

91
2 Gen.



*Universidad Nacional
Autónoma de México*

FACULTAD DE INGENIERIA

CONTROL DE UN
CICLOCONVERTIDOR

T E S I S

*Que para obtener el Título de
Ingeniero Mecánico Electricista
p r e s e n t a*

ISAURO MORALES FLORES

Director: Ing. EDUARDO RAMIREZ



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

	pag.
SUMARIO	1
CAPITULO I	
1.1 Introducción	3
1.2 Aplicaciones del cicloconvertidor de tiristores	3
CAPITULO II TEORIA DE OPERACION	
2.1 Funciones básicas y características	10
2.2 Principio básico de operación del cicloconvertidor.	12
2.3 Modo de operación libre corriente circulante.	18
2.4 Modo de operación natural corriente circulante.	21
2.5 Armónicas de distorsión del voltaje de salida del cicloconvertidor.	29
CAPITULO III CALCULO DE LOS PULSOS DE DISPARO PARA UN CICLOCONVERTIDOR DE SEIS PULSOS, CONUTADO NATURALMENTE, EN MODO DE OPERACION CORRIENTE CIRCULANTE.	
3.1 Requerimientos funcionales básicos de los pulsos de disparo.	32
3.2 Función de modulación de los pulsos de disparo.	34
3.3 Síntesis de la onda de voltaje de salida para un cicloconvertidor de seis pulsos con entrada trifásica y salida monofásica.	45

3.4 Metodología de cálculo de los instantes de disparo utilizando el método de "cruce con ondas cosenoidales".	51
CAPITULO IV CIRCUITO DE CONTROL	
4.1 Diferentes formas de control para un cicloconvertidor.	55
4.2 Diseño del controlador	59
APENDICE A	71
APENDICE B	75
BIBLIOGRAFIA	78

SUMARIO

El trabajo presentado consiste en lo siguiente:

- 1) Se ha realizado un estudio sobre los principios básicos de operación del cicloconvertidor de conmutación natural en modo de operación "libre corriente circulante", y en modo de operación "natural corriente circulante".
- 2) Se describe la función de modulación de los ángulos de los pulsos de disparo de los tiristores, así como su simplificación a el método de cruce de una onda senoidal de referencia con una familia de curvas cosenoidales.
- 3) Utilizando una representación fasorial de las fases de entrada del cicloconvertidor, se describe la síntesis de la forma de onda del voltaje de salida para un circuito de seis pulsos, así como las secuencias de conmutación de los tiristores.
- 4) Se obtiene una simplificación para el cálculo de los instantes de disparo de los tiristores, y se da una metodología para calcular los instantes de disparo para diferentes frecuencias de salida (menores que la frecuencia de entrada). Se ha elaborado un programa en lenguaje fortran el cual calcula los instantes de disparo para una frecuencia de salida de 15 Hz., para un circuito de seis pulsos.
- 5) Se ha diseñado un circuito de control digital en lazo abierto, utilizando memorias EPROM para generar los tiempos de los pulsos de disparo. El control es para obtener una frecuencia fija de salida de 15 Hz., con un circuito de seis pulsos, en-

pleando los instantes de disparo calculados con el programa en lenguaje fortran. También se diseñaron los circuitos de disparo por generación de portadora para los SCR del circuito de potencia, así como las redes de amortiguamiento para protección de $\frac{dv}{dt}$ y $\frac{di}{dt}$.

CAPITULO I

I.1 INTRODUCCION

Los cicloconvertidores originales fueron construidos con rectificadores de arco de mercurio de rejilla controlada o tiratrones, durante 1920 y 1930. Las primeras aplicaciones comerciales fueron en la conversión de fuentes de poder trifásicas de 50 Hz. a monofásicas de 16 2/3 Hz., con capacidad de 10 a 15 KV, para propósitos de tracción eléctrica (electrificación de vías de tren). El uso del cicloconvertidor gradualmente cayó de popularidad a fines de 1950, principalmente a causa de la limitada capacidad de conversión de energía de los rectificadores de arco de mercurio, y a causa de lo voluminoso y relativa complejidad de los sistemas cicloconvertidores. Sin embargo, antes de que el uso del cicloconvertidor declinara, su teoría de operación en el modo de corriente circulante había sido analizada.

El interés en los conceptos del cicloconvertidor revivió rápidamente después de una publicación en 1957 hecha por la compañía General Electric sobre el desarrollo del tiristor. Las primeras nuevas aplicaciones del cicloconvertidor fueron en sistemas VSCF para aeroplanos, es decir, fuentes de poder trifásicas de frecuencia constante obtenidas a partir de un alternador trifásico de velocidad variable. Drivers de frecuencia variable para motores de inducción fue la siguiente aplicación importante. Concurrentemente varios fabricantes fueron desarrollando el modo de operación libre corriente circulante, inversión, fuentes para armadura de máquinas de DC, las cuales fueron esencialmente cicloconvertidores de entrada trifásica a salida monofásica.

I.2 APLICACIONES DEL CICLOCONVERTIDOR DE TIRISTORES.

Basicamente son dos las principales aplicaciones del cicloconvertidor de tiristores. La primera está en el área de control de velocidad de máquinas de corriente alterna, es decir, drivers de frecuencia variable para controlar la velocidad de máquinas de AC. La segunda es en los sistemas VSCF para aeropla-

nos. A continuación se describe brevemente las aplicaciones mencionadas:

a) Control de velocidad de máquinas de AC.

La máquina de DC encuentra una amplia aplicación en drivers de velocidad variable, debido a que su velocidad puede ser eficientemente controlada mediante el ajuste de su voltaje. Esta sin embargo, tiene la desventaja práctica de emplear un conmutador y escobillas de carbón, lo cual es relativamente costoso, y también requiere mantenimiento periódico. Por otra parte, el uso de un conmutador hace difícil la operación con voltajes o corrientes más allá de ciertos límites prácticos; además el conmutador realmente impide el uso de un motor DC en ciertas condiciones ambientales, como en el caso de un motor de una bomba, donde el rotor realmente podría estar dentro del líquido.

La máquina de AC, por otro lado, no requiere un conmutador. Por lo que generalmente es considerablemente menos cara que una máquina de DC, tan bien como es mucho más robusta mecánicamente que una máquina de DC, requiere menos mantenimiento. Sin embargo, el motor de AC no es considerado como una máquina de velocidad variable, ya que su velocidad es una función de su frecuencia aplicada, la cual normalmente es fija. Pero claro, varios medios para controlar la velocidad de un motor de inducción de AC conectado a una fuente de frecuencia fija, han sido diseñados. Estos métodos, aunque satisfactorios dentro de sus propias limitaciones, o son eficientes o no son generalmente aplicables a un control de velocidad el cual requiera una realización precisa sobre un amplio rango de carga y velocidad.

El punto de realidad es, si una fuente de poder de frecuencia variable y voltaje variable es conectada a una máquina de AC, entonces es posible, mediante el apropiado control de la frecuencia y amplitud de voltaje, proveer un eficiente control

de velocidad con una realización equivalente a aquella de un driver de 4 cuadrantes para el control del voltaje de armadura de una máquina de DC.

En principio, una máquina síncrona o una asíncrona pueden ser usadas, pero en la práctica, el motor de inducción de jaula de ardilla es preferido debido a su simplicidad y robustez mecánica, por lo que nos referimos a él.

Bajo condiciones estables de operación, con voltaje nominal aplicado en el devanado del estator, la velocidad de un motor de inducción es casi proporcional a la frecuencia del voltaje aplicado, y es prácticamente independiente de la carga sobre la máquina, dentro del rango normal de carga.

En el caso de una máquina de DC, el par desarrollado es proporcional a la corriente de armadura, la cual es determinada por la diferencia entre el voltaje y la fem inducida de la máquina, la cual es a la vez, proporcional a la velocidad de la máquina. En el caso de un motor de inducción, con una relación controlada de voltaje a frecuencia, de tal manera que se mantenga un flujo constante en la máquina, el par desarrollado es determinado sólo por la diferencia absoluta o defasamiento de frecuencia entre la frecuencia aplicada a el estator y la frecuencia de salida de la flecha, irrespectiva de la velocidad.

La característica Par/defasamiento de frecuencia para un motor de inducción con flujo de excitación constante es mostrada en las figuras 1.1 a y b. También se muestra la característica corriente / defasamiento de frecuencia. Ambas características son "universales", y son generalmente aplicables a cualquier motor de inducción, independientemente de la frecuencia aplicada o de la velocidad. Deberá ser notado que estas características muestran ambos valores de pendiente positiva y negativa, par, y corriente; es decir, ellas son aplicables a ambos modos de operación de la máquina, como motor, y

Fig. 1.1a

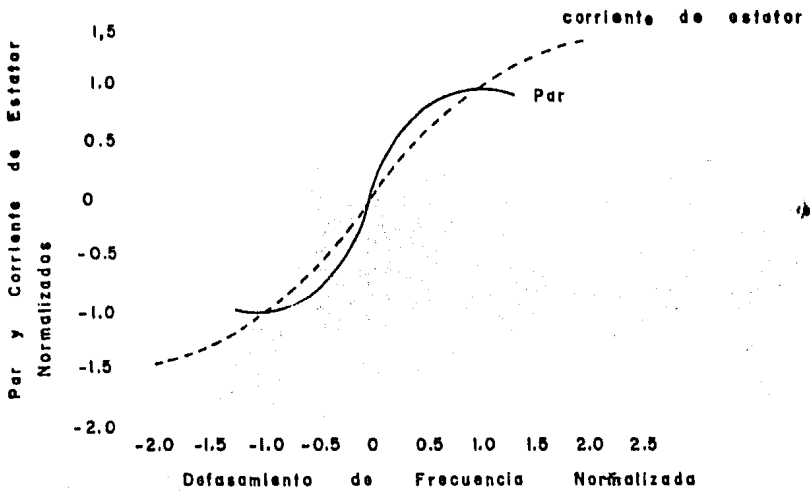
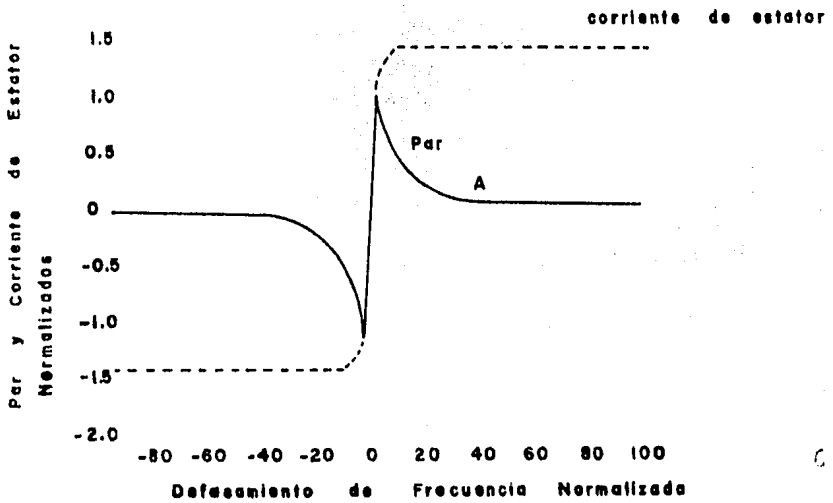


Fig. 1.1b



en modo regenerativo.

Considerando la región en la que la máquina opera como motor, se puede ver que cuando el defasamiento de frecuencia es incrementado, el par y la corriente también se incrementan, hasta cierto par máximo. Después del cual, más incremento en el defasamiento de frecuencia tiene como resultado una reducción en el par, pero con corriente incrementada. El defasamiento absoluto de frecuencia el cual resulta en el máximo par del que la máquina es capaz, el "par máximo", depende de la resistencia del circuito del rotor, y es usualmente un poco porcentaje del rango de frecuencia. Esta frecuencia es conocida como defasamiento de frecuencia para "par máximo".

El rango estable normal de operación de una máquina de inducción es sobre la porción que tiene pendiente positiva de la curva Par/defasamiento de frecuencia. Sin embargo, si la máquina es alimentada con una frecuencia fija, es claro que, al arranque el defasamiento de frecuencia es mucho más grande que aquel que resulta para máximo par. un punto típico de operación con frecuencia fija y el rotor parado, es el punto a de la figura b). En este punto el par es considerablemente menor que el "par máximo", y la corriente es relativamente grande. Se puede ver que para incrementar el par de arranque, es necesario que el punto a sea movido hacia la izquierda. Esto implica que el valor absoluto del defasamiento de frecuencia para par máximo debe ser incrementado, lo cual implica que la resistencia del circuito del rotor también debe ser incrementada. Esto es indeseable ya que trae como consecuencia una reducida eficiencia a plena carga, un par de arranque menor que el par máximo y una corriente de arranque relativamente grande.

Sí, por otro lado, la frecuencia y el voltaje de la fuente de alimentación pueden ser controlados como deseemos, entonces no hay ninguna necesidad de operar la máquina fuera de la porción de pendiente positiva de la curva par/defasamiento

de frecuencia, ya sea como motor o en modo regenerativo. En otras palabras, la frecuencia aplicada puede ser controlada de manera tal que el defasamiento absoluto de frecuencia sea siempre menor (o igual) que el defasamiento de frecuencia para par máximo, y la máquina por lo tanto puede ser operada en su porción más favorable de su característica par/defasamiento de frecuencia, bajo todas las condiciones. Así, es posible realizar el máximo par de manejo y frenado de los cuales la máquina es capaz, a todas las velocidades, incluyendo a rotor parado. Además, debido a esta posibilidad, no hay ninguna necesidad de que la resistencia del circuito del rotor tenga un valor artificialmente grande, simplemente para proveer una capacidad de par de arranque dado.

Así es posible diseñar el circuito de el rotor a mínima resistencia, lo cual implica también el mínimo defasamiento de frecuencia para par máximo. Estas características son deseables ya que se incrementa la eficiencia, y, a mínimo defasamiento, la velocidad de la máquina se hace casi exactamente proporcional a la frecuencia aplicada, sobre un amplio rango de operación.

b) Fuentes de Poder de Frecuencia Constante.

Varias aplicaciones requieren la producción de una fuente de poder de frecuencia de salida fija exactamente regulada, a partir de una fuente de frecuencia variable. En éste tipo de aplicación, el cicloconvertidor de tiristores frecuentemente constituye un medio ideal de conversión de frecuencia.

Una aplicación de esta categoría se encuentra en la conversión de energía en los aeroplanos. Aquí, la fuente prima de energía eléctrica es un alternador, el cual recibe su energía mecánica desde la máquina del aeroplano. Es claro que, dado que la velocidad de la máquina no es constante; no es posible que el alternador produzca una frecuencia constante de salida, si éste es acoplado directamente a la máquina del aeroplano. Hasta ahora, la práctica generalmente aceptada ha

sido insertar un aparato de acoplamiento hidráulico con velocidad constante, entre la máquina y el alternador, por lo tanto permitiendo que el alternador sea manejado a una velocidad constante, y de aquí entregar una frecuencia constante de salida. Este sistema tiene varias desventajas, entre las que se encuentran, el costoso y frecuente mantenimiento que requiere.

Una alternativa más moderna, es acoplar directamente la máquina del aeroplano a el alternador, el cual produce una frecuencia variable de salida que depende de la velocidad de la máquina. Esta fuente de poder de frecuencia variable es convertida a una fuente de poder con frecuencia de salida constante exactamente regulada, por medio del cicloconvertidor de thyristores. Este sistema es conocido como un convertidor de energía VSCF.

