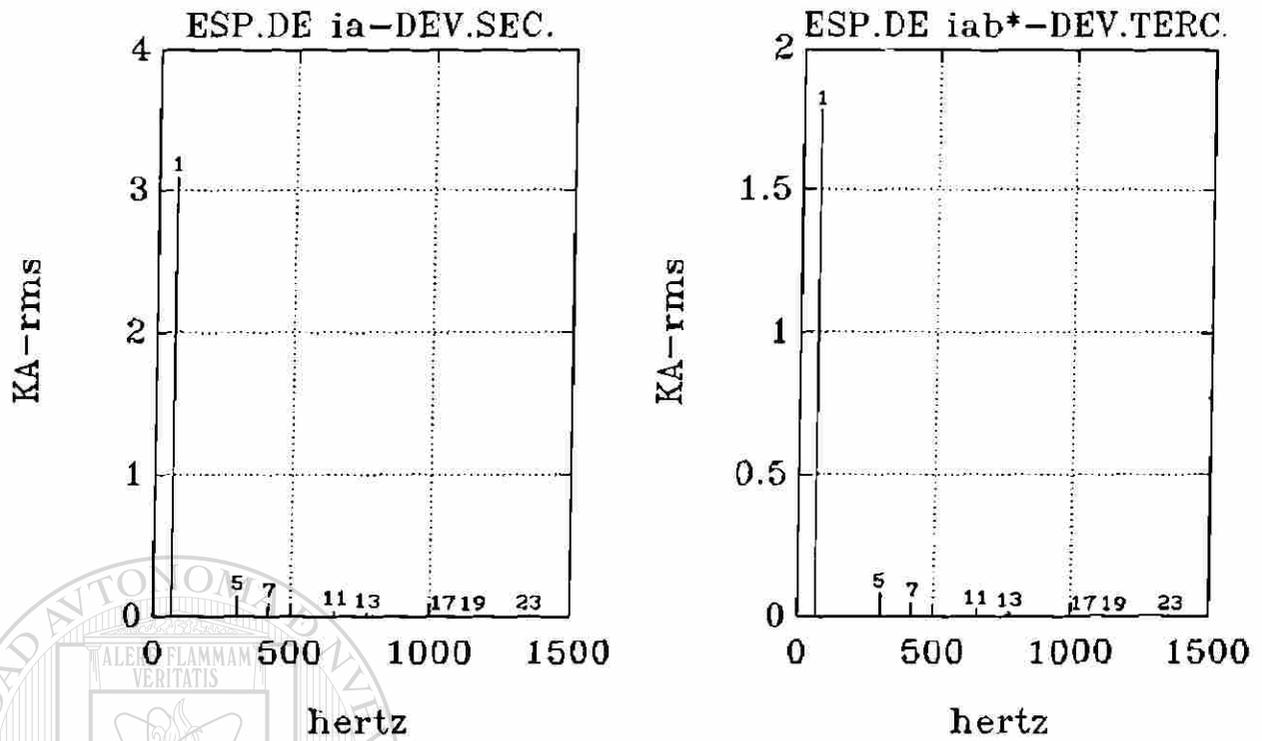


FIGURA 4.22 Espectros de frecuencia de las corrientes mostradas en la figura 4.18.

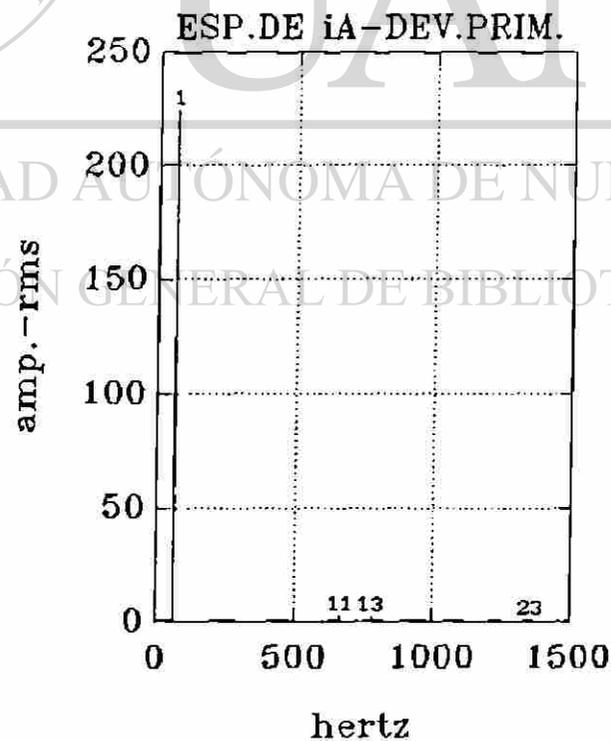


FIGURA 4.23 Espectro de frecuencia de la corriente ia mostrada en la figura 4.19.

En las Tablas 7 y 8 se presenta los valores rms de la componente fundamental y de las armónicas mostradas en la figura 4.21 para las corrientes i_{ab} e i_a del RCT1. En las Tablas 9 y 10 se presenta los valores de los espectros mostrados en la figura 4.22. Finalmente, en la Tabla 11 se muestran los valores rms de la fundamental y armónicas mostradas en la figura 4.23 para la corriente i_A .

TABLA 7

Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.21.a.

Orden	KA(rms)
1	1.793
3	0.162
5	0.089
7	0.056
9	0.036
11	0.023
13	0.013
15	0.007
17	0.002
19	0.001
21	0.003
23	0.004
25	0.004

TABLA 8

Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.21.b.

Orden	KA(rms)
1	3.106
5	0.155
7	0.097
11	0.039
13	0.023
17	0.003
19	0.002
23	0.007
25	0.007

TABLA 9

Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.22.a.

Orden	KA(rms)	fase
1	3.106	60°
5	0.155	-60°
7	0.097	60°
11	0.039	120°
13	0.023	240°
17	0.003	-60°
19	0.002	240°
23	0.007	-60°
25	0.007	60°

TABLA 10

Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.22.b.

Orden	KA(rms)	fase
1	1.793	60°
5	0.089	120°
7	0.056	240°
11	0.023	120°
13	0.013	240°
17	0.002	120°
19	0.001	60°
23	0.004	-60°
25	0.004	60°

TABLA 11
Componente Fundamental y Armónicas
de la fig. 4.23.

Orden	Amp. (rms)
1	225.17
11	2.85
13	1.67
23	0.52
25	0.54

4.4.3 Diagrama de flujo del simulador del RCT de doce pulsos.

Se presenta el diagrama esquemático del simulador del RCT de doce pulsos mostrado en la figura 4.10.

Los puntos relevantes del diagrama de flujo se detallan en la figura 4.24.

1.- Esta etapa es similar a la descrita para el RCT de seis pulsos. Sin embargo en este simulador se dan como datos la relación de transformación nominal de primario a secundario y otra de primario a terciario.

2.- En esta etapa se calculan las corrientes de fase en ambas unidades RCT.®

3.- En base a las corrientes calculadas en la etapa anterior se calculan las corrientes de línea a la salida de cada unidad RCT.

4.- Se calcula la transformada rápida de Fourier (*fft*) de la corriente i_{ab} en la unidad RCT2 para obtener los coeficientes de a_n y b_n de la serie de Fourier.