Electricamente el sistema VSCF es generalmente superior a el sistema hidráulico, así por ejemplo, el tiempo de respuesta del cicloconvertidor VSCF es casi instantáneo; y es posible proveer un control preciso de frecuencia de salida, amplitud, y balanceo de fases entre las fases de salida, aun con cargas desbalanceadas. Estas características habilitan a el sistema VSCF a satisfacer los estrictos requerimientos de los modernos sistemas de energía en los aeroplanos.

El avance de dispositivos semiconductores de potencia para la conversión de energía, y el desarrollo de circuitos integrados para los circuitos de control de estado sólido. Han hecho práctico el uso del cicloconvertidor en muchas aplicaciones. Y nuevas aplicaciones se extienden, ya que la tecnología de conversión de energía y circuitos de estado sólido continua su desarrollo.

CAPITULO II

TEORIA DE OPERACION

2.1 Funciones Básicas y Características.

Como ya se mencionó, la función básica del cicloconvertidor de tiristores es convertir un voltaje alterno de entrada de una frecuencia dada, a un voltaje alterno de salida de frecuencia diferente. Su característica esencial es que solo contiene una etapa de conversión de energía, la cual consiste en su forma básica, de un arreglo de tiristores utilizados como switches. El principio básico de operación es fabricar una forma de onda rugosa de voltaje de salida, obteniendo la frecuencia deseada directamente de las ondas de voltaje de entrada, simplemente abriendo y cerrando los switches del convertidor en una manera apropiada, es decir, la onda de salida es sintetizada de pequeños segmentos de las ondas de entrada. Esta forma de onda rugosa es entonces filtrada, si es requerido, y así es posible producir una forma de onda suave de voltaje. Debido al uso de tiristores, con sus relativamente bajas pérdidas, el cicloconvertidor es capaz de una alta eficiencia de conversión de energía.

El cicloconvertidor, en esencia, es un simple convertidor dual, el cual es controlado a través de una modulación de fase, variando el tiempo de sus pulsos de disparo, de este modo el cicloconvertidor produce un voltaje alterno de salida en vez de un voltaje de DC que normalmente produce un convertidor dual. Mediante el apropiado control, es posible controlar continuamente la amplitud y frecuencia de la onda de voltaje de salida, independientemente uno del otro. Sin embargo, debido a la necesidad de tener siempre una conmutación natural de corriente de un tiristor a el siguiente, la máxima frecuencia de salida obtenible es, para propósitos prácticos, menor que la frecuencia de entrada. Típicamente la máxima frecuencia de salida "utilizable" podría ser algo entre $1/3$ y $2/3$ de la frecuencia de entrada, dependiendo de el circuito particular del

convertidor, y de la distorsión que puede ser tolerada a la salida.

El cicloconvertidor está habilitado para operar con cargas de algún factor de potencia, y la energía puede fluir de la entrada hacia la salida o viceversa.

El cicloconvertidor está caracterizado por la producción de componentes armónicas de distorsión de voltaje, en adición a la componente senoidal deseada en las terminales de salida, y por la producción de componentes armónicas de corriente en las terminales de entrada, en adición a las componentes en fase. Más, sin embargo, el ángulo de desplazamiento entre la componente fundamental de la corriente de entrada y el voltaje de entrada es invariablemente atrasado, sin considerar si el factor de potencia de la carga a la salida es atrasado, adelantado, o unitario.

2.2 PRINCIPIO BASICO DE OPERACION DEL CICLOCONVERTIDOR.

El principio básico de operación del cicloconvertidor puede ser explicado mediante un circuito equivalente simplificado, como se muestra en la fig. 2.1. Cada convertidor de 2 cuadrantes es representado como una fuente de voltaje alterno, el cual corresponde a la componente "fundamental" o componente "deseada" de voltaje generada a sus terminales de salida, conectada en serie con un diodo, el cual representa la condición unidireccional de flujo de corriente a través del convertidor. Las componentes de rizo de voltaje son omitidas, por lo que en esta representación simple, no hay "rizo" circulante de voltaje y de aquí ninguna reactancia de corriente circulante es requerida. Así, por ahora, la tendencia práctica para que una corriente circulante fluya será omitida.

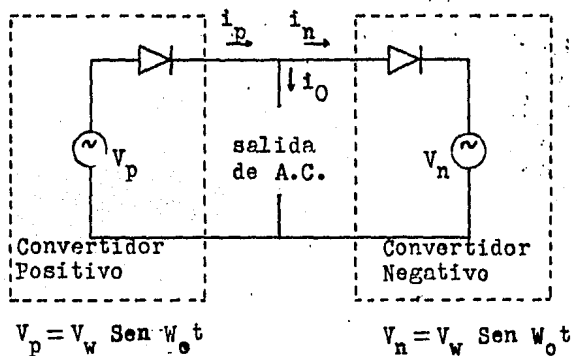


Fig. 2.1

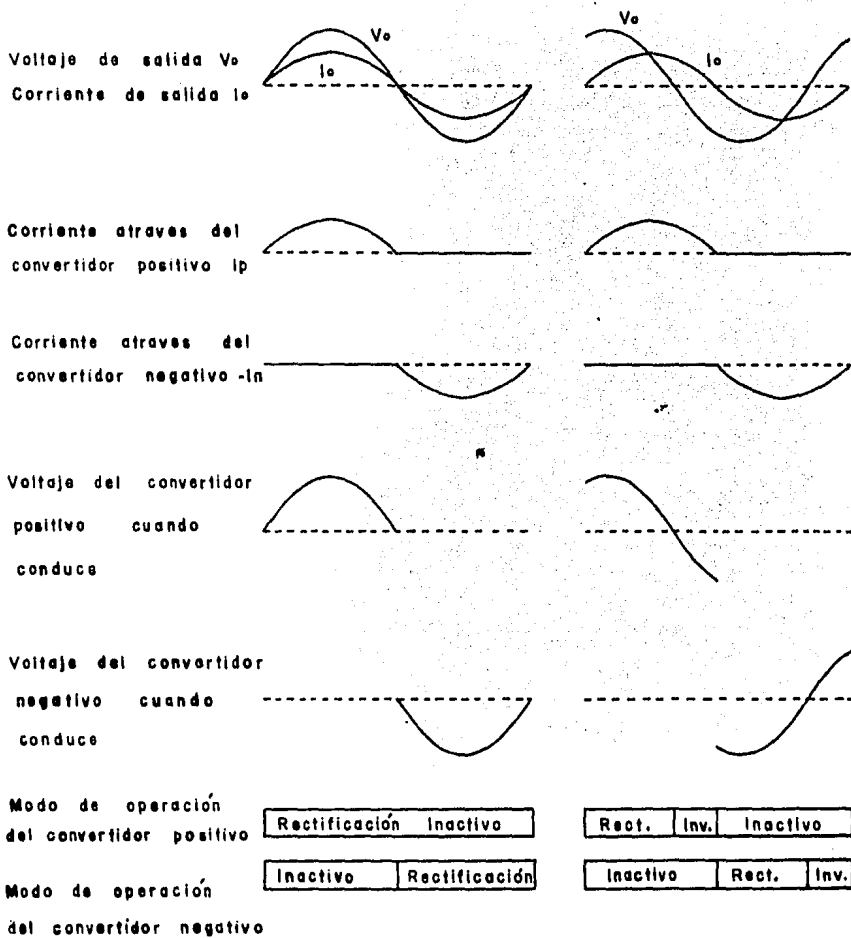
El principio básico de control del cicloconvertidor ideal, es modular continuamente los ángulos de disparo de los convertidores individuales, de tal manera que cada uno de ellos produce el mismo voltaje senoidal de AC a sus terminales de salida. Así los voltajes de los dos generadores en la figura 2.1 tienen la misma amplitud, frecuencia y fase, y el voltaje en las terminales de salida del cicloconvertidor es igual a el voltaje de cualquiera de estos generadores. Es claro que, tan lejos como la carga es concernida, que ésta "ve" una impedancia

teóricamente cero en el generador de AC más allá de las terminales de salida del cicloconvertidor, y por lo tanto la corriente de la carga puede fluir en una u otra dirección en cualquier instante, sin considerar la polaridad instantánea del voltaje. En otras palabras, es posible que la energía media fluya ya sea "hacia" las terminales de salida o "de" las terminales de salida, y el cicloconvertidor es inherentemente capaz de operar con cargas de cualquier ángulo de fase, dentro un espectro completo de 360° .

Ya que los convertidores individuales tienen la propiedad de permitir el flujo de corriente en una sola dirección, es inherente que el medio ciclo de corriente de carga positiva debe ser siempre llevado por el convertidor positivo, y el medio ciclo negativo, por el convertidor negativo, sin importar la fase de la corriente con respecto al voltaje. Esto significa, en el caso general de una carga con factor de desplazamiento no unitario, que durante el curso de un medio ciclo dado de corriente de carga, el asociado convertidor de dos cuadrantes produce ambas porciones "positiva" y "negativa" de la onda de voltaje de carga, para los periodos dados de tiempo. En otras palabras, cada convertidor de dos cuadrantes opera en su región de rectificación y en su región inversa, durante el curso de su asociado medio ciclo de corriente.

Esto es ilustrado en las formas de onda de la figura 2.2. Estas formas de onda son apropiadas a el circuito idealizado del cicloconvertidor de la fig. 2.1, para cargas de diferentes ángulos de desplazamiento.

En a) el ángulo de desplazamiento de la carga es 0° . En este caso cada convertidor lleva la corriente de carga sólo mientras esté en su región de rectificación, y permanece inactivo durante el periodo completo en el cual su voltaje terminal está en la región inversa de operación.



a

b

Fig. 2.2 Formas de onda ilustrando la operación del circuito idealizado del cicloconvertidor de la fig. 2.1

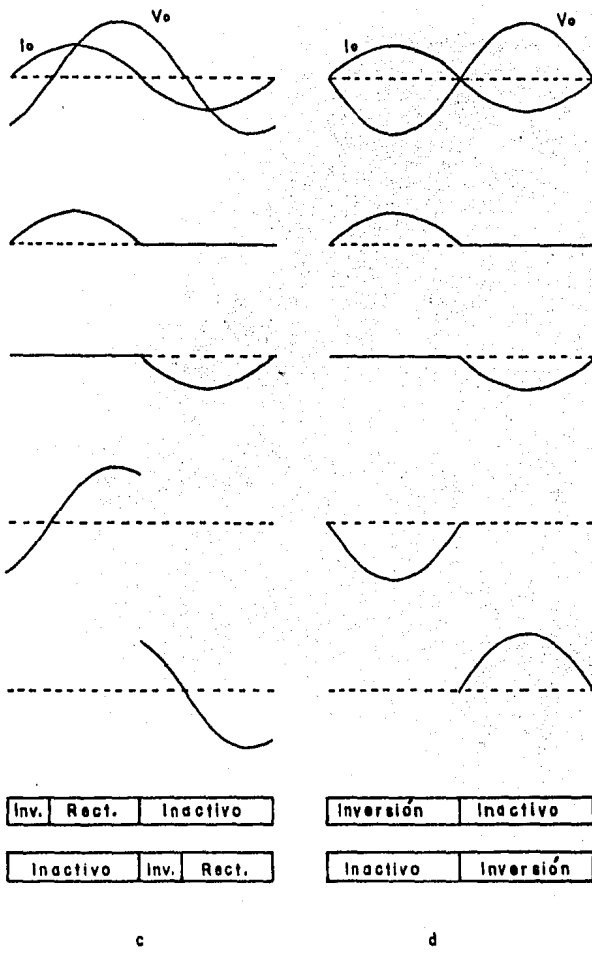


Fig. 2.2 continuación

En b) el ángulo de desplazamiento de la carga es 60° atrasado. Durante los primeros 120° de cada medio ciclo de corriente de carga, el convertidor asociado opera en su región de rectificación, y entrega energía a la carga. Durante los siguientes 60° de cada medio ciclo de corriente de carga, sobre el otro lado, el convertidor asociado opera en su región inversa, y bajo esta condición la carga es energía "regenerativa" que regresa hacia las terminales del cicloconvertidor, y de aquí dentro del sistema de AC a la línea de entrada.

En c) el ángulo de desplazamiento de la carga es 60° adelantado. En este caso, durante los primeros 60° de cada medio ciclo de corriente de carga, el convertidor asociado opera en su región inversa; y durante los siguientes 120° en su región de rectificación.

Finalmente, en d) el ángulo de desplazamiento de la carga es de 180° . En este caso la carga es "completamente regenerativa", y ésta, continuamente entrega energía en las terminales de salida del cicloconvertidor, sobre el periodo completo de cada ciclo de salida. Así, durante cada medio ciclo de corriente, el convertidor asociado opera permanentemente en su región inversa.

Ahora, se presenta una breve descripción cualitativa de la manera general en la cual deben ser controlados los ángulos de disparo de los convertidores del cicloconvertidor ideal.

La condición "inactiva" para un cicloconvertidor puede ser considerada cuando los ángulos de disparo de ambos convertidores sean de 90° , y bajo esta condición el voltaje promedio de salida es cero. Esta es la condición que existe en ausencia de algún estímulo de entrada o el timing que controle los pulsos de disparo, el cual haría que el cicloconvertidor produjera una componente "útil" de voltaje alterno de salida. Para producir un voltaje promedio positivo de salida, el ángulo de disparo del convertidor positivo debe ser avanzado, y el del con-

vertidor negativo retardado, por una cantidad igual, desde los 90° del punto "inactivo". Conversamente, para un voltaje promedio negativo de salida, el ángulo de disparo del convertidor positivo debe ser retardado, y el del convertidor negativo avanzado, por una cantidad igual, desde el punto "inactivo". Así, en términos generales, se puede ver que para producir un nivel de voltaje promedio variable del primero, y entonces el otro, la polaridad en las terminales de salida del cicloconvertidor, es necesario hacer que los ángulos de disparo de cada convertidor pasen por un proceso de continua oscilación "de un lado a otro" alrededor del punto "inactivo" de 90° . Las oscilaciones de los ángulos de disparo de los dos convertidores deben estar en fase opuesta uno con otro, de manera tal que, como con el convertidor dual proviendo un voltaje de salida fija de DC, (con conducción continua) la suma de los ángulos de disparo deberá ser siempre 180° . Controlando la frecuencia y amplitud de la oscilación de los ángulos de disparo de los convertidores, de modo que la frecuencia y amplitud de la componente deseada del voltaje de salida pueda ser controlada. Debe ser apreciado que los ángulos de disparo no pueden ser de hecho continuamente controlados con respecto al tiempo, ya que es posible producir los pulsos de disparo sólo en intervalos discretos.

En la práctica, si el control es tal que los pulsos de disparo son aplicados simultáneamente a ambos convertidores, y la suma de los ángulos de disparo de los convertidores es 180° , entonces aunque las componentes deseadas de voltaje de salida de los convertidores son iguales una a otra, hay inevitablemente desigualdades instantáneas entre sus rizados de voltaje. En la ausencia de alguna impedancia que limite la corriente circulante, éste rizo circulante de voltaje produciría un rizo de corriente circulante teóricamente infinito. Es por lo tanto necesario usar algunos medios para controlar la amplitud de la corriente circulante, o suprimirla completamente. Esto puede ser

logrado ya sea usando una inductancia que limite la corriente circulante, o mediante un apropiado control de los pulsos de disparo de los convertidores, en concordancia con la dirección de la corriente de carga, algo así como "bloquear" el convertidor desocupado; o, más comúnmente, mediante una combinación de ambas técnicas.

Los dos modos alternativos básicos de operación del cicloconvertidor, es decir, operación sin, y con, corriente circulante, son descritos ahora. Es asumido que la operación es tal que, en el primer caso, ninguna corriente circulante es permitida fluir, en el segundo caso, la corriente circulante es permitida fluir. Las circunstancias bajo las cuales el cicloconvertidor es operado con o sin corriente circulante, serán discutidos más adelante.

2.3 NODO DE OPERACION LIBRE-CORRIENTE CIRCULANTE.

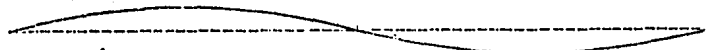
En el nodo de operación libre-corriente circulante, cada convertidor de dos cuadrantes fabrica una forma de onda de voltaje en sus terminales de salida, y es permitido conducir, solo durante su asociado medio ciclo de corriente de carga. Durante el medio ciclo "desocupado", el convertidor es completamente bloqueado, através del apropiado control de sus pulsos de disparo. Así, solo un convertidor está en conducción en cualquier tiempo, y ninguna corriente circula entre los convertidores.

La operación del cicloconvertidor sin corriente circulante es mostrada mediante las formas de onda de las figuras 2.3 a 2.6, las cuales corresponden a un circuito de 6 pulsos con cargas de varios ángulos de desplazamiento. Es asumido aquí que la corriente de salida es senoidal, y corrida de la componente deseada de voltaje de salida por el ángulo de desplazamiento de la carga. En la práctica, la forma de onda de la corriente de salida tiene inevitablemente componentes de rizo superpuestas sobre ésta, debido a los rizos de voltaje en la

a)
 Voltaje
 virgen de
 salida



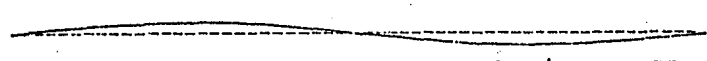
Corriente
 de Salida



b)
 Voltaje
 virgen de
 salida



Corriente
 de Salida

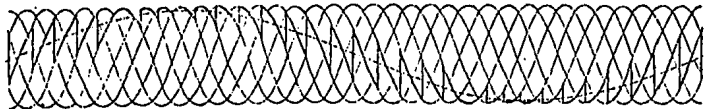


C. positivo
 C. negativo

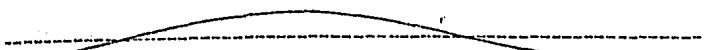
Rectificación	Bloqueado
Bloqueado	Rectificación

Fig. 2.3 Formas de Onda Teóricas de Salida para un cicloconvertidor de 6 pulsos operando sin corriente circulante, a) Máximo voltaje de salida ($r=1$); b) 50% del voltaje máximo de salida ($r=0.5$). Angulo de defasamiento de la carga $\phi = 0^\circ$; y frecuencia de salida igual a 1/6 de la frecuencia de entrada.

a)
 Voltaje
 virgen de
 salida



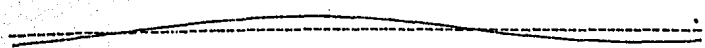
Corriente
 de Salida



b)
 Voltaje
 virgen de
 salida



Corriente
 de Salida



C. positivo
 C. negativo

Bloc.	Rectificación	Inver.	Bloqueado
Inver.	Bloqueado		Rectificación

Fig. 2.4 Formas de Onda Teórica de salida para un cicloconvertidor de 3 pulsos operando sin corriente circulante, a) Máximo voltaje de salida ($r=1$); b) 50% del voltaje máximo de salida ($r=0.5$). Angulo de defasamiento de la carga $\phi = 60^\circ$ atresado; y frecuencia de salida igual a 1/6 de la frecuencia de entrada.

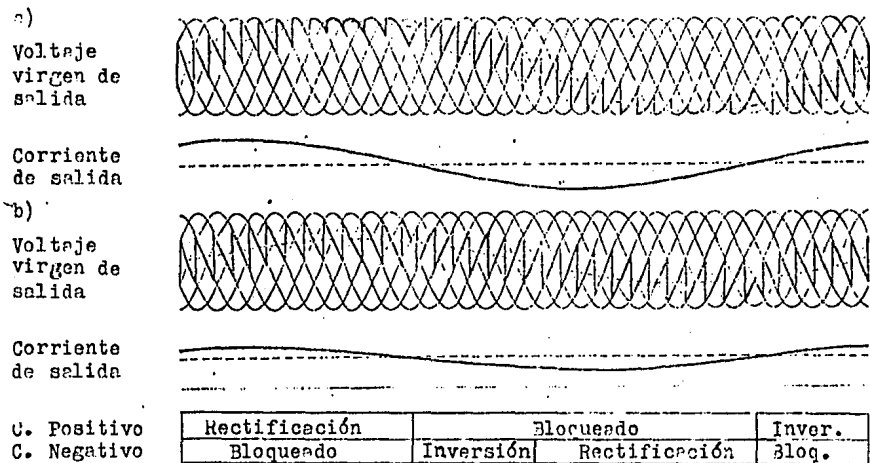


Fig. 2.5 Formas de Onda Teóricas de Salida para un cicloconvertidor de 6 pulsos operando sin corriente circulante, a) Máximo voltaje de salida ($r=1$); b) 50% del voltaje máximo de salida ($r=0.5$). Angulo de defasamiento de la carga $\phi_0 = 60^\circ$; y frecuencia de salida igual a 1/6 de la frecuencia de entrada. (el ángulo de defasamiento de la carga es adelantado)

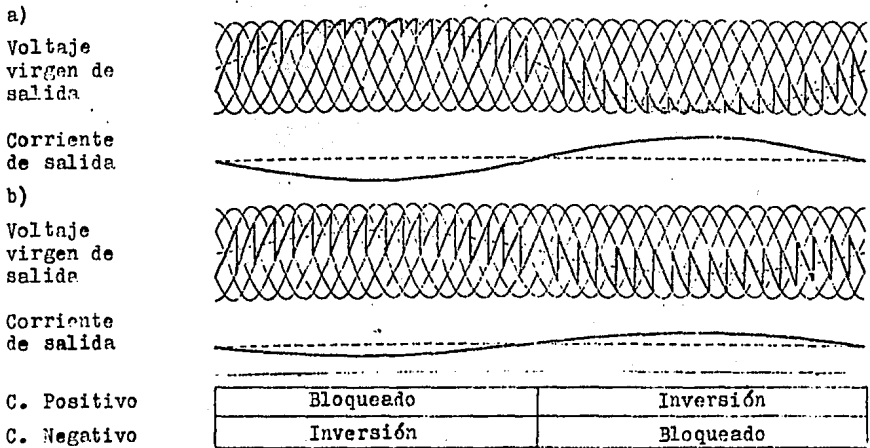


Fig. 2.6 Formas de Onda Teóricas de Salida para un cicloconvertidor de 6 pulsos operando sin corriente circulante, a) Máximo voltaje de salida ($r=1$); b) 50% del voltaje máximo de salida ($r=0.5$). Angulo de defasamiento de la carga $\phi_0 = 180^\circ$; y frecuencia de salida igual a 1/6 de la frecuencia de entrada.

salida del cicloconvertidor. La magnitud de estas componentes de rizo de corriente depende de varios factores desde la impedancia del circuito de carga hasta las armónicas de voltaje.

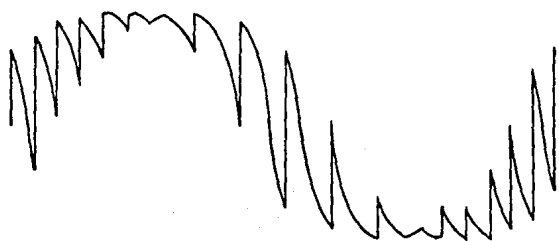
2.4 MODO DE OPERACION "NATURAL" CORRIENTE CIRCULANTE.

El principio básico del modo de operación con corriente circulante es aplicar pulsos de disparo continuamente a ambos convertidores, sin considerar la dirección de la corriente de carga, de tal manera que cada convertidor produce exactamente la misma componente deseada de voltaje alterno. Como será visto, la operación del circuito de potencia es tal que una relativamente grande cantidad de corriente, en adición al rizo de corriente circulante, circula entre los convertidores. Por esta razón, este modo de operación es usado en la práctica sólo bajo circunstancias especiales. Su consideración es provechosa ya que provee una base clara para comprender los modos de operación, en los cuales una corriente circulante parcial es permitida fluir, solo dentro de ciertos periodos especificados de cada ciclo de salida.

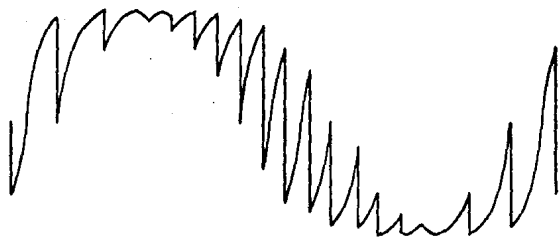
En la figura 2.7 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente para un cicloconvertidor de 6 pulsos, las cuales ilustran el modo de operación corriente circulante "natural". Dado que las componentes deseadas de voltaje generadas en las terminales de salida de cada convertidor son iguales una a otra, no puede haber diferencia de voltaje, a la frecuencia deseada de salida, desarrollada a través la inductancia de corriente circulante. Así la amplitud de la componente deseada de voltaje, en el punto medio de la inductancia, debe ser igual a la de cualquiera de los convertidores individuales. Sin embargo, como se puede ver, la apariencia general de la forma de onda de voltaje virgen en éste punto es diferente de la de salida de cada convertidor.

Esto es debido a que ésta forma de onda es el promedio instantáneo de las formas de onda de los convertidores, y ciertas componentes armónicas contenidas en las formas de onda de los convertidores individuales se cancelan una a otra,

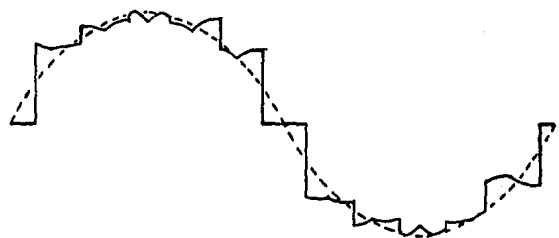
Voltaje de salida
del convertidor
positivo



Voltaje de salida
del convertidor
negativo



Voltaje de salida
del cicloconvertidor



Voltaje a través de
la inductancia de
corriente circulante
M-N



Fig. 2.7 Formas de onda ilustrando la operación de un cicloconvertidor de 6 pulsos en modo de operación natural corriente circulante.

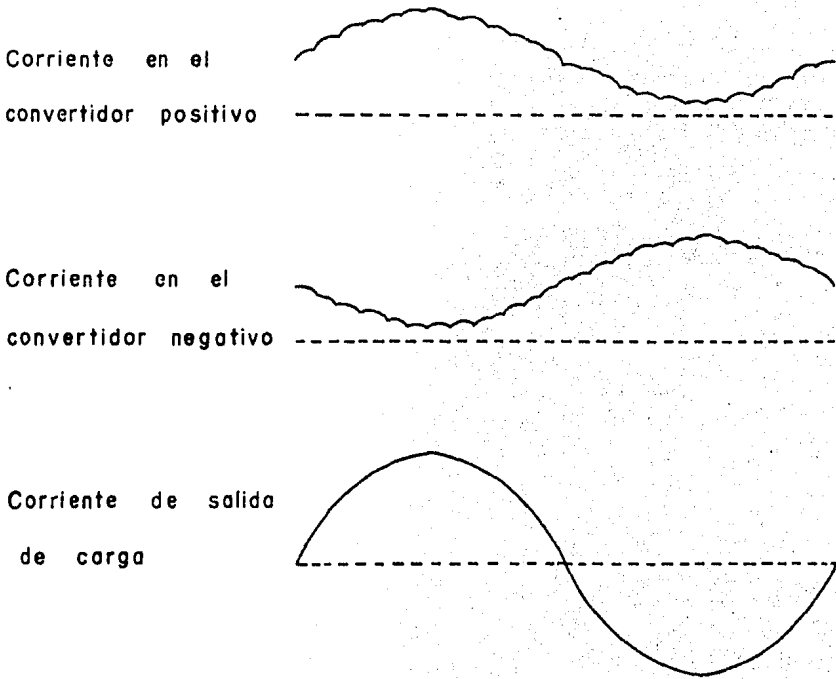


Fig. 2.7 continuación

y por lo tanto no aparecen en las terminales de salida.

Idealmente la corriente de salida es compuesta enteramente de una componente alterna. Sin embargo, una componente "autoinducida" de corriente circulante es producida como un resultado de la componente deseada de corriente de salida, su presencia es generalmente muy desagradable.

Para explicar la derivación de las formas de onda de corriente, es útil considerar el circuito simple equivalente de salida del cicloconvertidor, como se muestra en la fig. 2.8, en el cual los rizados de voltaje son omitidos, y una inductancia de corriente circulante es conectada entre las terminales de salida de los dos convertidores.

La operación del circuito es explicada tomando como referencia las formas de onda de la fig. 2.9. Es asumido que la carga es encendida en el tiempo $t_1=0$, y que una corriente, $i_o=I_0 \text{ sen } \omega t$, empieza a fluir. Durante el primer cuarto de ciclo, esta corriente es entregada a través del convertidor positivo, y ésta resulta en la forma de onda de voltaje mostrada en e) siendo desarrollada a través de la inductancia de corriente circulante. La polaridad de éste voltaje es claramente en tal dirección que el diodo asociado con el convertidor negativo está en inversa, lo cual confirma que este convertidor está apagado durante este período. En el tiempo $t_2=2\omega_0$, la corriente de carga empieza a decrecer, así creando una tendencia para que el voltaje a través de la inductancia se invierta. Esto es prevenido, sin embargo, debido a la acción sujetadora del diodo asociado con el convertidor negativo, y de aquí este convertidor, tanto como el convertidor positivo, entran en conducción en este instante. Con ambos convertidores en conducción, no puede haber diferencia de voltaje a través de la inductancia de corriente circulante, ya que los puntos M y N están ahora necesariamente a el mismo potencial. En el tiempo en que esta situación existe, la fem total de la inductancia de corriente debe permanecer constante, e igual a el valor p_i

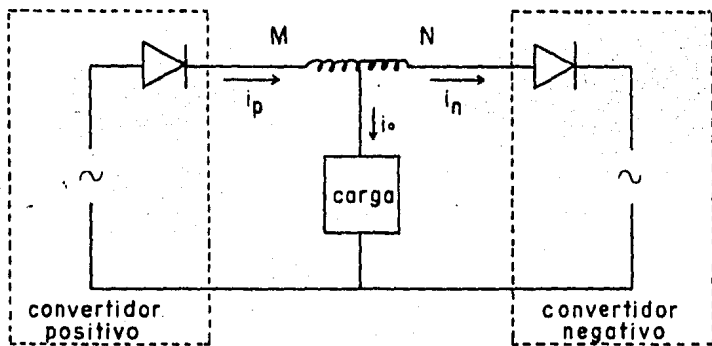


Fig. 2.8 Circuito equivalente idealizado del cicloconvertidor con inductancia de corriente circulante.