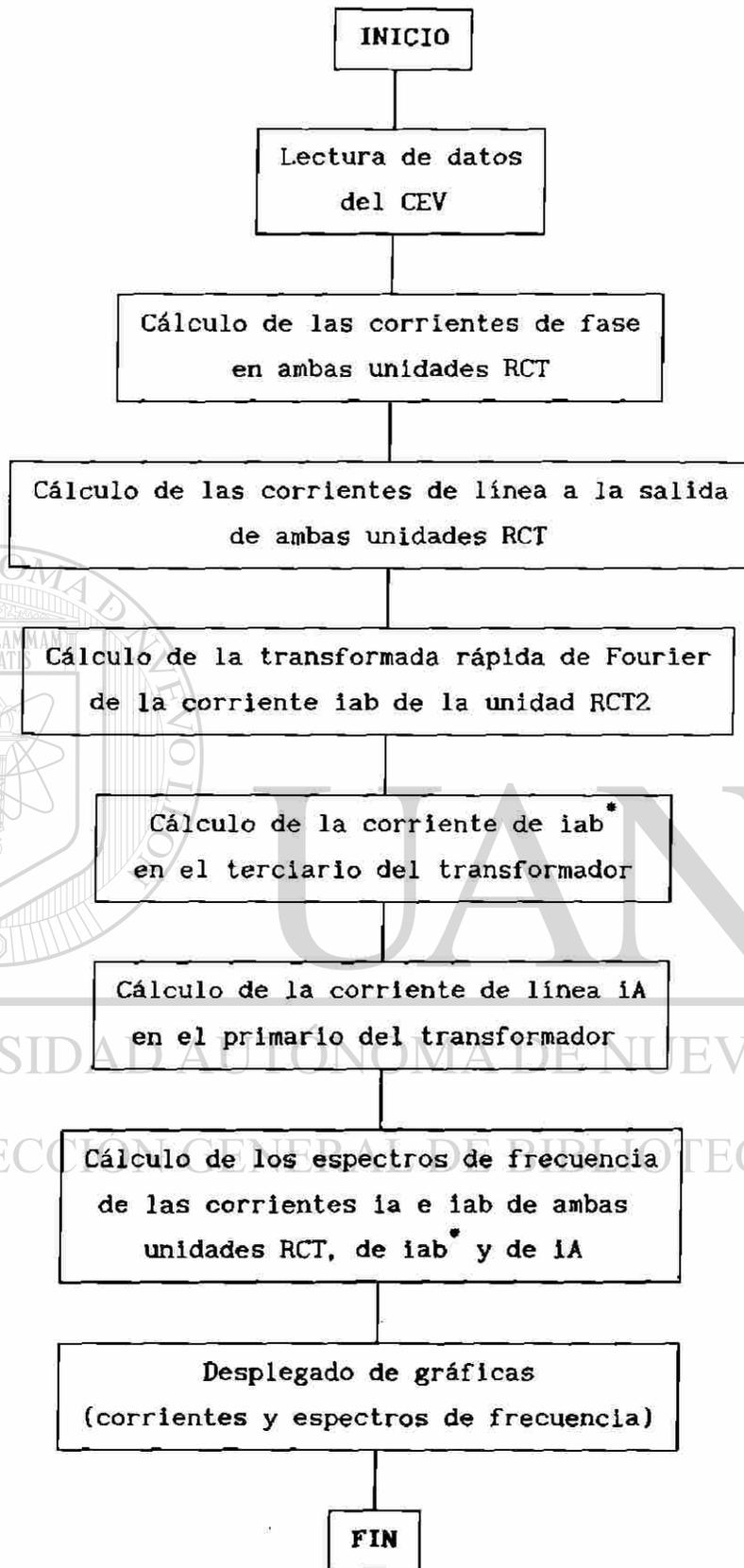


FIGURA 4.24. Diagrama de flujo del simulador del RCT de doce pulsos.

5.- Con los resultados de la etapa anterior se calcula la corriente i_{ab}^* del devanado terciario.

6.- En este paso se calcula la corriente de línea i_A en el primario del transformador mediante la adición de las corrientes i_a (devanado secundario) e i_{ab}^* (devanado terciario) reflejadas hacia el lado primario.

7.- Se determinan los espectros de frecuencia de las corrientes i_a e i_{ab}^* de ambas unidades RCT y de las corrientes i_{ab}^* e i_A .

8.- En esta última etapa se despliegan las corrientes y espectros de frecuencia calculados.

4.5 COMPENSADOR ESTÁTICO COMBINADO CCT/RCT

El esquema básico de un compensador híbrido CCT/RCT consiste de bancos de unidades CCT (de seis pulsos) conectadas en paralelo con una ó más unidades RCT (también de seis pulsos). Una de las ventajas que se tiene respecto a los esquemas CCT y RCT consiste en que el esquema híbrido proporciona los dos tipos de compensación reactiva (inductiva y capacitiva). Otra ventaja es que se tiene un control continuo de la compensación reactiva capacitiva, debido al control de la(s) unidad(es) inductivas, control que no se puede tener en el esquema CCT donde la compensación reactiva se logra en forma discreta.

En la figura 4.25 se muestra un compensador estático tipo combinado CCT/RCT en el cual se dispone de una unidad CCT y una unidad RCT. Cuando sólo se requiere compensación inductiva la unidad CCT no opera y el compensador funciona con la unidad RCT. Se tendrá un control continuo de la compensación inductiva desde un valor cero hasta un valor Q_{Lmax} controlando el ángulo de disparo de los tiristores del RCT. Cuando se requiere compensación capacitiva entonces entran en operación ambas unidades. El control continuo de la compensación capacitiva se logra controlando el ángulo de disparo de los tiristores de la unidad RCT.

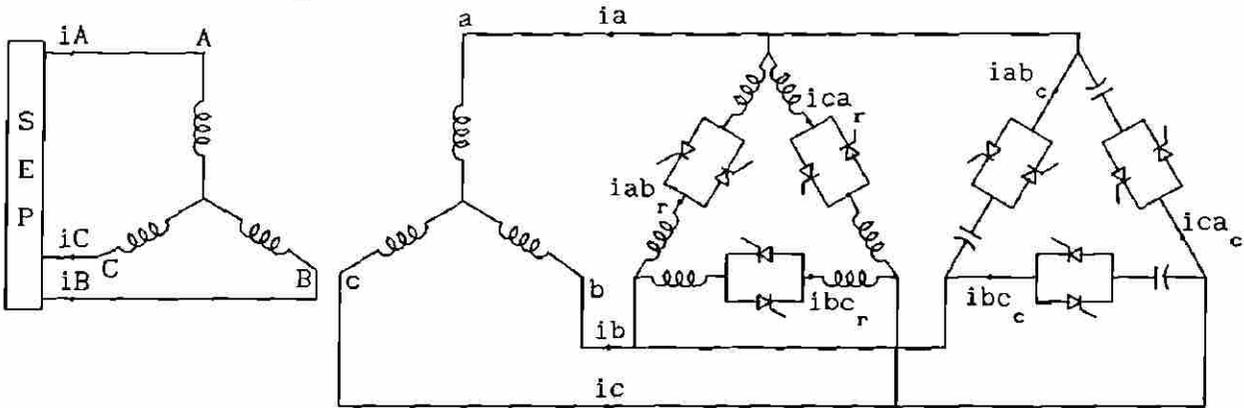


FIGURA 4.25 Compensador estático tipo combinado CCT/RCT.

De acuerdo con la figura 4.25, las corrientes de línea a la salida del compensador estarán dadas por las siguientes expresiones:

$$i_a = i_{ca_r} + i_{ca_c} - i_{ab_r} - i_{ab_c} \quad (4.15)$$

$$i_b = i_{ab_r} + i_{ab_c} - i_{bc_r} - i_{bc_c} \quad (4.16)$$

$$i_c = i_{bc_r} + i_{bc_c} - i_{ca_r} - i_{ca_c} \quad (4.17)$$

Asumiendo una capacidad de 100 MVAR para cada unidad trifásica del compensador de la figura 4.25 y una relación de transformación nominal, igual a la que se especificó para el transformador del arreglo de la figura 4.1, se presentan resultados de simulaciones.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En la figura 4.26.a se muestran las formas de onda de las corrientes de línea que circulan en el primario del transformador y que son inyectadas a la red. Ambas unidades CCT y RCT están operando y el ángulo de disparo para los tiristores de esta última unidad es de $\alpha=130^\circ$.

En la figura 4.26.b se muestra el espectro de frecuencia de la corriente i_A mostrada en la figura 4.26.a. Asimismo en la tabla 12 se muestran los valores rms de la componente fundamental y las armónicas mostradas en la figura 4.26.b para la corriente i_A .

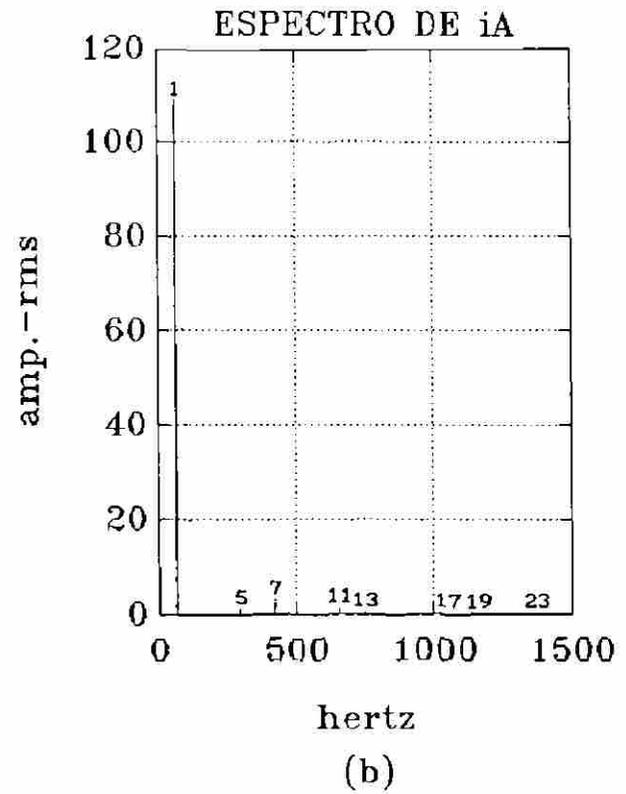
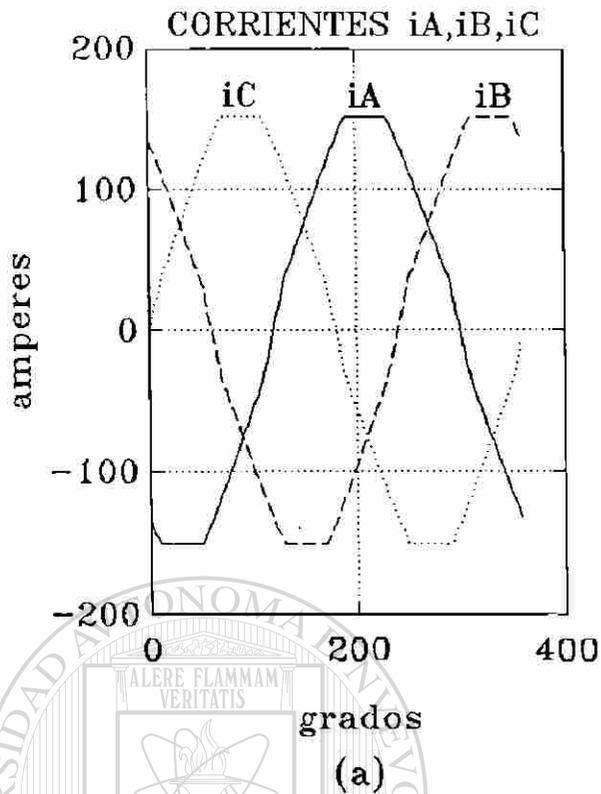


FIGURA 4.26 (a) Corrientes de línea que el CEV de la fig. 4.25 inyecta a la red para un ángulo $\alpha=130^\circ$, (b) Espectro de frecuencia de la corriente i_A mostrada en la fig. 4.26.a.