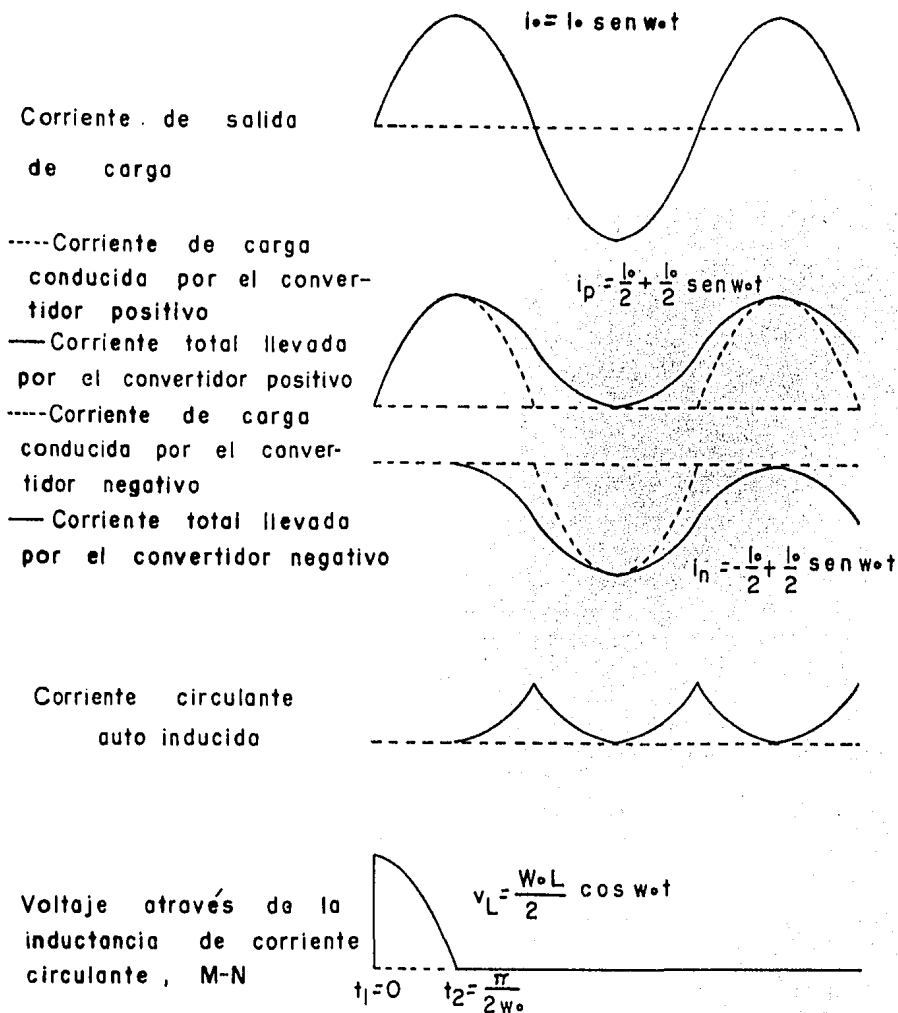


Fig.2.9 Formas de onda asociadas con el circuito idealizado del cicloconvertidor de la fig. 2.8, ilustrando la operación en el modo natural corriente circulante, con cada convertidor produciendo la misma componente deseada de voltaje.

co existente en el tiempo t_2

$$i_p \frac{N}{2} + i_n \frac{N}{2} = I_0 \frac{N}{2} \quad (1)$$

$$i_p + i_n = I_0 \quad (2)$$

ahora $i_p - i_n = I_0 \text{ Sen } \omega t$ (3)

de aquí $i_p = \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{2} \text{ Sen } \omega t$ (4)

y $i_n = \frac{I_0}{2} - \frac{I_0}{2} \text{ Sen } \omega t$ (5)

Las ecuaciones (4) y (5) describen la operación del circuito durante el tiempo en que ambos convertidores permanecen en conducción continua; es decir, tanto tiempo como i_p e i_n dadas por estas ecuaciones, permanecen ambas positivas. De hecho, se puede ver que el lado derecho de estas ecuaciones es siempre positivo, excepto sólo instantáneamente en los valores pico de la onda de corriente de carga. Así, una vez que las formas de onda de corriente descritas por las ecuaciones (4) y (5) están en existencia, teóricamente no hay alguna tendencia para que alguno de los convertidores salga de conducción, y por lo tanto estas ecuaciones nos dan el estado final de operación del circuito "ideal".

Durante el medio ciclo positivo de corriente de salida, toda la corriente de salida debe ser extraída del convertidor positivo; por lo tanto la corriente llevada por el convertidor negativo durante este tiempo no fluye en las terminales de salida, y es puramente "corriente circulante". Conversamente, durante el medio ciclo negativo de corriente de salida, la corriente llevada por el convertidor positivo es puramente "corriente circulante".

La componente "auto-inducida" de corriente circulante es bastante independiente de algunas componentes adicionales de rizo de corriente circulante las cuales son producidos en la

práctica debido a rizados de voltaje apareciendo en las salidas de los convertidores. Además, es teóricamente independiente del valor de la inductancia de corriente circulante, asumiendo que esta tiene un factor Q relativamente alto a la frecuencia deseada de salida. En la práctica, si la frecuencia de salida es relativamente baja en comparación con la frecuencia de entrada, esta asunción podría no ser válida, y en este caso la componente auto-inducida de corriente circulante podría ser reducida, o aun casi no existente.

Los rizados de corriente circulante debidos a rizados de voltaje, aparecen superpuestos sobre las formas de onda de corriente de los convertidores, como se muestra en la fig. 2.7

Se puede demostrar que el valor promedio de la componente "auto-inducida" de corriente circulante es 0.57 la corriente de carga promedio de salida llevada por los convertidores. Por esta razón, este modo de operación sólo es utilizado bajo circunstancias especiales, particularmente a niveles relativamente ligeros de carga, donde las condiciones permiten que una corriente circulante relativamente grande pueda ser tolerada.

2.5 ARMONICAS DE DISTORSION DE EL VOLTAGE DE SALIDA DE EL CICLOCONVERTIDOR.

Los términos armónicos de distorsión los cuales aparecen en el voltaje de salida del cicloconvertidor pueden clasificarse en tres categorías, cada una de las cuales se describe brevemente a continuación:

Términos de Distorsión Necesarios.

Debido al proceso directo de conversión de forma de onda a través del cicloconvertidor, el espectro en frecuencia de los términos necesarios de distorsión contenidos en el voltaje de salida esta relacionado a ambas la frecuencia de entrada y la frecuencia de salida. Así, la principal clase de términos necesarios de distorsión constituyen las componentes de "frecuencia pulsantes", teniendo frecuencias las cuales son ambas sumas y diferencias de múltiplos de la frecuencia de entrada y de salida.

La producción de componentes de distorsión de frecuencia "pulsante" en el voltaje de salida del cicloconvertidor se -- presenta del hecho de que no es posible que la forma de onda de voltaje de salida durante un ciclo de salida sea precisamente idéntica a la forma de onda durante el siguiente ciclo de salida, a menos que la frecuencia de salida sea un submúltiplo entero de el producto de la frecuencia de entrada y el número de pulsos del convertidor. Esto es a causa de que la construcción básica de los segmentos para la forma de onda de voltaje de salida son las ondas de voltaje de entrada, y dado que como puntos sobre sucesivas ondas de voltaje de entrada ocurren solo a intervalos discretos de tiempo, más bien que -- continuos.

Puede considerarse que el espectro en frecuencia de los términos necesarios armónicos de distorsión es substancialmente el mismo que aquel que se obtiene con un ángulo de disparo fijo. Esta es una aproximación razonable en la medida en que

La frecuencia de salida sea baja en comparación con la frecuencia de entrada; sin embargo, ésta se hace progresivamente menos válida cuando la razón de la frecuencia de salida a la de entrada es elevada. De hecho, esta es la desviación progresiva de él espectro real en frecuencia de los términos necesarios armónicos de distorsión, de los obtenidos con una salida fija de DC, la cual es el factor básico limitante para determinar la máxima razón realizablemente útil de la frecuencia de salida a la entrada del cicloconvertidor. Esta consideración del espectro real de las frecuencias armónicas necesarias contenidas en el voltaje de salida es el factor clave para determinar los límites de realización del cicloconvertidor.

Una segunda clase de términos necesarios de distorsión, menos significantes, son aquellos que surgen como un resultado de la presencia práctica de la impedancia interna de la fuente de entrada. La presencia de esta impedancia causa que "fisuras" sean producidas en la forma de onda del voltaje de salida y estas "fisuras" dan lugar a pequeñas cantidades de armónicas impares de distorsión.

Términos Innecesarios de Distorsión.

Los términos innecesarios de distorsión son aquellas componentes las cuales son generadas debido a que el proceso de modulación de los ángulos de disparo no controla el timing de los pulsos de disparo en la manera teóricamente ideal. El espectro en frecuencia de estos términos generalmente consiste de múltiplos enteros de la frecuencia deseada de salida.

Términos Prácticos de Distorsión.

Los términos prácticos de distorsión son generados debido a varios efectos prácticos, como por ejemplo imperfecciones prácticas en los circuitos de control, pequeños errores prácticos en el timing de los pulsos de disparo.

Otros términos de distorsión prácticos son aquellos que se

generan debido a la característica no lineal de conducción de voltaje de los tiristores mismos. Este efecto generalmente no es significativo cuando la amplitud de la componente deseada de voltaje de salida es grande en relación a el voltaje de - conducción en directa del tiristor.

CAPITULO III

CALCULO DE LOS PULSOS DE DISPARO PARA UN CICLOCONVERTIDOR DE SEIS PULSOS, CONMUTADO NATURALMENTE, EN MODO DE OPERACION CORRIENTE CIRCULANTE.

3.1 Requerimientos funcionales básicos de los pulsos de disparo.

Antes de proceder con los requerimientos funcionales, se debe enfatizar que el cicloconvertidor de conmutación natural difiere de otros tipos de circuitos cambiadores de frecuencia en que los tiristores que lo forman se apagan naturalmente al determinarse los instantes de conmutación en función de la polaridad instantánea de los voltajes de entrada. Esto significa que, cuando opere el puente positivo, es necesario que el voltaje de entrada que será conmutado a la salida en un instante dado, sea siempre más positivo que el voltaje conmutado anteriormente. De la misma manera, cuando opere el puente negativo, la condición de conmutación natural exige que el voltaje de entrada que será conmutado a la salida sea más negativo que el voltaje conmutado anteriormente.

Ya se mencionó la teoría fundamental de operación del cicloconvertidor trabajando en modo de operación libre corriente circulante, y en modo de operación corriente circulante. Se ha elegido el segundo modo de operación, debido a que en éste, la forma de onda virgen de voltaje generada a la salida del cicloconvertidor, contiene menor cantidad de componentes armónicas; en éste modo de operación, las familias de componentes armónicas terminan con un término específico, mientras que en el primer modo de operación se tienen familias de componentes armónicas que terminan con términos específicos y familias de componentes armónicas con términos infinitos.

Además, en muchas aplicaciones prácticas es requerido operar el cicloconvertidor con una corriente circulante parcial.

El control de fase de los pulsos de disparo de los tiristores con respecto a la entrada de AC, deberá mantener en continua conducción a ambos convertidores, el puente positivo y

el puente negativo. También los periodos de duración de los pulsos de disparo deberán de corresponder a los tiempos calculados, ya que imperfecciones prácticas de los circuitos de -- disparo, podrían reflejarse en el voltaje de salida como términos adicionales de distorsión.

3.2 Función de Modulación de los Pulsos de Disparo.

La forma matemática de la función de modulación, está directamente determinada por el método de control de los timing de los pulsos de disparo de los tiristores, dicha función tiene la forma general $M(t) = \text{sen}^{-1} \left[\sum_{n=1}^{\infty} b_{1,n} \text{sen } n(\omega t + \psi) \right]$ (3.1) la cual es una función de modulación periódica. Usualmente es requerido que el cicloconvertidor produzca una forma de onda de voltaje de salida que no contenga armónicas directas de la frecuencia deseada de salida (aunque a ciertas razones de frecuencia esto no puede ser evitado), y en este caso todos los coeficientes de la ecuación 3.1 deben ser cero, excepto el primero $b_{1,1}$. Así teóricamente la "mas pura" función de modulación periódica toma la simple forma:

$$M(t) = \text{sen}^{-1} \left[r \text{sen } (\omega t + \psi) \right] \quad (3.2)$$

donde $r = b_{1,1}$, y es el factor que relaciona la amplitud deseada de salida con la amplitud máxima posible de salida, para $r=1$ se obtiene máxima amplitud de voltaje de salida, y en este caso la función de modulación es una onda triangular, cuando r toma valores menores que uno, la función de modulación pierde la forma de onda triangular. Dado que la función de modulación representa la desviación angular requerida de los pulsos de disparo, es decir la modulación de fase de los ángulos de disparo (en torno a el "punto central inoperante") en algún tiempo dado t , podemos considerar que los instantes de switcheo de los tiristores, están dados por las intersecciones de la función de modulación $M(t)$ con una familia de líneas rectas paralelas periódicas con pendiente negativa a la frecuencia de entrada del cicloconvertidor, como se muestra en la fig. 3.1, para $r=1$ y para $r=0.5$.

Las líneas rectas paralelas o timing waves representan el desplazamiento angular desde el punto de switcheo cero ("punto central inoperante" voltaje de salida cero). El esquema de modulación de la fig. 3.1 corresponde a un cicloconvertidor de

3 pulsos con frecuencia de salida igual a $1/3$ de la frecuencia de entrada, este esquema es igualmente aplicable a un cicloconvertidor de 6 pulsos o más, así como a razones diferentes de frecuencia salida/entrada, en cuyo caso se tendrá un número

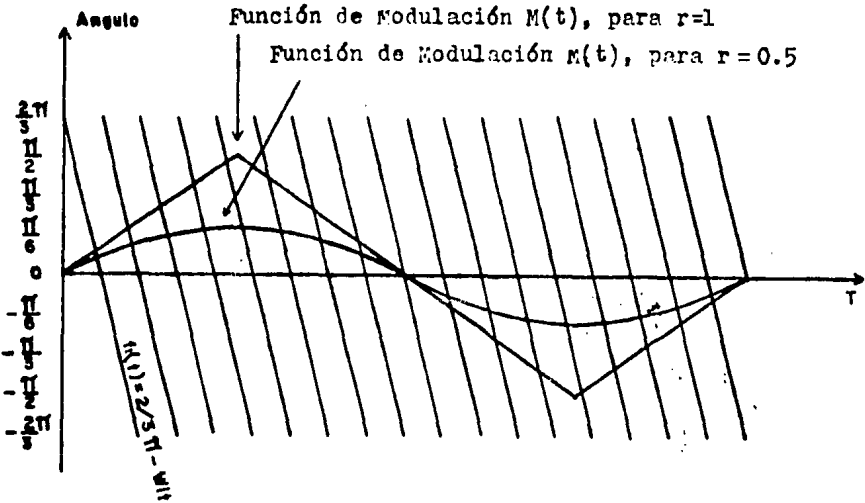


Fig. 3.1 función de Modulación $M(t)$ expresada en radianes, para un cicloconvertidor de 3 pulsos, con frecuencia de salida igual a $1/3$ de la frecuencia de entrada.

diferente de líneas rectas paralelas con desfaseamiento diferente. Observando la fig. 3.1 se puede ver que cuando $r=1$ se obtienen en una forma simple las intersecciones de la función de modulación con la familia de líneas rectas paralelas, sin embargo cuando r toma valores menores que 1, resulta más com-

olejo e impráctico generar la función de modulación, por lo que esta aproximación exacta de determinar los instantes de disparo no es muy usual en la práctica.

Una aproximación mucho más práctica resulta de notar el hecho de que los puntos de intersección de la función de modulación con las líneas rectas paralelas de la fig. 3.1 son idénticos a aquellos de una onda senoidal de referencia con una familia de ondas cosenoidales a la frecuencia de entrada como se muestra en la fig 3.2. Esto puede ser demostrado en la siguiente forma:

La ecuación de las líneas rectas paralelas esta dada por:

$$f_n = \frac{n\pi}{3} - \omega t \quad (3.3)$$

$n=0,1,2,\dots,c$

de aquí, una intersección de una línea recta con la función de modulación es obtenida en el tiempo t dado por:

$$\text{sen}^{-1} \left\{ r \text{sen} (\omega t) \right\} = \frac{n\pi}{3} - \omega t$$

despejando

$$\begin{aligned} r \text{sen} (\omega t) &= \text{sen} \left(\frac{n\pi}{3} - \omega t \right) \\ &= \cos (\omega t + \pi/2 - n\pi/3) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Así es claro que los puntos de intersección de un voltaje de referencia senoidal, $r \text{sen} (\omega t)$, con una serie de ondas cosenoidales apropiadamente defasadas y sincronizadas a la frecuencia de entrada, son los puntos de switcheo que representan la función de modulación $k(t) = \text{sen}^{-1} (r \text{sen} \omega t)$ de la fig. 3.1.

El esquema de modulación presentado sirve para generar la componente deseada de voltaje de salida del puente positivo del cicloconvertidor, con los tiempos de switcheo dados por las intersecciones de la ecuación (3.4). Para generar la componente deseada de voltaje de salida del puente negativo del cicloconvertidor, la cual tiene la misma fase que la del puen

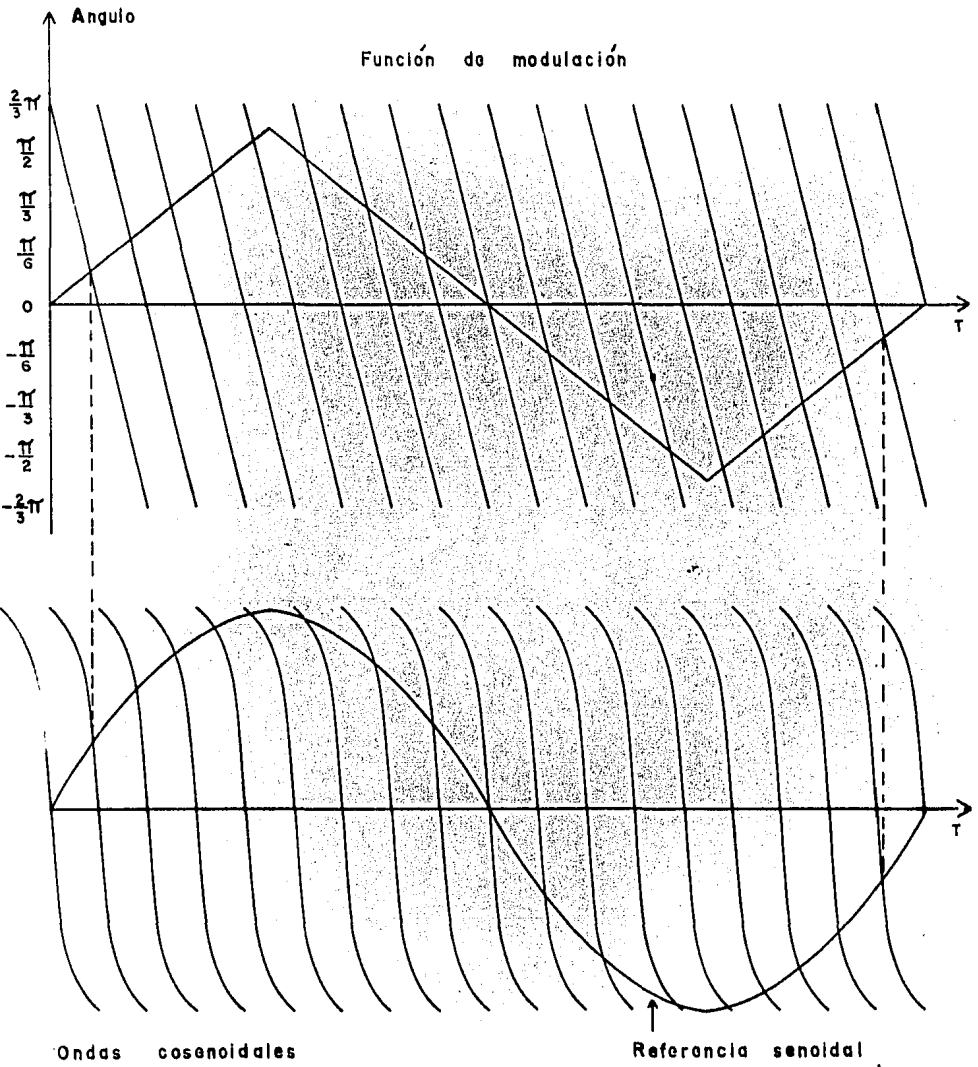


Fig. 3.2 Realización de la función de modulación $M(t) = \text{sen}^{-1}(r \text{sen } \omega t)$ mediante el método de intersección de una onda senoidal de referencia con ondas cosenoidales.

te positivo, la misma función de modulación debe ser aplicada, pero con signo opuesto, esto se obtiene al multiplicar por -1 el miembro derecho de la ecuación (3.4).

Esta manera de calcular los tiempos de disparo es conocida como "método de cruce con ondas cosenoidales". Existen otros métodos para calcular los instantes de disparo, utilizando diferentes tipos de función de modulación, las cuales dependerán del método de control de los timing de los pulsos de disparo. Se ha elegido el "método de cruce con ondas cosenoidales" debido a que es el método que produce teóricamente la mínima distorsión total r.m.s. posible de la forma de onda del voltaje de salida del cicloconvertidor. Dado que la componente deseada de la onda de voltaje de salida del cambiador de frecuencia producida por la función de modulación $M(t) = \sin^{-1}(r \sin \omega t)$ tiene la forma $V_{\max} r \sin \omega t$, es evidente que el miembro izquierdo de la ecuación (3.4) representa exactamente la componente deseada de voltaje de salida, tanto en amplitud como en fase.

Así expresemos la familia de ondas cosenoidales como:

$$B_n(t) = \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \omega t\right) \quad (3.5)$$

$$n=0,1,2,\dots,N$$

ωt = vel. angular de entrada

y la curva de referencia:

$$A(t) = r \sin(\omega t) \quad (3.6)$$

ωt = vel. angular de salida

aplicando la relación trigonométrica $\sin A = \cos(\pi/2 - A)$ a la ecuación (3.5),

tenemos:

$$B_n(t) = \cos\left(\omega t + \pi/2 - n\pi/3\right) \quad (3.7)$$

Se puede conseguir una simplificación si se restringe la frecuencia de salida en la siguiente forma:

$$f_o = \frac{3f_i}{c}$$

entonces

$$\frac{1}{t_o} = \frac{3}{c} = \frac{1}{t_i}$$

$$t_o = \frac{c}{3} = t_i \quad ; \quad c = \text{No. entero} = \frac{N}{2}$$

(Como ya se mencionó en el cap. 2 ésta restricción de la frecuencia de salida es para eliminar las componentes de distorsión de "beat frequency").

Para ejemplificar la simplificación, aplicaremos la ecuación (3.8) a una frecuencia de salida de 15 Hz con frecuencia de entrada de 60 Hz, se obtiene:

$$15 = \frac{3}{c} = 60$$

$$c = \frac{3 \times 60}{15} = 12$$

por lo que $N = 2c = 24$

Así gratificando las ecuaciones (3.6) y (3.7) para $N = 24$, para el puente positivo y para el puente negativo como se muestra en la figura 3.3, se puede observar que la curva para $n = c = 12$ cruza exactamente a medio ciclo de la onda de referencia, además vemos que Δt_1 de las curvas para el puente positivo en (A) es igual a Δt_{13} de las curvas del puente negativo en (B), así también $\Delta t_2 = \Delta t'_{14}$, $\Delta t_3 = \Delta t'_{15}$, . . .

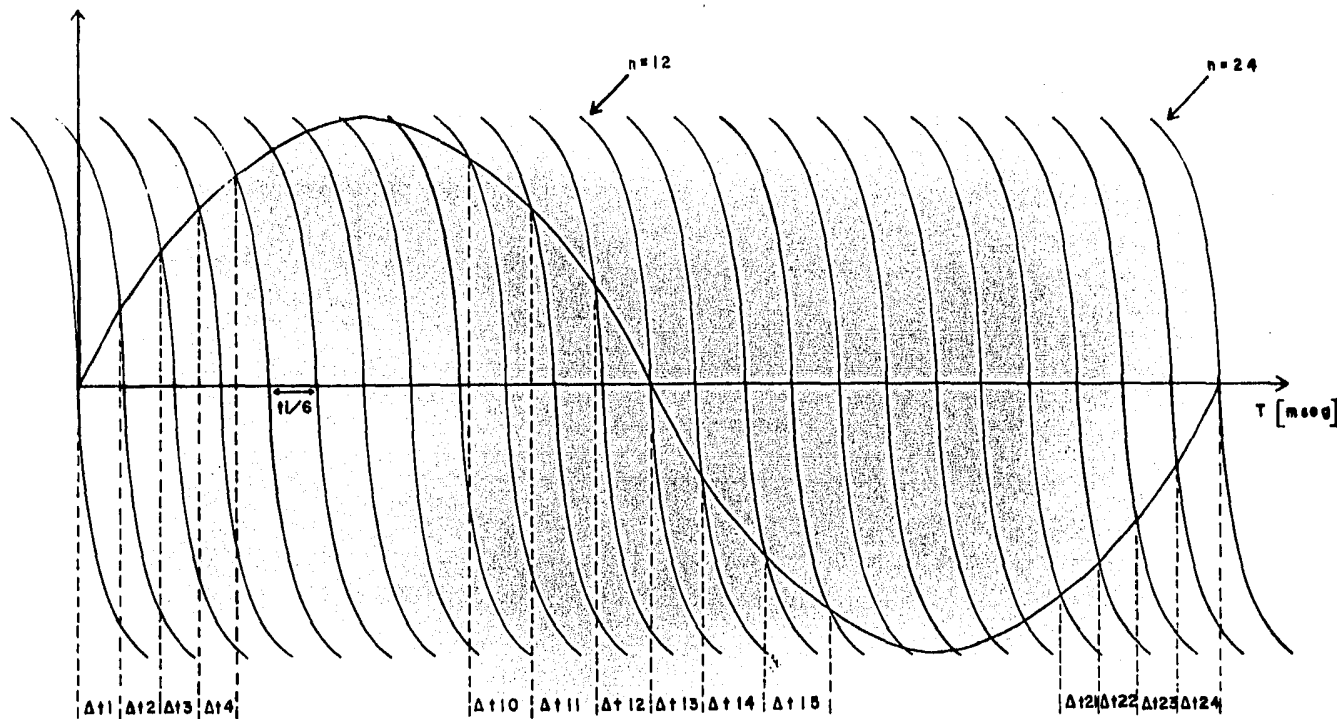


Fig. 3.3 Esquema de modulación para el puente positivo de un cicloconvertidor de seis pulsos, con frecuencia de salida igual a 15 Hz., amplitud máxima de salida $r=1$, $c=12$, $f_o/f_i=1/4$.

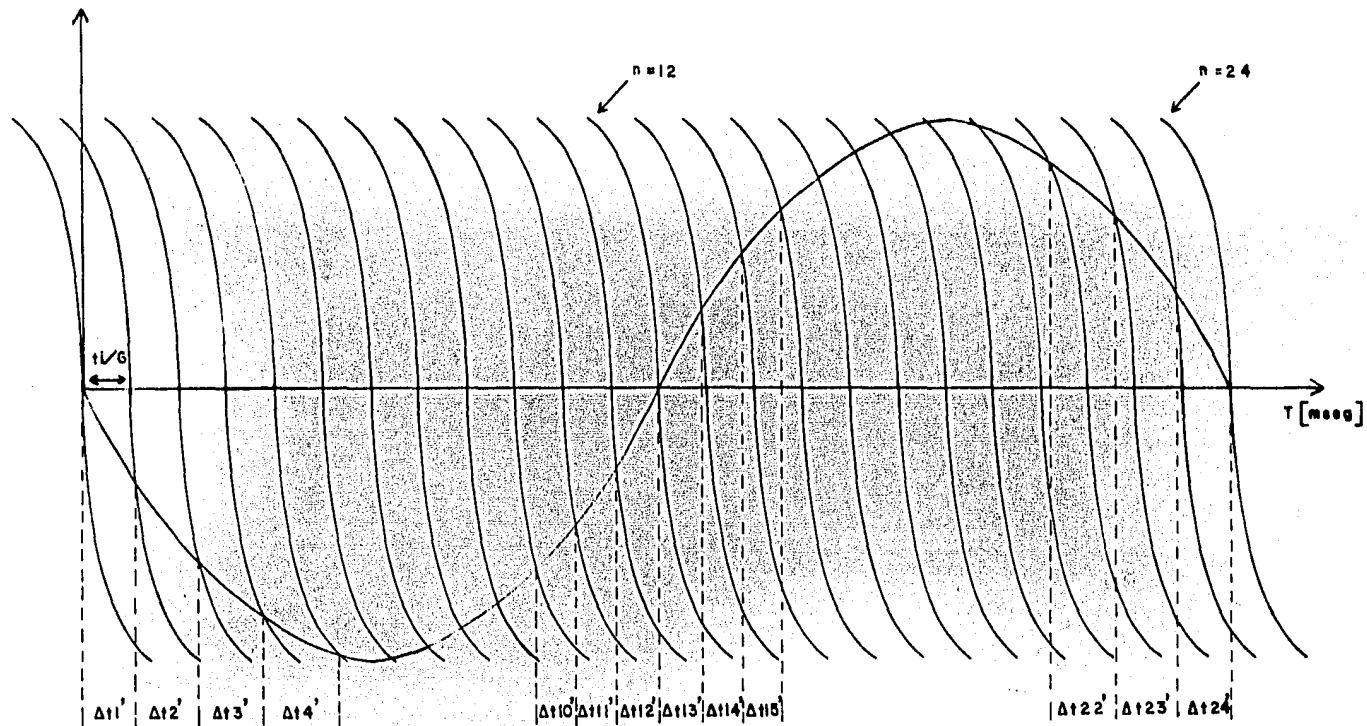


Fig. 3.3(R) Esquema de modulación para el puente negativo de un cicloconvertidor de seis pulsos, con frecuencia de salida igual a 15 Hz., amplitud máxima de salida $r=1$, $c=12$, $f_o/f_i=1/4$.

$At_{12} = At'_{24}$. Del mismo modo $At_{24} = At'_{12}$, $At_{23} = At'_{11}$,
 $At_{22} = At'_{10}$, . . . $At_{13} = At'_{1}$. Ahora bien , las intersec ---
 ciones para el puente negativo en (B) están dadas por la i ---
 gualdad:

$$\cos (wit + \pi/2 - n\pi/3) = -r \operatorname{sen} \omega t$$

multiplicando por (-1) y aplicando la relación trigonométrica
 $\operatorname{sen} (\pi/2 - \theta) = \cos \theta$ al miembro izquierdo, tenemos:

$$-\operatorname{sen} (n\pi/3 - wit) = r \operatorname{sen} \omega t$$

o

$$-\operatorname{sen} [-(-n\pi/3 + wit)] = r \operatorname{sen} \omega t$$

aplicando ahora la relación senoidal

$$-\operatorname{sen} (-\theta) = \operatorname{sen} \theta$$

se obtiene:

$$\operatorname{sen} (wit - n\pi/3) = r \operatorname{sen} \omega t \quad (3.9)$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots, n/2$$

Lo cual nos reduce a la mitad el número de intersecciones a
 calcular, la igualdad (3.9) se muestra en la gráfica 3.4 y ---
 nos da los instantes de disparo para el primer medio ciclo ---
 del puente positivo, para encontrar los instantes del medio ---
 ciclo del puente negativo, habrá que restar los valores calcu
 lados a $t_0/2$, es decir, $t_1' = t_0/2 - t_{11}$, $t_2' = t_0/2 - t_{10}$, etc.
 En ambos puentes los instantes para el segundo medio ciclo se
 encontrarán restando a t_0 los tiempos calculados para el pri
 mer medio ciclo.