TABLA 12

Componente Fundamental y Armónicas de la fig. 4.26.b.

Orden	Amp. (rms)
1	109.396
5	1.080
7	2.948
11	1.139
13	0.337
17	0.332
19	0.238
23	0.002
25	0.081

De acuerdo con la figura 4.26.b. y la Tabla 12 puede observarse que todas las corrientes de orden $h=6n\pm 1$ están presentes en la corriente i_A . Estas armónicas son generadas por la unidad RCT.

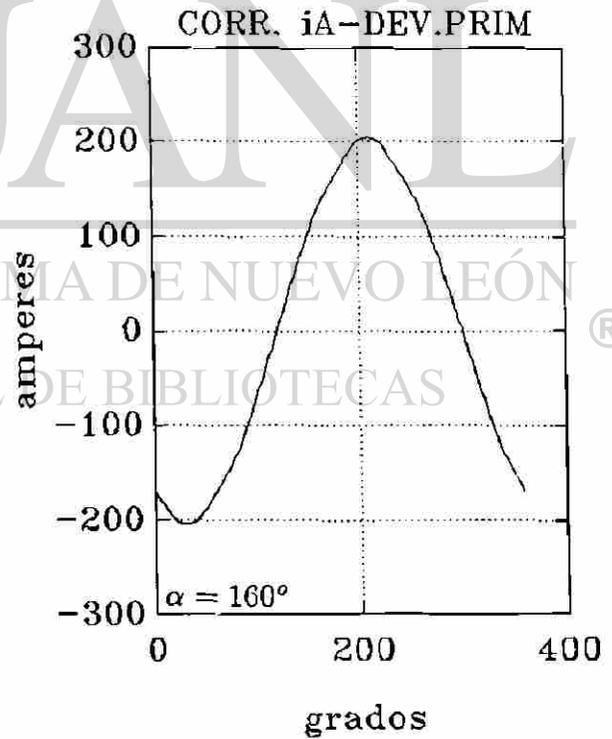
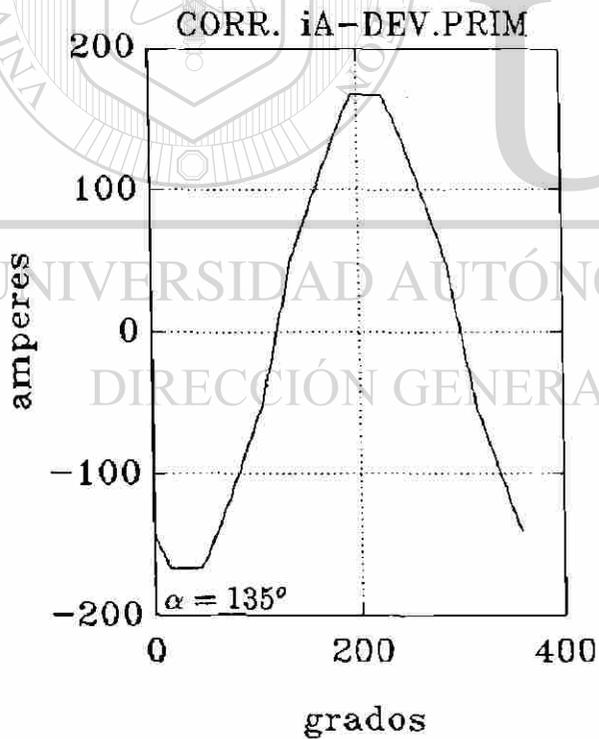
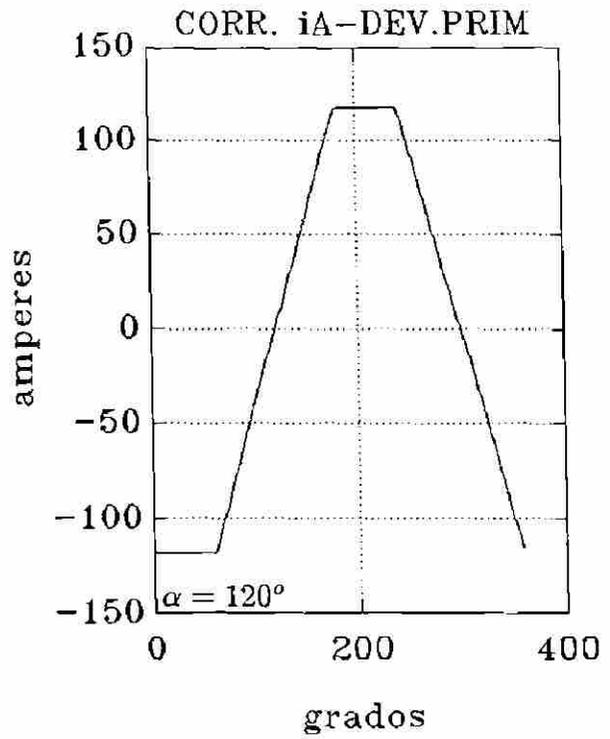
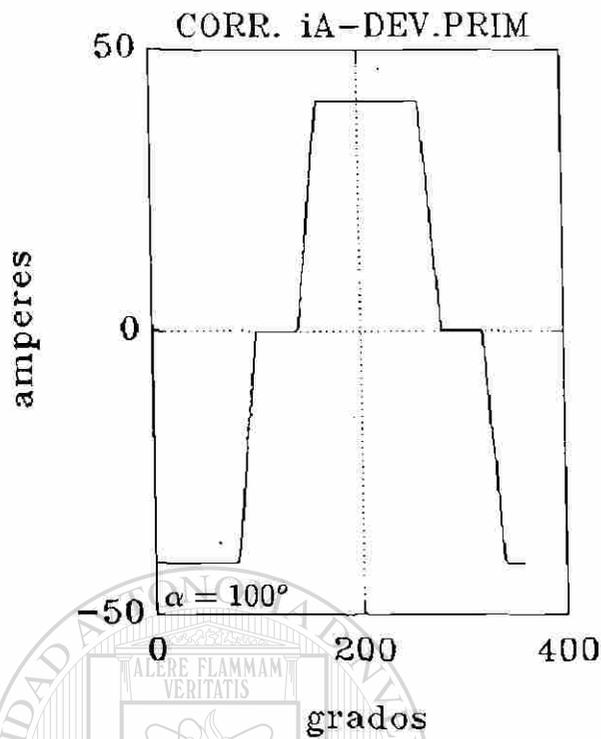


FIGURA 4.27 Formas de onda de la corriente i_A que el CEV de la fig. 4.25 inyecta a la red para diferentes ángulos de disparo.

En la figura 4.27 se ilustran diferentes formas de onda para la corriente de línea i_A que es inyectada a la red. En ella se indica el ángulo de disparo α para los tiristores de la unidad RCT, en todos los casos la corriente compensadora es capacitiva.

4.5.1 Diagrama de flujo del simulador del CEV tipo CCT/RCT

El diagrama esquemático del simulador del compensador estático tipo CCT/RCT se presenta en la figura 4.28.

Este simulador fue desarrollado de tal forma que siempre se tiene una interacción de las unidades CCT y RCT, disparando los tiristores de la unidad CCT en los valores pico de la onda de voltaje y variando el ángulo de disparo (α) en los tiristores de la unidad RCT, por lo que siempre se tiene una inyección resultante de tipo capacitivo, excepto cuando el ángulo de disparo de los tiristores es de 90° donde no existe inyección de corriente.

Los detalles relevantes del simulador se presentan en el diagrama de la figura 4.28.

1.- Los datos de entrada al simulador son : la relación de transformación nominal para el transformador, la capacidad nominal de reactivos de las unidades RCT y CCT (se asume igual capacidad para ambas unidades), el ángulo de disparo α para los tiristores y el valor numérico para cte .

2.- En esta etapa se calculan las corrientes de fase en ambas unidades RCT y CCT. Para esta última unidad se considera que el disparo de los tiristores se realiza en el valor pico del voltaje correspondiente a la fase a la cual se encuentra cada uno de ellos y en el instante en el que les corresponde ser disparados.

3.- De las corrientes calculadas en la etapa anterior se calculan las corrientes de línea del devanado secundario del transformador.

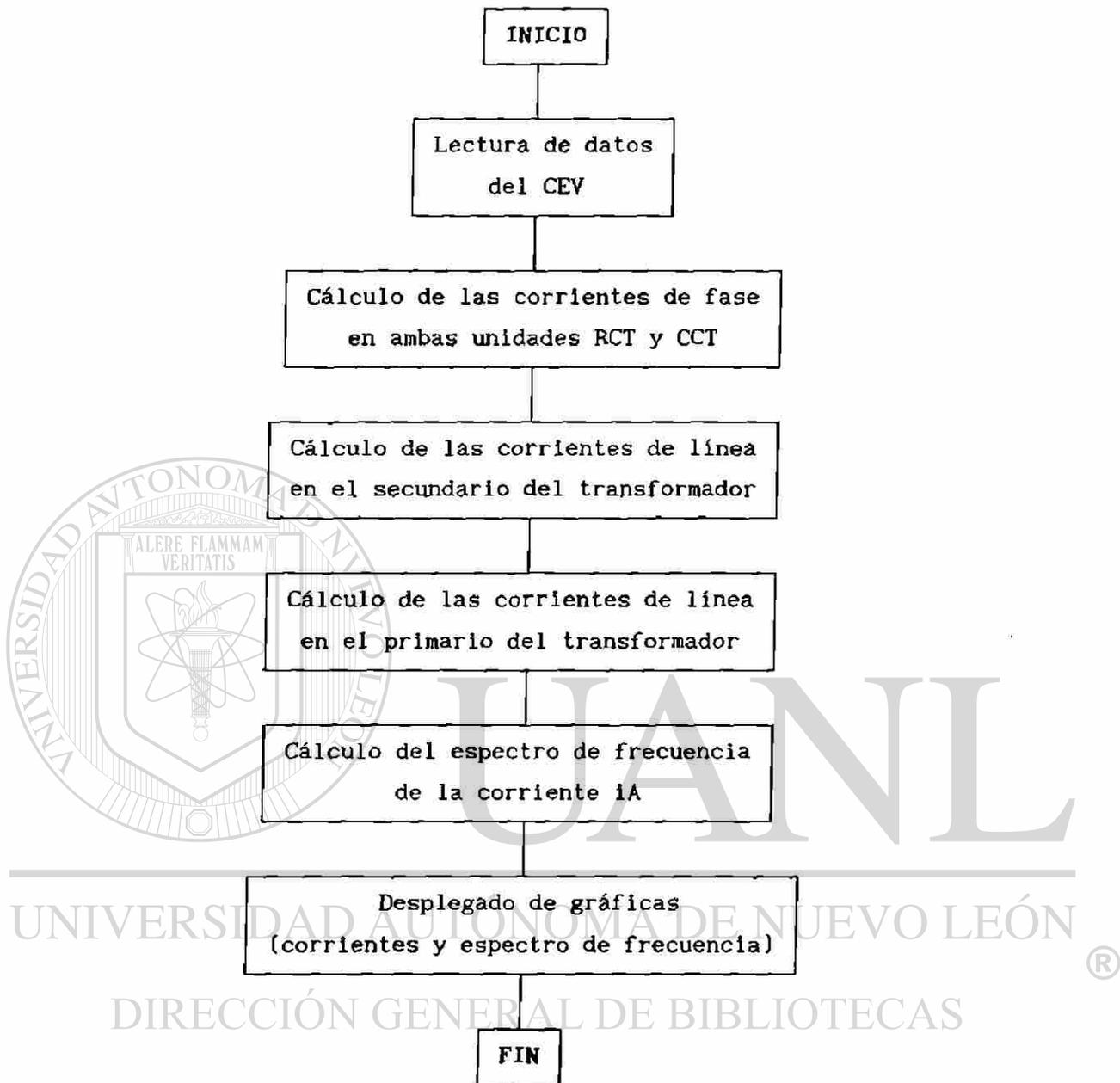


FIGURA 4.28. Diagrama de flujo del simulador del CEV tipo CCT/RCT.

4.- En esta etapa se calculan las corrientes en el primario del transformador mediante la reflexión de las corrientes calculadas en la etapa anterior.

5.- Se calcula el espectro de frecuencia de la corriente IA para determinar los valores rms de las corrientes armónicas presentes en dicha corriente.

6.- Finalmente en esta última etapa se presenta el despliegado de resultados en forma gráfica de las corrientes y espectro(s) de frecuencia.

4.5.2 Esquemas prácticos del compensador CCT/RCT

En la práctica no es común encontrar compensadores CCT/RCT compuestos por dos unidades (una unidad CCT y otra RCT) como se muestra en la figura 4.25. Debido al problema de la generación de armónicas causado por la operación del RCT es necesario considerar esquemas que permitan reducir este problema.

En general es posible encontrar dos esquemas prácticos para el CEV tipo CCT/RCT. Uno de estos esquemas es básicamente el que se muestra en la figura 4.25, sin embargo en este esquema usualmente se utilizan de dos a cuatro unidades CCT en combinación con una unidad RCT (de capacidad equivalente a la de cualquiera de las unidades CCT) de tal forma que la unidad RCT proporciona un efecto de suavizamiento a la inyección de potencia reactiva capacitiva la cual es controlada en forma continua. Asimismo las unidades CCT comúnmente se sintonizan con el propósito de filtrar armónicas de orden crítico como la 5a., 7a., 11a. y 13a. Si se requiere una capacidad de compensación de potencia reactiva inductiva equivalente a la capacidad de potencia reactiva capacitiva se utiliza un número de unidades RCT equivalentes al número de unidades CCT, sintonizando las unidades CCT para la eliminación de armónicas y si es necesario se adicionan más filtros.

Compensador combinado CCT/RCT con arreglo de 12 pulsos.

Otro esquema práctico que se utiliza en este tipo de compensador consiste de un RCT con arreglo de doce pulsos combinado con unidades CCT. En la figura 4.29 se muestra un compensador con este esquema. La ventaja principal del compensador es que genera pocas armónicas ya que las más importantes son canceladas debido al arreglo de doce pulsos del RCT. La compensación de potencia reactiva inductiva se logra operando simultáneamente

ambas unidades RCT. Cuando se requiere compensar potencia reactiva capacitiva entonces se conectan ambas unidades CCT obteniendose un control continuo de la compensación mediante el control del ángulo de disparo de los tiristores de las unidades RCT.

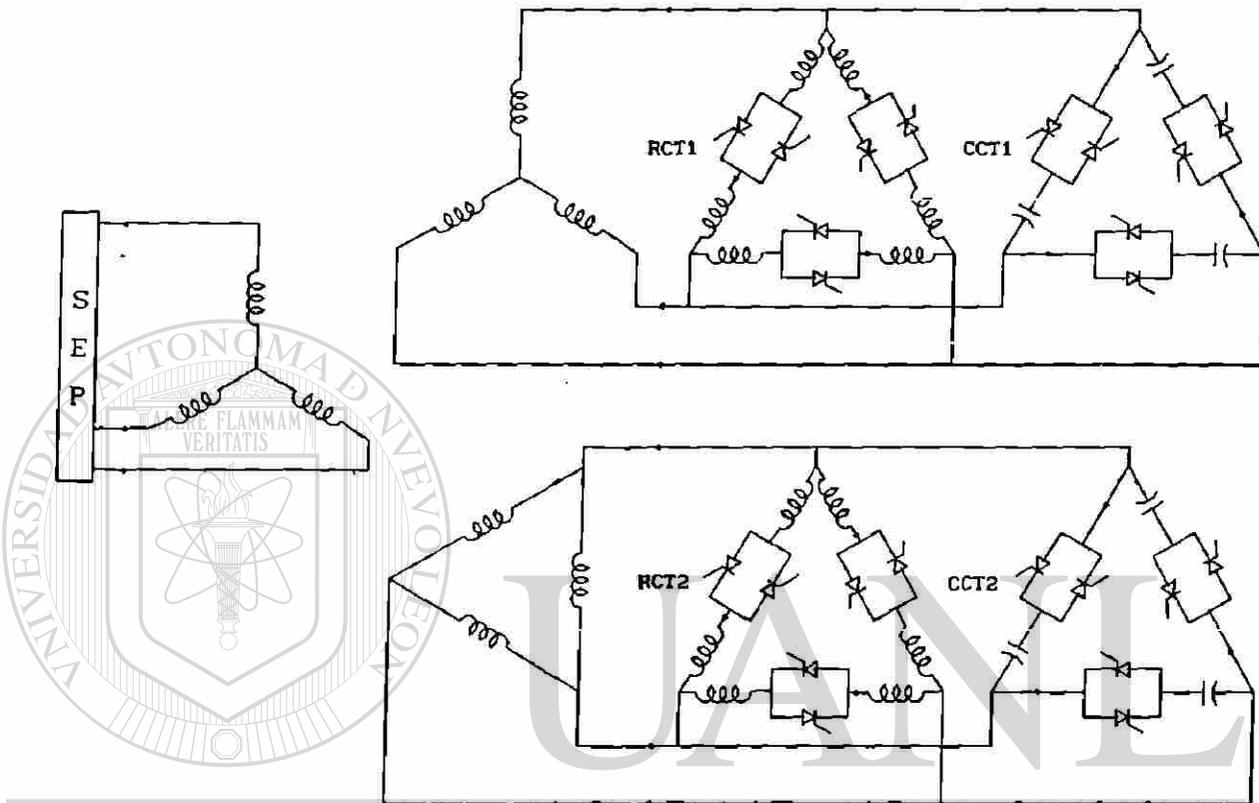


FIGURA 4.29 Compensador combinado CCT/RCT con arreglo de doce púlsos.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

De acuerdo con la figura 4.29 cuando se compensa potencia reactiva capacitiva esta se lleva a cabo conectando los dos CCT. En el devanado secundario (conectado en estrella) el control continuo de la compensación capacitiva se logra con la unidad RCT1 y en el devanado terciario (conectado en delta) se logra con la unidad RCT2.