La restricción impuesta por la ecuación (3.8), además de
 reducir el número de intersecciones a calcular, nos asegura
 que el siguiente ciclo de la forma de onda del voltaje de sa
 lida será idéntico al anterior, es decir, si la secuencia de
 conmutación empieza por el cruce por cero de una de las fases

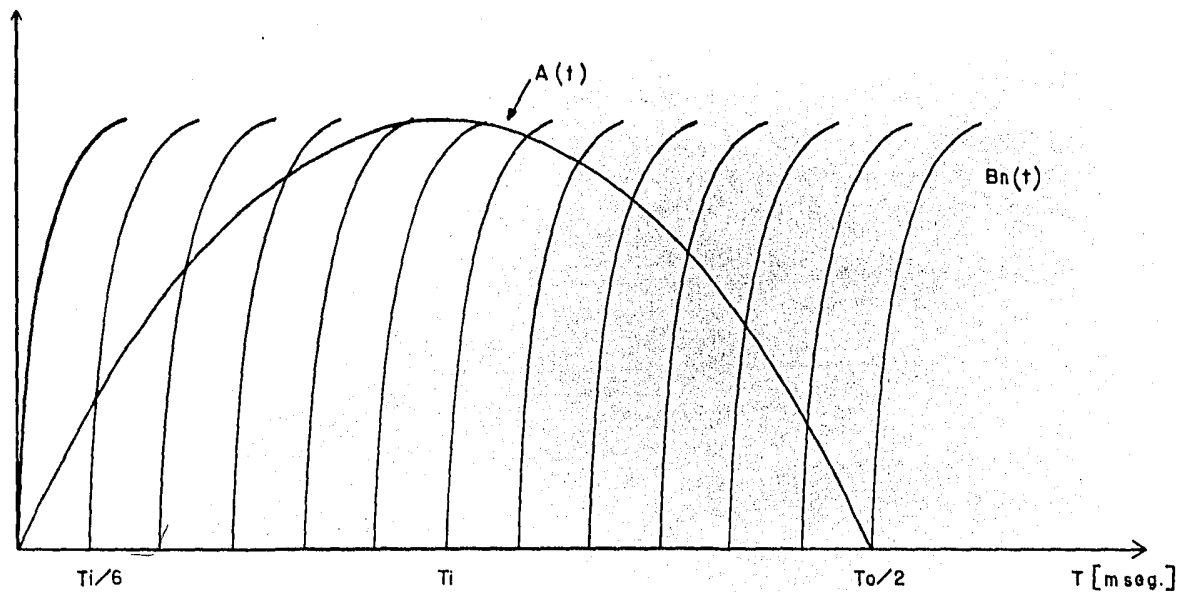


Fig. 3.4 Esquema de modulación simplificado para un cicloconvertidor de seis pulsos con frecuencia de salida 15 Hz., amplitud máxima de salida $r=1$, y con la restricción $f_o=3f_i c$, $c=N^\circ$ entero=12

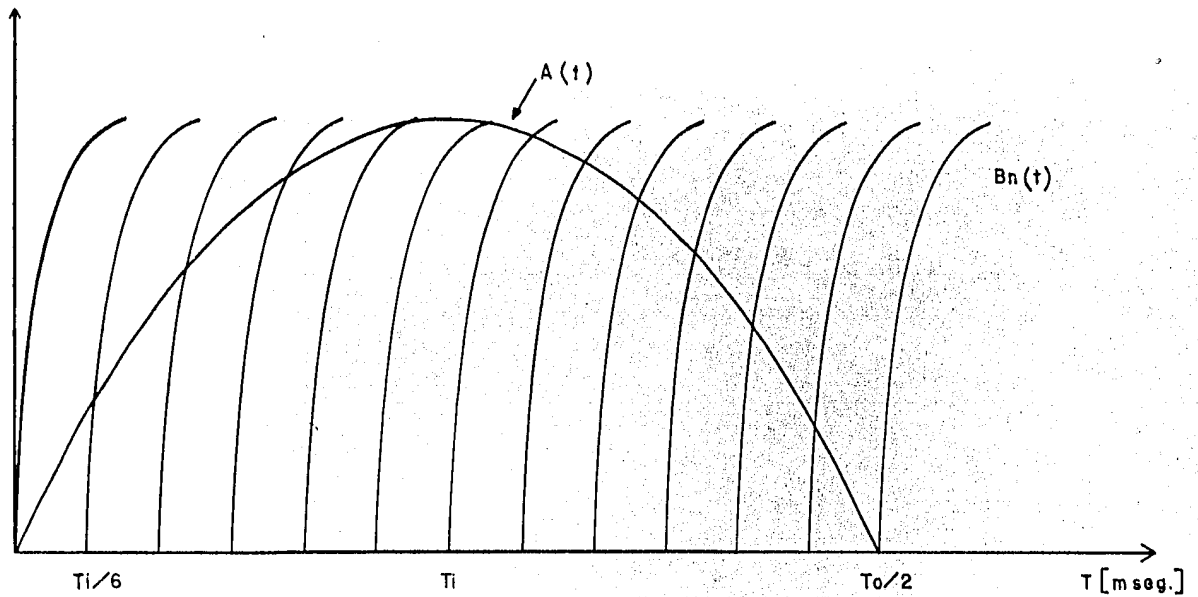


Fig. 3.4 Esquema de modulación simplificado para un cicloconvertidor de seis pulsos con frecuencia de salida 15 Hz., amplitud máxima de salida $r=1$, y con la restricción $f_o=3f_i c$, $c=N^\circ$ entero=12

de entrada, terminará con el cruce por cero de una de las fases de entrada.

La onda de voltaje de salida del cicloconvertidor en modo de operación corriente circulante, utilizando la función de modulación $M(t) = \text{sen}^{-1}(r \text{sen } \omega_0 t)$, para un cicloconvertidor de seis pulsos, está dada por la siguiente ecuación:

$$V_o = \frac{k\sqrt{3}}{2} V_i \left\{ r \text{sen } \theta_0 + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{2n+1=6p+1} \left[\frac{a(6p-1)(2n+1)}{6p-1} + \frac{a(6p+1)(2n+1)}{6p+1} \right] \right. \\ \left. \left[\text{sen}(6p\theta_i + [2n+1]\theta_0) - \text{sen}(6p\theta_i - [2n+1]\theta_0) \right] \right\}$$

donde:

$k=2.0$ para el circuito puente de seis pulsos

$r \text{sen } \theta_0$ componente deseada de voltaje de salida, esta segunda parte del paréntesis principal son las componentes armónicas super puestas.

Puede ser visto de la fórmula general para el voltaje de salida, que las frecuencias armónicas las cuales son múltiplos enteros directos de la frecuencia de salida están ausentes. Excepto a ciertas razones discretas de frecuencia salida/entrada, a las cuales las frecuencias "pulsantes" necesarias (beat frecuencias) pasan a ser múltiplos enteros de la frecuencia de salida, simplemente porque, a éstas razones discretas de frecuencia, las ondas de entrada y salida están en sincronía una con otra.

3.3 Síntesis de la onda de voltaje de salida para un cicloconvertidor de 6 pulsos con entrada trifásica y salida monofásica

Como ya se mencionó, el voltaje de salida del cicloconvertidor consiste de segmentos seleccionados de las ondas de voltaje de entrada, los cuales van siendo conmutados secuencialmente a la salida de tal manera que formen una forma de onda en la cual la componente predominante es una senoidal de la frecuencia deseada de salida. La forma exacta y estructura de la onda de voltaje de salida depende principalmente de los siguientes factores:

- a) El número de pulsos del cicloconvertidor.
- b) La razón entre la frecuencia de salida y la de entrada.
- c) El nivel relativo del voltaje de salida.
- d) El ángulo de desplazamiento de la carga.
- e) El método de control de los instantes de disparo.

El número de pulsos afecta directamente la forma de onda del voltaje de salida, debido a que determina el número de tiristores de los puentes del cicloconvertidor, con 3 pulsos se tendrán puentes de 3 tiristores cada uno, y con 6 pulsos cada puente constará de 6 tiristores, así al aumentar el número de pulsos aumentará el número de tiristores de ambos puentes, lógicamente a mayor número de tiristores se obtendrá mejor calidad de formas de onda del voltaje de salida; con un sistema trifásico de entrada sólo se puede elegir 3 o 6 pulsos, ya que con 3 pulsos la calidad de forma de onda es muy pobre, se trabajará con un cicloconvertidor de 6 pulsos. En lo que respecta a la razón de frecuencia salida/entrada, se utilizará una razón de $1/4$, con amplitud máxima de voltaje de salida ($r=1$); con los parámetros anteriores se sintetiza una buena calidad de forma de onda para alguna aplicación práctica.

Así el circuito de 6 pulsos que será utilizado es el siguiente:

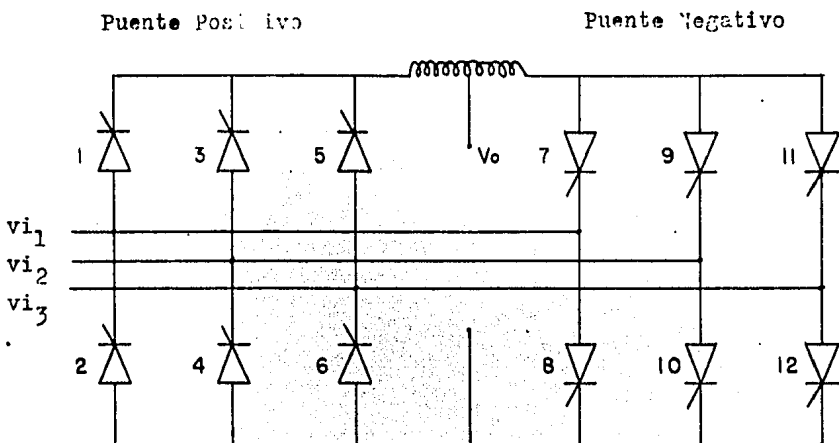


Fig.3.4

La síntesis de la forma de onda del voltaje de salida se realiza en la siguiente manera:

Los fasos del voltaje de entrada, están dadas por:

$$v_{i1} = \frac{\sqrt{2}V}{3} \text{ sen } (\omega t - 30^\circ) \quad (3.10)$$

$$v_{i2} = \frac{\sqrt{2}V}{3} \text{ sen } (\omega t - 150^\circ) \quad (3.11)$$

$$v_{i3} = \frac{\sqrt{2}V}{3} \text{ sen } (\omega t - 270^\circ) \quad (3.12)$$

dichas fases pueden ser representadas fasorialmente, como se muestra en la fig. 3.5

El factor que determina cuales tiristores conducirán en algún instante dado es la combinación de los tres voltajes de entrada v_{i1} , v_{i2} , y v_{i3} , cada combinación es la diferencia en tre dos fases, así se tendrán seis posibles

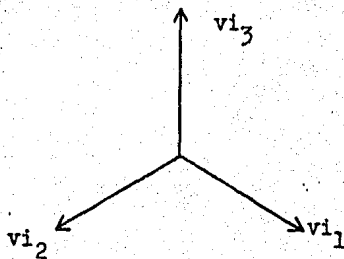


Fig. 3.5

combinaciones de las fases de entrada, las cuales serán:

$$V_1 = v_{i1} - v_{i2} = 2 V \text{ sen } \omega t \quad 3.13$$

$$V_2 = v_{i1} - v_{i3} = 2 V \text{ sen } (\omega t - \pi/3) \quad 3.14$$

$$V_3 = v_{i2} - v_{i3} = 2 V \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3) \quad 3.15$$

$$V_4 = v_{i2} - v_{i1} = 2 V \text{ sen } (\omega t - \pi) \quad 3.16$$

$$V_5 = v_{i3} - v_{i1} = 2 V \text{ sen } (\omega t - 4\pi/3) \quad 3.17$$

$$V_6 = v_{i3} - v_{i2} = 2 V \text{ sen } (\omega t - 5\pi/3) \quad 3.18$$

estos voltajes resultantes de las combinaciones son senoidales de fases 60 entre sí como se muestra en la fig. 3.6 , teniéndose así seis senoidales por cada ciclo de entrada.

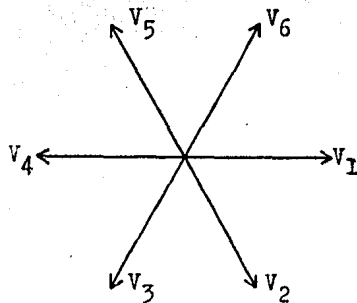


Fig. 3.6

Para obtener cada una de las combinaciones es necesario disparar dos tiristores los cuales corresponden a las fases de la combinación en turno, y se tendrán seis pulsos de disparo por cada ciclo de entrada. De esta manera se sintetizará una forma de onda a partir de un sistema exafásico sobre el ciclo completo de la frecuencia deseada de salida; ésto se muestra en la fig. 3.7, en la que se grafican las ecuaciones 3.13 a 3.18, sintetizando una frecuencia de salida de 15 Hz con frecuencia de entrada de 60 Hz.

Las secuencias de conmutación de los tiristores dependerán de la fase de entrada que cruce por cero al iniciarse el ciclo de la onda de salida; así considerando el circuito de la figura 3.4, se tendrán las siguientes secuencias posibles de conmutación:

Puente positivo

fase cuyo cruce por cero se toma como referencia.	secuencia de conmutación de los tiristores del circuito 3.4					
vi_1	5-2	5-4	1-4	1-6	3-6	3-2
vi_2	1-4	1-6	3-6	3-2	5-2	5-4
vi_3	3-6	3-2	5-2	5-4	1-4	1-6

Puente negativo

vi_1	7-12	9-8	11-8	11-10	7-10	
vi_2	9-8	11-8	11-10	7-10	7-12	9-12
vi_3	11-10	7-10	7-12	9-12	9-8	11-8

tablas 3.1

En la síntesis de la figura 3.7 se ha tomado como referencia el cruce por cero de la fase uno, iniciando el ciclo de la forma de onda de salida con las secuencias de disparo 5-2 5-4 1-4 1-6 3-6 3-2, éstas secuencias de disparo de los tiristores se repite sucesivamente hasta terminar el ci-

clo de la forma de onda de salida, en este caso se repite las secuencias cuatro veces. La síntesis de la forma de onda de salida del puente negativo se obtiene con las secuencias de disparo 7-12 9-12 9-8 11-8 11-10 7-10 , estas secuencias también se repiten sucesivamente hasta terminar el ciclo de la onda de salida.

Con lo anteriormente expuesto, se puede concluir que la metodología para sintetizar alguna frecuencia deseada de salida, es, elegir el cruce por cero de una fase de entrada como referencia y seguir las secuencias de disparo para esa fase como se muestra en las tablas 3.1 para ambos puentes, repetir estas secuencias de disparo sucesivamente sobre las curvas de las ecuaciones 3.13 a 3.18 hasta terminar el periodo de la forma de onda de salida. Además se debe tener presente que si se restringe la frecuencia de salida con la ecuación 3.8 , $f_o = 3f_i/c$, se asegurará que con la fase de entrada con que se empiece el ciclo, será la fase con que se terminará éste, lo cual quiere decir que el siguiente ciclo será exactamente igual al anterior.