5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

5.1.1 Principios de operación de CEV's

- o El reactor controlado por tiristores (RCT) es un dispositivo capaz de inyectar potencia reactiva en forma continua, sin embargo dado su principio de operación es una fuente de armónicas.
- o El RCT opera bajo el principio de control de fase. De esta forma el valor de susceptancia del reactor se controla variando el ángulo de disparo de los tiristores.
- o El capacitor conmutado a través de tiristores (CCT) es un dispositivo que inyecta potencia reactiva en forma discreta mediante la conexión/desconexión de bancos de capacitores.
- o El CCT no genera armónicas ya que su operación no se basa en la deformación de la onda de corriente.
- o El compensador combinado CCT/RCT es un dispositivo que presenta la ventaja de suministrar potencia reactiva capacitiva e inductiva en forma continua.

5.1.2 Armónicas

- o Las armónicas características que se generan al operar el RCT son del orden $2n-1$.

- o Las máximas amplitudes de las armónicas generadas por el RCT no se presentan para un mismo ángulo de disparo ó ángulo de conducción.
- o La conexión recomendada para el RCT trifásico es la conexión delta, esto se debe a que con esta conexión el RCT actúa como un filtro para las terceras armónicas y sus múltiplos.
- o En un RCT de seis pulsos bajo condiciones de operación balanceadas, el defasamiento entre las componentes fundamentales y las componentes armónicas de corriente (excepto las de secuencia cero) es de 120° .
- o En compensadores estáticos del tipo RCT de seis pulsos es recomendable utilizar filtros para eliminar armónicas de orden crítico tales como; la 5a. ,7a. ,11a., etc.
- o La ventaja que presenta el arreglo de doce pulsos para el RCT consiste en la eliminación de todas las armónicas de orden $6(2n-1)\pm 1$, se inyectan solo las de orden $12n-1$.
- o En los compensadores tipo CCT/RCT se recomienda que los bancos de capacitores sean sintonizados para eliminar armónicas críticas generadas por la(s) unidades RCT.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

5.1.3 Configuraciones.

- o En compensadores estáticos del tipo RCT es recomendable dividir en dos partes el reactor de cada fase, conectando una parte antes y la otra después de los tiristores, esto con el propósito de limitar corrientes de falla a través de los tiristores.
- o Otra ventaja que presenta el esquema de doce pulsos para el RCT consiste en que si una de las unidades RCT falla la otra unidad puede continuar

operando, sin embargo la ventaja del esquema de doce pulsos respecto a la cancelación de armónicas de orden $6(2n-1)$ se pierde.

- o En compensadores estáticos tipo CCT/RCT en los cuales existen varias unidades RCT y CCT se recomienda utilizar un transformador de tres devanados y conectar la mitad de las unidades RCT y CCT al devanado secundario y la otra mitad conectada al devanado terciario de manera que operan por pares (una de cada devanado) obteniendo las ventajas del esquema de doce pulsos para la cancelación de armónicas.

5.1.4 Importancia de la simulación

- o La simulación de CEV's es importante ya que complementa la teoría de operación de los mismos en sus aplicaciones para el control de voltaje.
- o En el Sistema Eléctrico Nacional existen diversas configuraciones de CEV's por lo que resulta importante llevar a cabo la simulación de los mismos y poder realizar un análisis comparativo.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

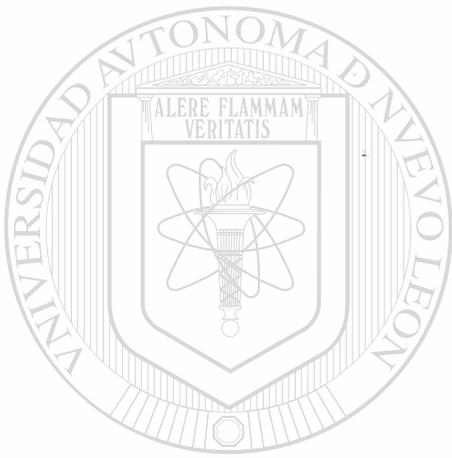
5.1.5 Paquete computacional

- o En el desarrollo de simuladores es importante la utilización de paquetes computacionales con funciones probadas que permitan una fácil integración.
- o El empleo de paquetes computacionales con rutinas gráficas permite obtener mayor calidad en la presentación de resultados.

5.2 RECOMENDACIONES PARA INVESTIGACIONES FUTURAS.

- Debido a que en la práctica existe un cierto grado de desbalance en los voltajes aplicados al CEV es importante considerar este desbalance en la simulación de los diferentes tipos de compensadores estáticos.
- Es importante desarrollar un análisis sobre la forma en que se lleva a cabo la lógica de control de disparo de los tiristores en un CEV. Se debe partir de la respuesta al valor de susceptancia requerida para llevar el voltaje a un valor especificado, con base en este análisis se debe implementar esta lógica en un programa de simulación.
- En la operación de los compensadores estáticos tipo CCT es importante investigar el proceso de conmutación de los tiristores durante el tiempo que está presente el transitorio de corriente. Se debe considerar que el compensador estático se puede conectar con los capacitores descargados.
- Es importante considerar el diseño de filtros para la eliminación de armónicas generadas por la operación de compensadores estáticos.
- Es necesario abordar el comportamiento dinámico de los diferentes tipos de CEV's y comparar la rapidez de respuesta y sus características de control.
- Es importante analizar el comportamiento dinámico de estos dispositivos cuando están integrados a una red eléctrica y determinar su influencia ante perturbaciones que ocurren en el sistema de potencia.
- En la simulación de un CEV, es importante analizar el efecto que se tiene cuando ocurre una falla en sus terminales y al liberar la misma. También resulta importante considerar la operación de protecciones con las que está equipado el CEV ante estas mismas condiciones.
- Se recomienda la implementación física a escala de los diferentes tipos y configuraciones de compensadores estáticos presentados en este

trabajo. Se debe incluir el sistema de control y la lógica de disparo de los tiristores. Esto con el propósito de reafirmar la teoría y conceptos sobre la operación de estos dispositivos y desarrollar investigaciones que conduzcan a un mejoramiento operativo de los mismos.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

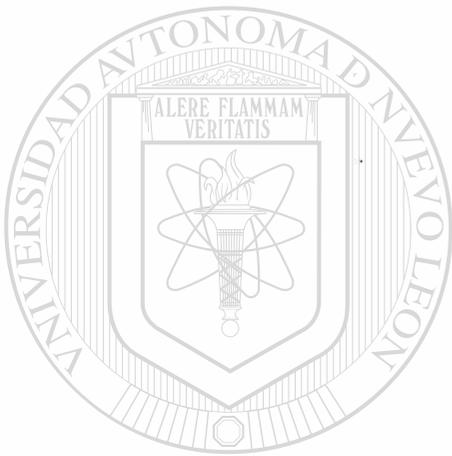
®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

REFERENCIAS

- [1] T.J.E. Miller, "Reactive Power Control in Electric Systems", John Willey & Sons, 1982.
- [2] Working Group 38-01, "Static Vars Compensators". Task Force No. 2 on SVC, CIGRE, 1986.
- [3] Committee on Static Compensation, "STATIC COMPENSATORS for reactive power control". Canadian Electrical Association (CEA), 1984.
- [4] C.F.E., Curso "Control de Voltaje y Potencia Reactiva". Puebla, Pue., Septiembre de 1984.
- [5] S. Torseng, "Shunt-connected reactors and capacitors controlled by thyristors". IEE Proc., Vol 128. Pt. C. No. 6. November 1981.
- [7] S.B.Dewan, A. Straughen, "Power Semiconductor Circuits". John Willey & Sons, 1975.
- [8] Kwa Sur Tam, Robert H. Lasseter, "Alternative Twelve Pulse Arrangement For Static Var control Applications". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 12, Dec. 1983.
- [9] Hwei P. Hsu, "Análisis de Fourier". Fondo Educativo Interamericano, 1973.
- [10] Joseph A. Edminister, "Electric Circuits". Schaum's Outline Series.
- [11] E. Oran Brigham, "The Fast Fourier Transform and Its Applications". Prentice Hall, Inc., 1988.
- [12] John Marks, Gil Addis and Ivars Vancers, "Proceedings: Transmission Static VAR Systems Seminar". EL-1047-SR, Special Study Project Ws-78-108, Special Report, April 1979.

- [13] F. Aboytes, "OPERACION Y CONTROL DE REDES ELECTRICAS". IEEE, RVP-90, Acapulco Guerrero, 22-27 Julio.
- [14] Kaj Engberg, Sven Ivner, "Static var systems for voltage control during steady-state and transient conditions". Presented at EPRI/HYDRO-QUEBEC Symposium on CONTROLLED REACTIVE COMPENSATION. Varennes, Quebec, Canada, September 19-21, 1979.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

APENDICE A

ARMONICAS EN UN RCT MONOFASICO.

Este apéndice tiene como objetivo demostrar que este tipo de compensador dado su principio de operación genera armónicas de orden impar.

En la figura A.1 se muestra la forma de onda del RCT para un ángulo de disparo α .

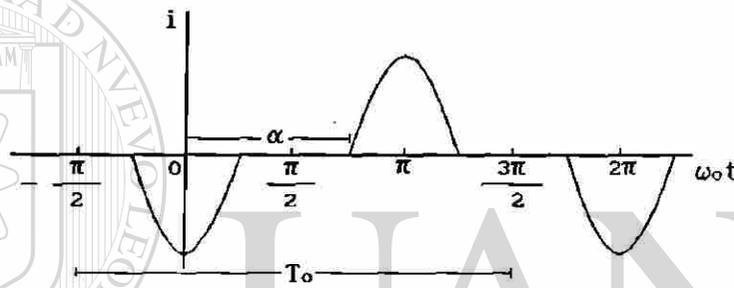


FIGURA A.1 Forma de onda de la corriente en un RCT monofásico

De acuerdo con la teoría de Fourier la forma de onda de la corriente representada en la figura A.1 tiene simetría de cuarto de onda par y consta solamente de armónicas impares en términos de la función coseno^[9], es decir:

$$i(t) = \sum i'_k \cos(k2\pi f_0 t) \quad (A.1)$$

$$k=2n-1, n=1, 2, 3, \text{étc.}$$

lo que significa que la corriente está constituida por una componente de corriente fundamental y por componentes armónicas de orden impar (en términos de la función coseno).

donde

$$i'_k = \frac{8}{T_0} \int_0^{T_0/4} i(t) \cos(k2\pi f_0 t) dt \quad (\text{A.2})$$

De la expresión anterior T_0 representa el periodo de la corriente $i(t)$ y es igual al inverso de la frecuencia fundamental f_0 , por tanto

$$T_0 = 1/f_0 = 2\pi/\omega_0 \quad (\text{A.3})$$

De acuerdo con el periodo de la corriente indicado en la figura A.1, para efectos de cálculo de la integral representada en la expresión (A.2), el tramo de $\omega_0 t = \pi/2$ a $\omega_0 t = \pi$ es equivalente al tramo 0 a $T_0/4$ que representa los límites de la integral de la expresión (A.2).

En base a la figura A.1, la corriente en el tramo $\omega_0 t = \pi/2$ a $\omega_0 t = \pi$ se puede expresar como:

$$i(t) = \begin{cases} 0 & \pi/2 < \omega_0 t < \alpha \\ I_{\max} (\cos \alpha - \cos \omega_0 t) & \alpha < \omega_0 t < \pi \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

donde I_{\max} es la magnitud de la corriente del reactor en conducción completa, la cual fue previamente definida en el capítulo 3.

Sustituyendo la expresión (A.4) en la expresión (A.2) tenemos que:

$$i'_k = \frac{8}{T_0} \int_{\alpha}^{\pi} I_{\max} (\cos \alpha - \cos \omega_0 t) \cos (k\omega_0 t) dt \quad (\text{A.5})$$

Asimismo la expresión (A.5) puede ser representada como:

$$i'_k = \frac{8}{T_0} I_{\max} \cos \alpha \int_{\alpha}^{\pi} \cos (k\omega_0 t) dt - \frac{8}{T_0} I_{\max} \int_{\alpha}^{\pi} \cos \omega_0 t \cos (k\omega_0 t) dt \quad (\text{A.6})$$

de la expresión (A.6) definiendo los términos del lado derecho como:

$$\bar{i}_k = \frac{8}{T_0} I_{\max} \cos \alpha \int_{\alpha}^{\pi} \cos (k\omega t) dt \quad (\text{A.7})$$

$$\hat{i}_k = -\frac{8}{T_0} I_{\max} \int_{\alpha}^{\pi} \cos \omega t \cos (k\omega t) dt \quad (\text{A.8})$$

la expresión (A.6) queda como:

$$i'_k = \bar{i}_k + \hat{i}_k \quad (\text{A.9})$$

La solución a la expresión (A.7) está dada por:

$$\bar{i}_k = -\frac{4}{k\pi} I_{\max} \cos \alpha \operatorname{sen} k\alpha \quad (\text{A.10})$$

$$k = 2n-1, n = 1, 2, 3, \text{étc.}$$

Asimismo la solución a la expresión (A.8) está dada por:

$$\hat{i}_k = \begin{cases} \left(\frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{\pi} \operatorname{sen} 2\alpha - 2 \right) I_{\max} & k=1 \\ \left(\frac{2}{\pi(1-k)} \operatorname{sen} [\alpha(1-k)] + \frac{2}{\pi(1+k)} \operatorname{sen} [\alpha(1+k)] \right) I_{\max} & k=2n-1, n=2, 3, \text{étc.} \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

Puede observarse en las ecuaciones (A.10) y (A.11) que ambos términos de corriente \bar{i}_k e \hat{i}_k están en función del ángulo de disparo α y del valor de k el cual representa el orden de la armónica correspondiente.

Combinando los resultados de las expresiones (A.10) y (A.11) para obtener una expresión generalizada para la componente de corriente fundamental en la expresión (A.9) tenemos que:

$$i'_1 = i_1 = \left(-\frac{4}{\pi} \cos \alpha \operatorname{sen} \alpha + \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{\pi} \operatorname{sen} 2\alpha - 2 \right) I_{\max} \quad (\text{A.12})$$

Aplicando la identidad $\text{sen } 2\alpha = 2 \text{ sen } \alpha \cos \alpha$ en la ecuación (A.12) se tiene la siguiente expresión:

$$i_1 = \left[-\frac{2}{\pi} \text{sen } 2\alpha + \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{\pi} \text{sen } 2\alpha - 2 \right] I_{\text{max}} \quad (\text{A.13})$$

simplificando la expresión (A.13) se obtiene finalmente:

$$i_1 = -\frac{I_{\text{max}}}{\pi} \left(2(\pi - \alpha) - \text{sen}[2(\pi - \alpha)] \right) \quad (\text{A.14})$$

La ecuación anterior representa la magnitud de la componente fundamental de la corriente que un RCT inyecta a la red en función del ángulo de disparo α y está implícita en la ecuación (A.9) para el caso en el que $k=1$. Esta magnitud de corriente representa el coeficiente de la función coseno a la frecuencia fundamental implícita en la ecuación (A.1).

Asimismo combinando los resultados de las expresiones (A.10) y (A.11) para llegar a una expresión generalizada y obtener las magnitudes de las armónicas de corriente:

$$i'_k = i_k = \left(-\frac{4}{k\pi} \cos \alpha \text{sen } k\alpha + \frac{2}{\pi(1-k)} \text{sen} [\alpha(1-k)] + \frac{2}{\pi(1+k)} \text{sen} [\alpha(1+k)] \right) I_{\text{max}} \quad (\text{A.15})$$

donde $k = 2n-1$, para $n = 2, 3, 4$, etc.

Finalmente aplicando la identidad $\text{sen}(-\theta) = -\text{sen}(\theta)$ al segundo término de la ecuación (A.15) y reordenando términos tenemos que:

$$i'_k = \frac{4I_{\text{max}}}{\pi} \left(\frac{\text{sen}(k-1)\alpha}{2(k-1)} + \frac{\text{sen}(k+1)\alpha}{2(k+1)} - \cos \alpha \frac{\text{sen } k\alpha}{k} \right) \quad (\text{A.16})$$

donde ahora $k=2n+1$, para $n=1, 2, 3$, etc.

La ecuación anterior es fundamental y expresa los valores máximos para cada corriente armónica en función del ángulo de disparo α de los tiristores. Estos valores de corriente resultan ser los coeficientes de las funciones armónicas cosenoidales representadas en la ecuación (A.1).

APENDICE B

SOLUCION DE LA ECUACION DE VOLTAJE EN TERMINOS DE LA TRANSFORMADA DE LAPLACE ECUACION (3.30) DEL CAPITULO 3.

Este apéndice tiene como objetivo mostrar la solución de la ecuación de voltaje (en términos de la transformada de Laplace) para el circuito de la figura 3.10 (capítulo 3). Este circuito fue utilizado para analizar la conmutación de un capacitor bajo condiciones prácticas.

Como se recordará del capítulo 3, la ecuación de voltaje en términos de la transformada de Laplace para el circuito de la figura 3.10 es:

$$V(s) = \left[Ls + \frac{1}{Cs} \right] I(s) + \frac{V_{co}}{s} \quad (B.1)$$

donde V_{co} es el voltaje de carga inicial del capacitor.

L es la inductancia del reactor presente en el circuito

C es la capacitancia el capacitor presente en el circuito.

El voltaje de suministro de la fuente esta dado por

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

$$v = V_{max} \text{ sen } (\omega t + \alpha) \quad (B.2)$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

el tiempo es medido desde el instante cuando un tiristor es disparado, correspondiendo al ángulo α en la onda de voltaje.