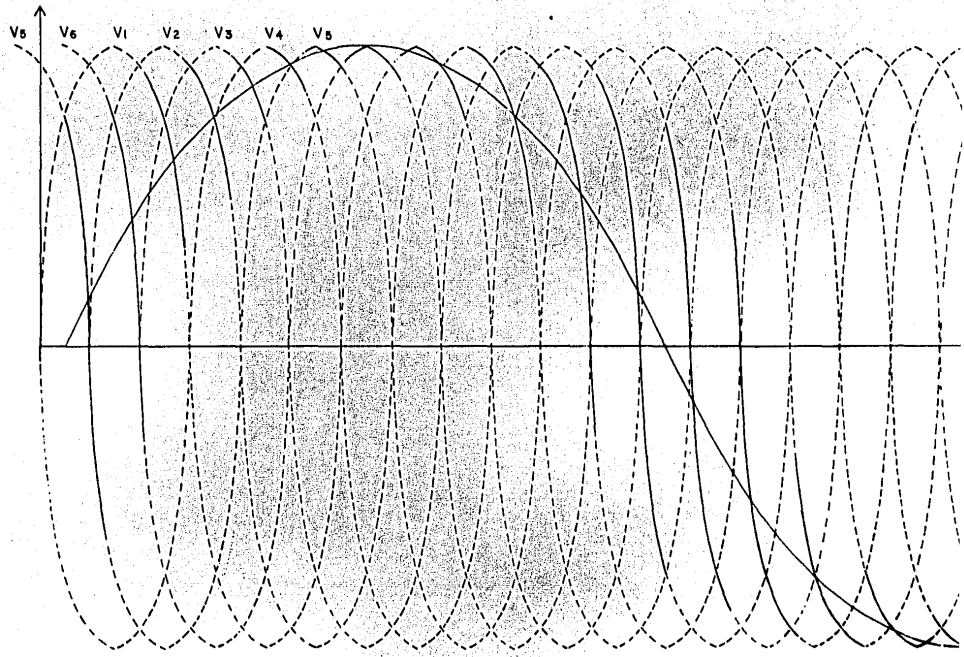
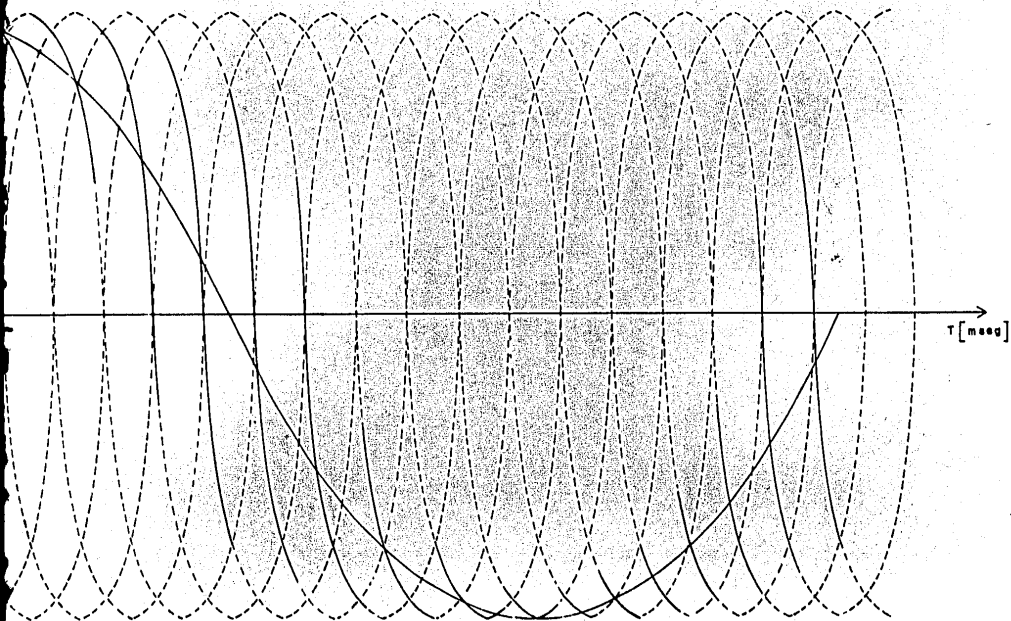


Fig. 3.7 Síntesis de la forma de onda de voltaje de salida de un cicloconvertidor de seis p
 con entrada trifásica de 60 Hz. y salida monofásica de 15 Hz.



voltaje de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos , conmutado naturalmente ,
salida monofasica de 15 Hz.

3.4 Metodología de cálculo de los instantes de disparo utilizando el método de "cruce con ondas cosenoidales".

En la sección 3.2 se demostró que los instantes de disparo dados por las intersecciones de las ecuaciones 3.6 y 3.7 podrían simplificarse a las intersecciones de la igualdad --- 3.9 si se restringe el periodo de la frecuencia de salida, la metodología presentada corresponde a el esquema de modulación dado por la igualdad 3.9 , es decir las intersecciones de la ecuación.

$$A(t) = r \text{ sen } (\omega t) \tag{3.6}$$

con las curvas

$$B_n(t) = \text{sen } (\omega t - n\frac{\pi}{3}) \tag{3.19}$$

donde $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N/2$

$$\frac{N}{2} = c \text{ No. entero}$$

ωt = velocidad angular de la componente deseada de salida.

ωt = velocidad angular de las fases de entrada

$r = \frac{V_o}{V_o'}$ factor que relaciona la amplitud deseada V_o con la amplitud máxima posible V_o' .

Las intersecciones de la curva $A(t)$ con las curvas $B_n(t)$ se muestran nuevamente en la fig. 3.8, para una frecuencia de salida de 15 Hz., donde:

$$f_o = \frac{3f_i}{c}$$

$N/2 = c = \frac{3f_i}{f_o} = \frac{3 \times 50}{15} = 12$ No. de intersecciones a calcular. y por simplicidad se tomará $r=1$, amplitud máxima de salida. El cálculo de cada una de las intersecciones se obtiene haciendo iteraciones para $n=j$, utilizando el siguiente diagrama de flujo:

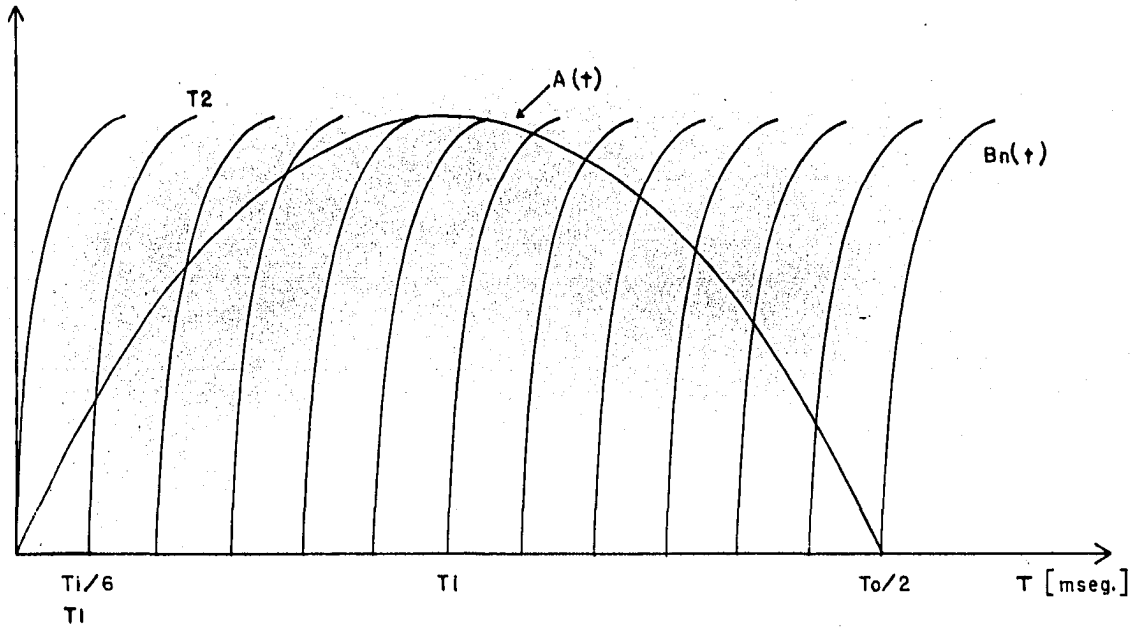


Fig. 3.8 Esquema de modulación para $r=1$ y $f_0=15$ Hz.

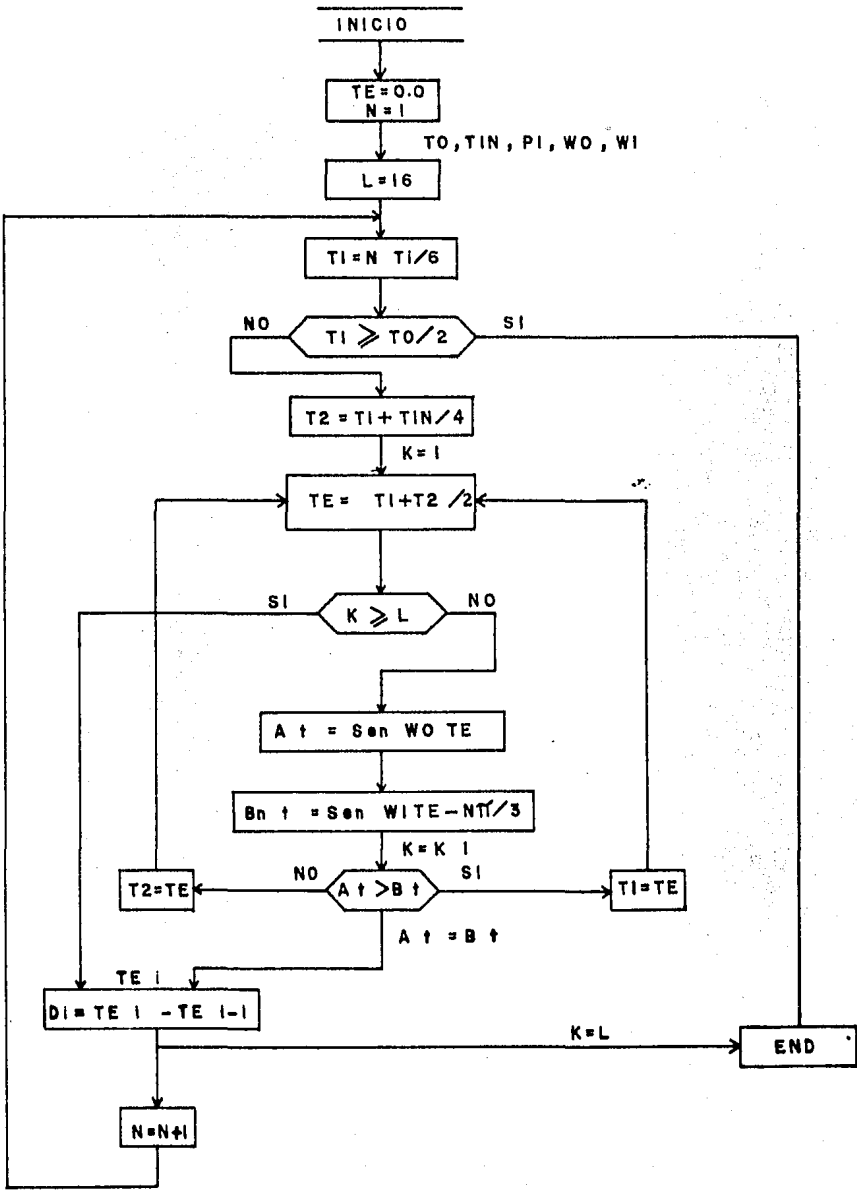


Fig. 3.9

cada una de las intersecciones se obtiene de la siguiente manera:

- primeramente se toma el tiempo $t_1 = N (t_i/6)$, donde N es el No. de curva $B_n(t)$ y t_i es el período de la frecuencia de entrada, se divide entre seis porque el defasamiento entre las curvas $B_n(t)$ es $\pi/3 = 60 = t_i/6$.

- se pregunta si t_1 esta dentro del rango de $t_0/2$

- se calcula el tiempo t_2 para la N curva $B_n(t)$.

- se calcula el promedio de t_1 y t_2 , t_E y se evalúan las ecuaciones $A(t)$ y la N ecuación $B_n(t)$ para el tiempo t_E .

- se comparan los valores obtenidos de $A(t)$ y $B_n(t)$ y se aproxima iterativamente el punto de intersección, substituyendo t_2 por t_E en una dirección, o substituyendo t_1 por t_E en la otra dirección.

- después de completar L iteraciones, se imprime el tiempo $TE(i)$ y el intervalo $\Delta T D_i = TE(i) - TE(i-1)$.

El diagrama de flujo anterior puede codificarse en alguna calculadora programable o en un programa en lenguaje fortran, y puede ser utilizado para calcular los instantes de conmutación para diferentes frecuencias de salida del cicloconvertidor de conmutación natural, siempre y cuando la frecuencia de salida este restringida por la ecuación $f_o = 3f_i/c$.

En el presente trabajo se ha utilizado un programa en fortran el cual se anexa con los resultados obtenidos.

// JCB T

FAC ING 0304 *CECAFI*99634

LUG DRIVE CART SPEC CART AVAIL PHY DRIVE

V2 MII ACTUAL 8K CONFIG 8K

// FLR

C-ERRS...NUMP.C... PROPOSICIONES FORTRAN FUENTE

```

C ESTE PROGRAMA CALCULA LOS INSTANTES DE DISPARO DE UN CICLOCONVER
C DE 6 PULSOS Y SALIDA FIJA DE 15 HZ.
C DIMENSION T1(200),T2(200),T3(200),T4(200),T5(200),T6(200)
READ(2,100)N,L,TIN,TC,PI
READ(2,101)W0,W1
101 FORMAT(2F13.8)
100 FORMAT(2I5,3F10.4)
200 FORMAT(E19.10)
T1(1)=0.0
DO 10 I=1,N
  T1(I)=(T1(I-1)+TIN)/4
  IF(T1(I)-10/2)GOTO 1
  T2(I)=T1(I)+TIN/4
  K=1
  T3(I)=(T1(I)+T2(I))/2
  IF(K-L)GOTO 4
  A(I)=SIN(W0*T1(I))
  B(I)=SIN(W1*T2(I)-(T3(I)/3))
  K=K+1
  IF(A(I)-B(I))GOTO 6
  T4(I)=T3(I)
  GOTO 7
  T2(I)=T3(I)
  GOTO 7
  C(I)=T3(I)-T4(I-1)
  WRITE(3,200)T1(I)
  WRITE(3,200)D(I)
10 CONTINUE
1 CALL EXIT
END

```

OPCIONES INDICADAS
 ONE WORD INTEGERS
 STANDARD PRECISION
 SAVE
 IOCS=
 1403 PRINTER
 CARD

USO DE MEMORIA PARA -
 COMMON- C, VARIABLES Y TEMPORALES- 2424, CONSTANTES Y PROGRAMA-

FIN DE LA COMPILACION

// XEC

0.3703704575E-02
 0.1296295600E-01
 0.7407409151E-02
 0.3703704575E-02

0.1111111233E-01
 0.3703702713E-02
 0.1481481644E-01
 0.3703704575E-02
 0.177777E19E-01
 0.2000000332E-01
 0.2222221816E-02
 0.2222222466E-01
 0.2222221816E-02
 0.2444444974E-01
 0.2222222242E-02
 0.2666667108E-01
 0.2222221816E-02
 0.2888889612E-01
 0.2222222542E-02
 0.3111111005E-01
 0.2222221436E-02
 0.3333333389E-01
 0.2222222542E-02

CAPITULO IV

CIRCUITO DE CONTROL

4.1 Diferentes Formas de Control para un Cicloconvertidor.

Existen diferentes maneras de controlar los pulsos de disparo del cicloconvertidor, dependiendo del N^c de pulsos del -- circuito utilizado y de la calidad de la forma de onda requerida de la aplicación particular.