De la ecuación (B.1) despejando para $I(s)$:

$$I(s) = V(s) \left[\frac{Cs}{LCs^2 + 1} \right] - V_{co} \left[\frac{C}{LCs^2 + 1} \right] \quad (B.3)$$

Definiendo ambos términos de la ecuación (B.3) como:

$$\bar{I}(s) = V(s) \left[\frac{Cs}{LCs^2 + 1} \right] \quad (B.4)$$

$$\hat{I}(s) = -V_{co} \left[\frac{C}{LCs^2 + 1} \right] \quad (B.5)$$

entonces la ecuación (B.3) puede ser expresada como:

$$I(s) = \bar{I}(s) + \hat{I}(s) \quad (B.6)$$

Antitransformando el segundo término de la ecuación (B.6) tenemos:

$$\hat{i}(t) = \mathcal{L}^{-1}[\hat{I}(s)] = -\mathcal{L}^{-1} \left\{ V_{co} \left[\frac{C}{LCs^2 + 1} \right] \right\} \quad (B.7)$$

$$\hat{i}(t) = -\frac{CV_{co}}{LC} \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{s^2 + \frac{1}{LC}} \right] \quad (B.8)$$

$$\hat{i}(t) = -\frac{CV_{co}}{\sqrt{LC}} \text{sen}(\sqrt{1/LC} t) \quad (B.9)$$

Definiendo el término $\omega_n = \sqrt{1/LC} = n\omega_0$ donde $n = \sqrt{X_C/X_L}$ y sustituyendo en la ecuación (B.9):

$$\hat{i}(t) = -V_{co} n \omega_0 C \text{sen} \omega_n t \quad (B.10)$$

De la ecuación (B.10) definiendo el término $\omega_0 C = B_c$ entonces:

$$\hat{i}(t) = -n B_c V_{co} \text{sen} \omega_n t \quad (B.11)$$

De modo que esta última expresión resulta ser la solución para la transformada inversa del segundo término de la ecuación (B.3).

Antitransformando el primer término de la ecuación (B.6) tenemos que:

$$\bar{i}(t) = \mathcal{L}^{-1}[\bar{I}(s)] = \left\{ V(s) \left[\frac{Cs}{LCs^2 + 1} \right] \right\} \quad (\text{B.12})$$

haciendo

$$G(s) = \left[\frac{Cs}{LCs^2 + 1} \right] = \frac{C}{LC} \left[\frac{s}{s^2 + \frac{1}{LC}} \right] \quad (\text{B.13})$$

entonces:

$$\bar{I}(s) = V(s)G(s) \quad (\text{B.14})$$

La transformada inversa de la ecuación (B.14) se obtiene aplicando la siguiente propiedad:

$$\mathcal{L}^{-1}\{F(s)G(s)\} = \int_0^t f(u)g(t-u)du \quad (\text{B.15})$$

donde $F(s)$ es análoga a $V(s)$ en la ecuación (B.14).

De acuerdo con la expresión (B.15), es necesario antitransformar $F(s)$ y $G(s)$ en forma independiente y luego efectuar la convolución de $f * g$.

La transformada inversa de Laplace de la función $V(s)$ no es necesario obtenerla pues se tiene su representación en el dominio del tiempo y es:

$$v = v(t) = V_{\max} \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (\text{B.16})$$

Antitransformando la expresión (B.13) se obtiene:

$$g(t) = \mathcal{L}^{-1}G(s) = \frac{C}{LC} \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{s}{s^2 + \frac{1}{LC}} \right] \quad (\text{B.17})$$

$$g(t) = \frac{C}{LC} \cos(\sqrt{1/LC} t) \quad (\text{B.18})$$

sustituyendo las ecuaciones (B.16) y (B.18) en (B.15) tenemos:

$$\bar{i}(t) = \int_0^t [V_{\max} \text{sen}(\omega_0 u + \alpha)] \frac{C}{LC} \cos[\sqrt{1/LC} (t-u)] du \quad (\text{B.19})$$

La solución de la integral anterior está dada por:

$$\begin{aligned} \bar{i}(t) = & - \frac{V_{\max} \omega_0 C}{LC \omega_0^2 (1-n^2)} \cos \alpha \cos \omega_0 t + \frac{V_{\max} \omega_0 C}{LC \omega_0^2 (1-n^2)} \text{sen} \alpha \text{sen} \omega_0 t \\ & + \frac{V_{\max} n \omega_0 C}{LC \omega_0^2 (n^2-1)} \text{sen} \alpha \text{sen} n \omega_0 t + \frac{V_{\max} \omega_0 C}{LC \omega_0^2 (1-n^2)} \cos \alpha \cos n \omega_0 t \end{aligned} \quad (\text{B.20})$$

de la ecuación anterior

$$\frac{1}{LC \omega_0^2} = n^2 \quad (\text{B.21})$$

como $\omega_0 C = B_c$ y $n \omega_0 = \omega_n$, entonces la ecuación (B.21) puede ser expresada mediante:

$$\begin{aligned} \bar{i}(t) = & V_{\max} B_c \frac{n^2}{n^2-1} \cos \alpha \cos \omega_0 t - V_{\max} B_c \frac{n^2}{n^2-1} \text{sen} \alpha \text{sen} \omega_0 t \\ & + n V_{\max} B_c \frac{n^2}{n^2-1} \text{sen} \alpha \text{sen} \omega_n t - V_{\max} B_c \frac{n^2}{n^2-1} \cos \alpha \cos \omega_n t \end{aligned} \quad (\text{B.22})$$

en la ecuación anterior se define

$$\bar{I}_{ac} = V_{\max} B_c \frac{n^2}{n^2-1} \quad (\text{B.23})$$

entonces

$$\begin{aligned} \bar{i}(t) = & \bar{I}_{ac} \cos \alpha \cos \omega_0 t - \bar{I}_{ac} \text{sen} \alpha \text{sen} \omega_0 t + n V_{\max} B_c \frac{n^2}{n^2-1} \text{sen} \alpha \text{sen} \omega_n t \\ & - \bar{I}_{ac} \cos \alpha \cos \omega_n t \end{aligned} \quad (\text{B.24})$$

finalmente aplicando la identidad $\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta$ a los primeros dos términos de la ecuación (B.24):

$$\bar{I}(t) = \bar{I}_{ac} \cos(\omega t + \alpha) + n V_{max} B_c \frac{n^2}{n^2 - 1} \sin \alpha \sin \omega t - \bar{I}_{ac} \cos \alpha \cos \omega t \quad (B.25)$$

Por tanto esta última ecuación resulta ser la solución para la transformada inversa del primer término de la ecuación (B.3).

La solución a la transformada inversa de $I(s)$ está dada por la suma de las soluciones a la transformada inversa de $\bar{I}(s)$ e $\hat{I}(s)$, es decir:

$$\mathcal{L}^{-1}[I(s)] = \mathcal{L}^{-1}[\bar{I}(s)] + \mathcal{L}^{-1}[\hat{I}(s)] \quad (B.26)$$

de modo que

$$i(t) = \bar{i}(t) + \hat{i}(t) \quad (B.27)$$

sustituyendo (B.11) y (B.25) en (B.27):

$$i(t) = -n B_c V_{co} \sin \omega t + \bar{I}_{ac} \cos(\omega t + \alpha) + n V_{max} B_c \frac{n^2}{n^2 - 1} \sin \alpha \sin \omega t - \bar{I}_{ac} \cos \alpha \cos \omega t \quad (B.28)$$

rearrreglando términos en la ecuación anterior:

$$i(t) = \bar{I}_{ac} \cos(\omega t + \alpha) - n B_c \left[V_{co} - \frac{n^2}{n^2 - 1} V_{max} \sin \alpha \right] \sin \omega t - \bar{I}_{ac} \cos \alpha \cos \omega t \quad (B.29)$$

La ecuación (B.29) describe el comportamiento de la corriente en el circuito de la figura 3.10 en función del ángulo de disparo α (en los tiristores) y parámetros cuya descripción fue dada en el mismo capítulo 3.

APENDICE C

TRANSFORMADA DE FOURIER

Este apéndice tiene como objetivo describir el significado de la transformada de Fourier de una función periódica continua y posteriormente presentar la formulación de la transformada de Fourier aplicada a funciones periódicas discretas la cual es común implementar en computadoras digitales.

La transformada rápida de Fourier (FFT) es un algoritmo que puede calcular la transformada de Fourier discreta en una forma mucho más rápida que otros algoritmos disponibles.

FORMA COMPLEJA DE LAS SERIES DE FOURIER

Una función periódica $y(t)$ con período T_0 puede ser expresada como una serie de Fourier que es representada por la siguiente expresión:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(2\pi n f_0 t) + b_n \sin(2\pi n f_0 t)] \quad (C.1)$$

donde f_0 es la frecuencia fundamental igual $1/T_0$ y la magnitud de los coeficientes está dada por las siguientes integrales.

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} y(t) \cos(2\pi n f_0 t) dt \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (C.2)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} y(t) \sin(2\pi n f_0 t) dt \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (C.3)$$

A partir de las expresiones (C.1), (C.2) y (C.3) aplicando las identidades :

$$\cos(2\pi n f_0 t) = \frac{1}{2} (e^{j2\pi n f_0 t} + e^{-j2\pi n f_0 t}) \quad (C.4)$$

$$\text{sen}(2\pi n f_0 t) = \frac{1}{2j} (e^{j2\pi n f_0 t} - e^{-j2\pi n f_0 t}) \quad (C.5)$$

se llega a la representación en forma compleja de la serie de Fourier de la función $y(t)$, esto es^[9,11]:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (a_n - j b_n) e^{j2\pi n f_0 t} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (a_n + j b_n) e^{-j2\pi n f_0 t} \quad (C.6)$$

Introduciendo valores negativos de n en las ecuaciones (C.2) y (C.3) con el propósito de simplificar la ecuación (C.6) se tiene:

$$a_{-n} = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} y(t) \cos(-2\pi n f_0 t) dt \quad (C.7)$$

$$= \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} y(t) \cos(2\pi n f_0 t) dt \quad (C.8)$$

$$= a_n \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (C.9)$$

$$b_{-n} = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} y(t) \text{sen}(-2\pi n f_0 t) dt \quad (C.10)$$

$$= -\frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} y(t) \text{sen}(2\pi n f_0 t) dt \quad (C.11)$$

$$= -b_n \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (C.12)$$

con base en las ecuaciones (C.9) y (C.12) se puede escribir

$$\sum_{n=1}^{\infty} a_n e^{-j2\pi n f_0 t} = \sum_{n=-1}^{-\infty} a_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (C.13)$$

asimismo

$$\sum_{n=1}^{\infty} j b_n e^{-j2\pi n f_0 t} = - \sum_{n=-1}^{-\infty} j b_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (C.14)$$

Finalmente sustituyendo las ecuaciones (C.13) y (C.14) en la ecuación (C.6) se obtiene la expresión general:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n - j b_n) e^{j2\pi n f_0 t} \quad (C.15)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad (C.16)$$

donde

$$c_n = \frac{1}{2} (a_n - j b_n) \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (C.17)$$

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} y(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (C.18)$$

Integral de Fourier y Transformada de Fourier^[11]

La esencia de la transformada de Fourier de una forma de onda es descomponer o separar esta forma de onda en una serie de funciones seno y coseno de diferentes frecuencias. La representación gráfica de la transformada de Fourier es un diagrama que despliega la amplitud y frecuencia de cada una de estas funciones.

En otras palabras la transformada de Fourier identifica las diferentes frecuencias de las funciones seno y coseno y sus respectivas amplitudes las que pueden combinarse para formar una forma de onda arbitraria, esto es; la transformada de Fourier es una representación en el dominio de la frecuencia de una función.

La integral de Fourier es definida por la expresión:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (C.19)$$

Si la integral existe para todo valor del parámetro f , entonces la ecuación (C.19) define $H(f)$ como la transformada de Fourier de $h(t)$. Donde $h(t)$ es una función de la variable tiempo y $H(f)$ de la variable frecuencia.

En general la transformada de Fourier es una cantidad compleja, esto es:

$$H(f) = R(f) + j I(f) = |H(f)| e^{j\theta(f)} \quad (C.20)$$

La ecuación (C.20) también puede ser representada por

$$H(f) = H(n/T_0) \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (C.21)$$

En la ecuación (C.18) reemplazando $h(t)$ por $y(t)$ se tiene que

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} h(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt \quad (C.22)$$

$$c_n = \frac{1}{T_0} H(n f_0) = \frac{1}{T_0} H(n/T_0) \quad (C.23)$$

De este modo los coeficientes c_n son derivados por medio de la integral de Fourier y estos son los mismos que los de la serie de Fourier (en su representación compleja).

En la ecuación (C.23) se observa que excepto por el factor $1/T_0$ los coeficientes de la expansión en series de fourier de $y(t)$ son iguales a los valores de la transformada de Fourier $H(f)$ evaluados en n/T_0 .

Transformada de Fourier discreta^[11]

Sea $\tilde{h}(t)$ * una función discreta con periodo T_0 y conteniendo N muestras en este periodo de tal forma que el periodo de muestreo es:

$$T = T_0/N \quad (C.24)$$

La transformada de Fourier para esta función puede ser expresada como:

$$\tilde{H}\left(\frac{n}{NT}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} h(kT) e^{-j2\pi nk/N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (C.25)$$

La expresión (C.25) relaciona N muestras de tiempo y N muestras de frecuencia por medio de la transformada de Fourier continua. La transformada de Fourier discreta es entonces un caso especial de la transformada de Fourier continua. Si se asume que las N muestras de la función original $h(t)$ constituyen un periodo de la forma de onda, la transformada de Fourier de esta función esta dada por las N muestras, calculadas por la ecuación (C.25). La notación $\tilde{H}(n/NT)$ indica que la transformada de Fourier discreta es una aproximación a la transformada de Fourier continua.

Para calcular la transformada de Fourier por medio de la transformada de Fourier discreta es necesario multiplicar la función de tiempo discreta por el factor T , de modo que la ecuación (C.25) finalmente es expresada como: ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$H\left(\frac{n}{NT}\right) = T \sum_{k=0}^{N-1} h(kT) e^{-j2\pi nk/N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (C.26)$$

Como se comentó al principio la transformada rápida de Fourier es un método particular para calcular la transformada de Fourier discreta. El requisito que se impone al utilizar este algoritmo computacional es que el número de muestras N de la función $h(t)$ tenga un logaritmo base dos (\log_2).

* $\tilde{h}(t)$ es una aproximación a la función original $h(t)$ mostrada en (C.19).

APENDICE D

CONFIGURACIONES DE COMPENSADORES ESTATICOS DE VARS INSTALADOS EN EL SISTEMA ELECTRICO NACIONAL

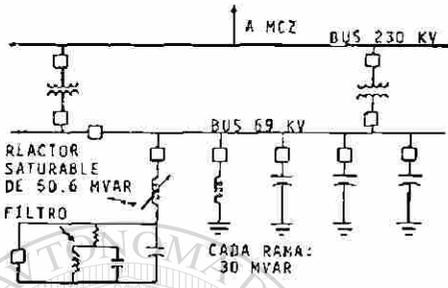


FIGURA D.1 Diagrama unifilar del CEV de Cd. Juárez

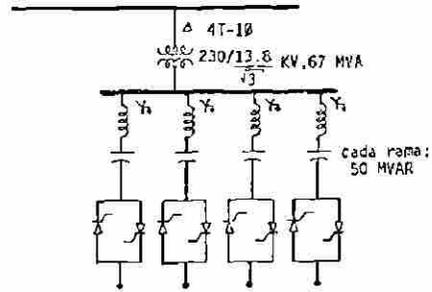


FIGURA D.4 Diagrama unifilar del CEV de Puebla

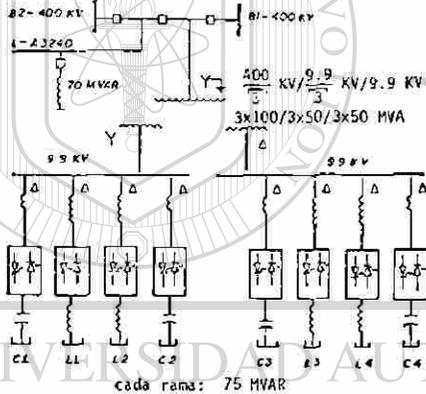


FIGURA D.2 Diagrama unifilar del CEV de Temascal

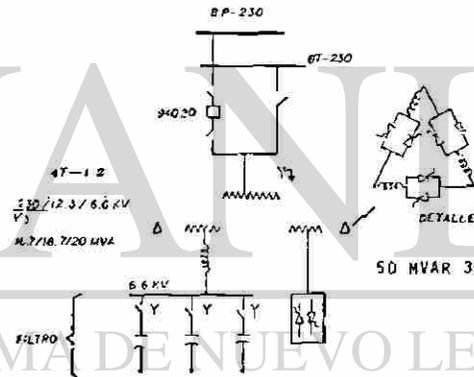


FIGURA D.5 Diagrama unifilar del CEV de Santa Ana

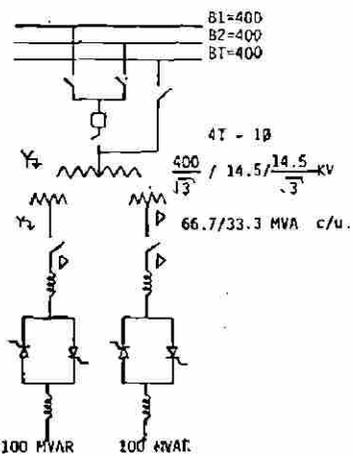


FIGURA D.3 Diagrama unifilar del CEV de Acatlán

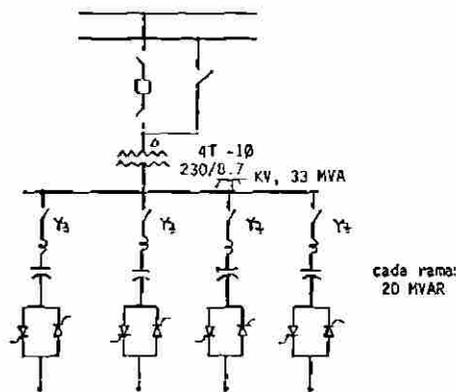


FIGURA D.6 Diagrama unifilar del CEV de Cananea