A continuación se describen algunas de las formas comunmente utilizadas para controlar un cicloconvertidor en lazo abierto.

a) Un esquema relativamente sencillo, en el que el la fase de los tiristores se regula mediante un nivel de DC, y la frecuencia de salida se controla con una onda senoidal de referencia de la frecuencia deseada de salida del cicloconvertidor. El -- circuito de tiristores es de tres pulsos; en la fig. 4.1 se -- muestra la síntesis de la forma de onda del voltaje de salida para una frecuencia de 12 Hz con frecuencia de entrada de --- 60 Hz.

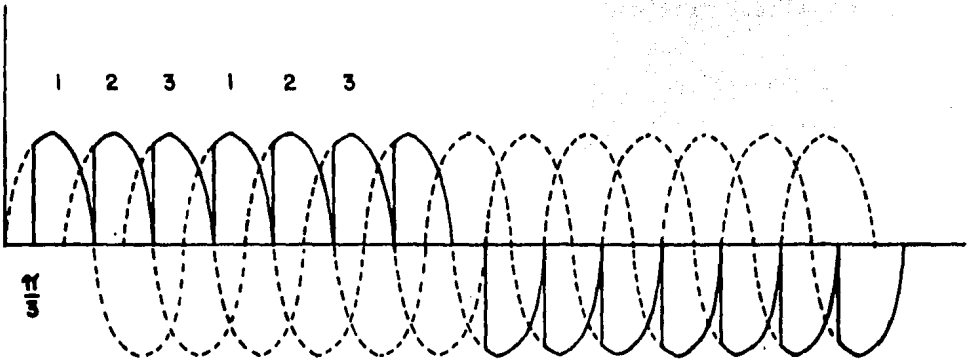


Fig. 4.1 Síntesis de la forma de onda del voltaje de salida, para una frecuencia de 12 Hz.

El esquema de control se muestra en la fig. 4.2 , el principio de operación es el siguiente:

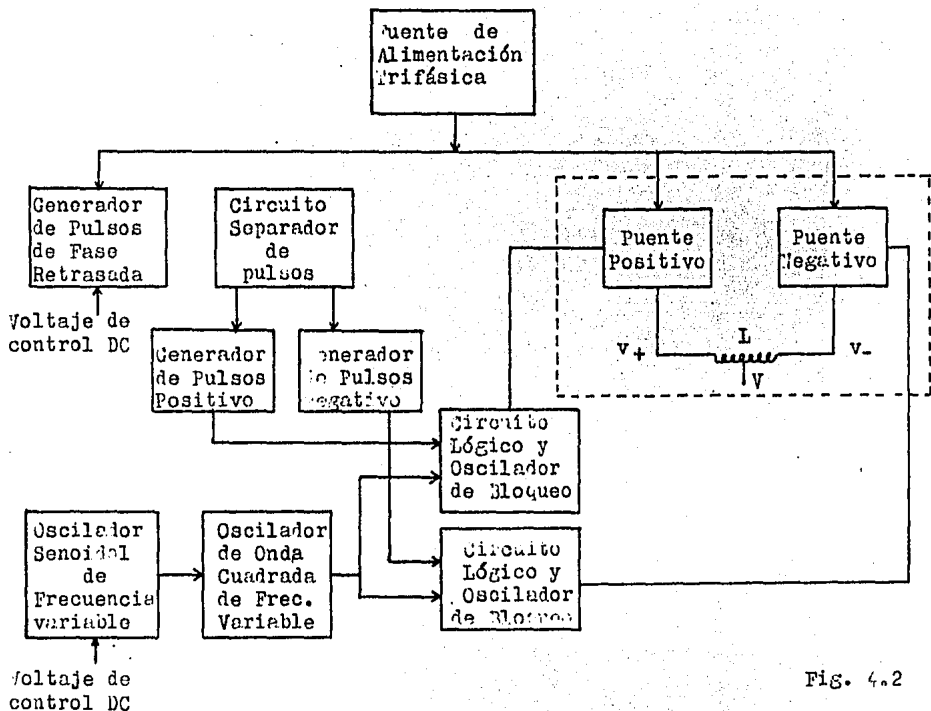


Fig. 4.2

El generador de pulsos de fase retrasada genera pulsos en el cruce por cero de cada una de las fases de entrada, los pulsos son generados en cada medio ciclo de las fases de entrada con un retardo que puede ser regulado de 0° a π mediante un voltaje de control de DC, así el periodo de los pulsos es de 8.333 mseg. Los pulsos de los medios ciclos de onda positivos de las fases de entrada están defasados 120° entre sí, en la misma forma los pulsos de los medios ciclos de onda nega

tivos. El circuito separador de pulsos separa los pulsos generados de los medios ciclos de onda positivos, de los generados por los medios ciclos de onda negativos, para las tres fases de entrada. El oscilador senoidal genera senoides trifásicas de frecuencia baja variable, la cual es controlada mediante un voltaje de DC desde 0 hasta 30 Hz. La secuencia de fases del oscilador es también dependiente del voltaje de control de DC. Después de cuadrar la onda senoidal es aplicada a los circuitos lógicos, cada circuito lógico produce un pulso cuando pulsos de la polaridad correcta son aplicados a sus dos entradas al mismo tiempo, la salida de cada circuito lógico dispara su asociado oscilador de bloqueo, el cuál disparará su SCR correspondiente.

b) Método de cruce de una onda senoidal de referencia con una familia de curvas cosenoidales, es uno de los métodos de control más ampliamente utilizado. Como ya se mencionó en el capítulo anterior, éste método determina los instantes de disparo, de las intersecciones de una onda senoidal de referencia con una familia de ondas cosenoidales a la frecuencia de entrada del cicloconvertidor. Además tiene la particularidad de autorregulación del voltaje de salida cuando se tienen variaciones de amplitud en el voltaje de entrada, ya que las ondas cosenoidales o timing waves son derivadas de las fases de entrada.

Un esquema de control para un convertidor o cicloconvertidor de 3 pulsos se muestra en la fig. 4.3

En cada canal, una onda cosenoidal o timing wave es obtenida a través de un filtro y un transformador del voltaje de entrada del cambiador de frecuencia, y es aplicada a una de las terminales de entrada de un comparador, el voltaje analógico de referencia es aplicado a la otra entrada del comparador. El voltaje de salida del comparador cambia de nivel en el punto de intersección de la onda cosenoidal con el voltaje de referen-

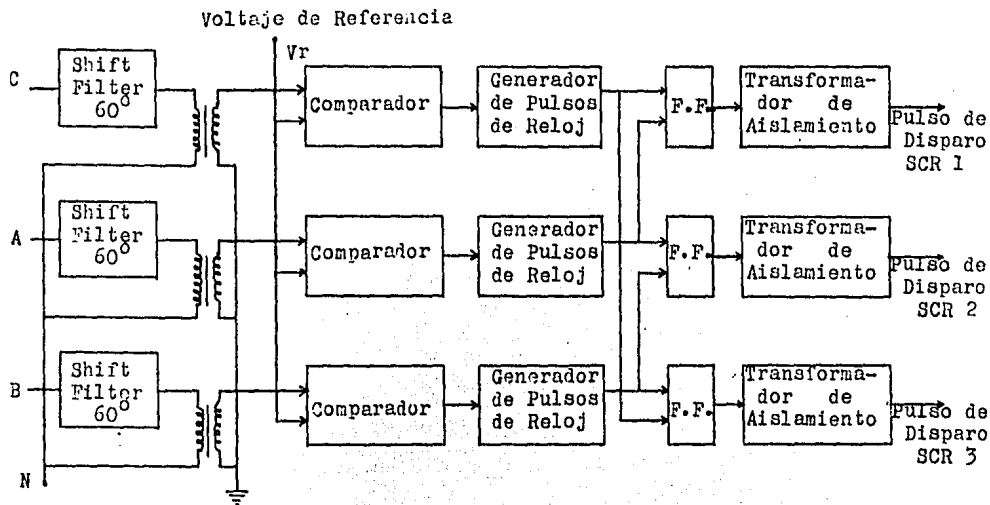


Fig. 4.3

cia, y esto produce un correspondiente pulso de reloj a la salida del asociado generador de pulsos de reloj. El pulso setea el flip-flop asociado, iniciando un pulso de disparo en la salida del canal. La salida del flip-flop es reseteada por el pulso del siguiente canal, de esta manera, el ancho del pulso de disparo es automáticamente ajustado para cubrir el periodo de tiempo completo entre instantes de disparo consecutivos, independientemente del ángulo de disparo.

4.2 Diseño del Controlador

De los métodos de control descritos, que podrían ser implementados para controlar un cicloconvertidor en lazo abierto, el método de cruce de una onda senoidal de referencia con una familia de ondas cosenoidales a la frecuencia de entrada, es el más usual y práctico, sin embargo los circuitos analógicos necesarios son complejos y costosos, ya que es necesario tener un oscilador que genere el voltaje analógico de referencia el cuál deberá ser calibrado y comparado; además se deberán tener transformadores de aislamiento y filtros para las derivaciones de las fases de entrada. Debido a lo anterior, se ha ideado el diseño de un controlador digital el cual substituye los circuitos analógicos utilizados para generar los instantes de disparo, por timer's en memorias EPROM las cuales han sido previamente programadas para generar los pulsos de disparo con los tiempos de duración necesarios para sintetizar una frecuencia de salida de 15 Hz.

Los timer's en las memorias EPROM fueron programados con el método de cruce de una onda senoidal con una familia de curvas cosenoidales, empleando la simplificación dada por la ecuación (3.9), la cual reduce a 12 el número de intersecciones ha calcular, dichas intersecciones fueron calculadas con el programa fortran listado en el capítulo anterior.

A continuación se muestra el diagrama a bloques del circuito de control digital en lazo abierto del cicloconvertidor de 6 pulsos, conmutado naturalmente en modo de operación "corriente circulante", con entrada trifásica de 60 Hz y salida monofásica de 15 Hz., con amplitud máxima de salida.

El esquema de control consiste básicamente de un circuito detector de cruce por cero, una lógica de control asociada a las memorias EPROM, y los circuitos de disparo, los cuales contienen una etapa de aislamiento entre el voltaje de red y el circuito de control.

Diagrama de Bloques

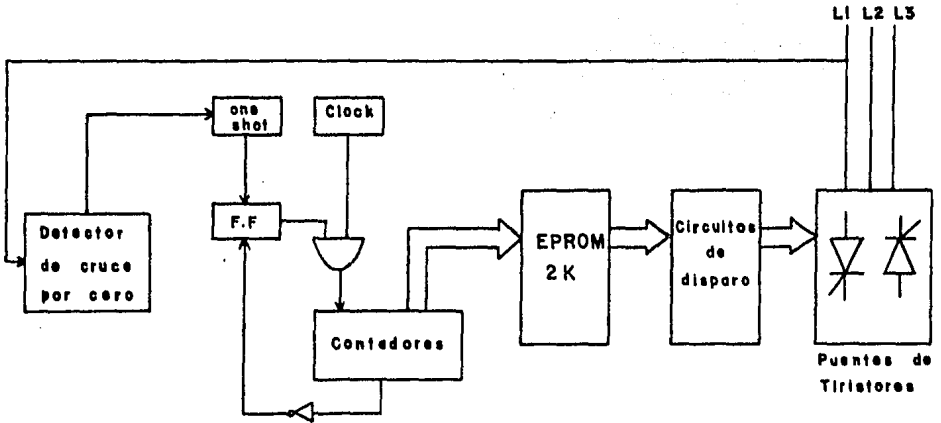


Fig. 4.4

A continuación se describe el funcionamiento y circuitos del diagrama de bloques anterior.

El circuito detector de cruce por cero tiene por objeto sincronizar el inicio de los pulsos de disparo con el cruce por cero de una de las fases de entrada, para ello se utiliza un optocoplador H11B3, del cual se utiliza el flanco de salida positivo para iniciar la secuencia.

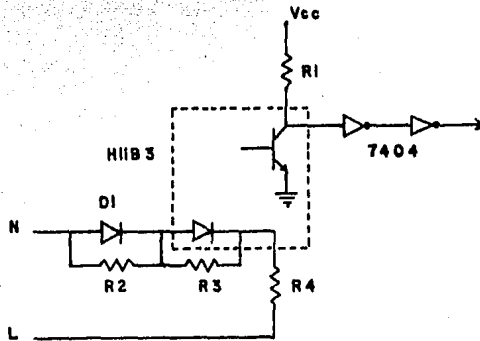


Fig. 4.5

R1= 520 Ω

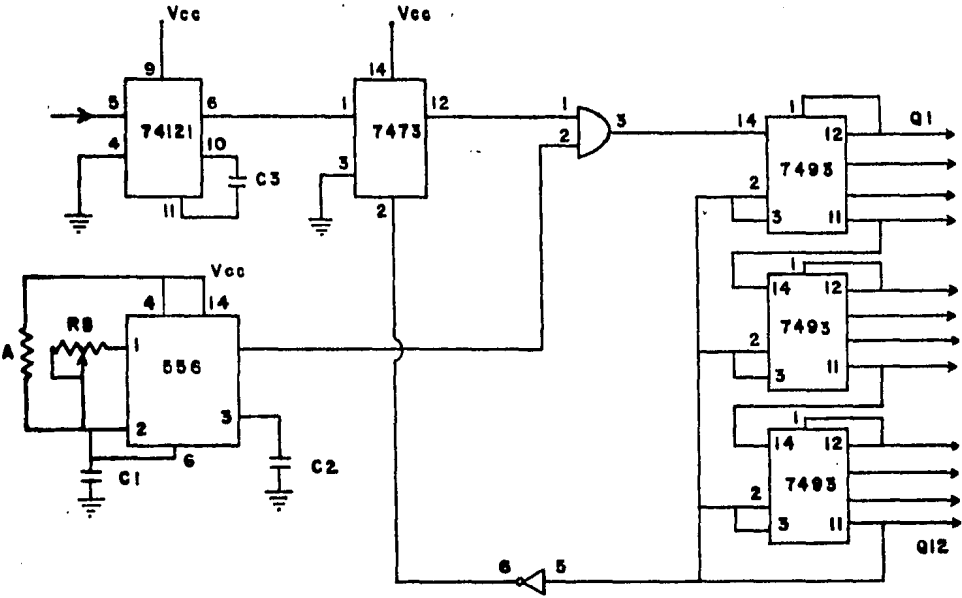
R2=100 K Ω

R3= 1K Ω

R4=3.9 K Ω 10 Watts

D1 IN4003

El circuito del reloj y los contadores es el siguiente:



RA = 2.350 K Ω

RB = Pot. 2 K Ω

C1 = C2 = 0.01 μ F.

Fig. 4.6

El flanco de salida positivo del detector de cruce por cero dispara el monoestable, el cual manda un pulso que establece un nivel alto en la Q del flip-flop, con este nivel en la Q la compuerta habilita el reloj del timer 556 hacia los contadores en cascada. Las salidas de los contadores direccionan secuencialmente 2 kbytes de memorias EPROM, cuando alcanzan la cuenta de 2048 se restablecen a cero.

La frecuencia del reloj es de 30.720 kHz. , se calculó de la siguiente manera:

La frecuencia de salida del cicloconvertidor de 15 Hz tiene un periodo de 66.666 milisegundos, durante este tiempo se deberán de direccionar 2 kbytes de memoria para generar la forma de onda del puente positivo, y del puente negativo, por lo tanto el periodo del reloj es

$$\frac{66.666 \text{ mseg}}{2048} = 32.55 \mu \text{ seg.} = T_c$$

y

$$f_c = \frac{1}{32.55 \text{ seg}} = 30.720 \text{ KHz.}$$

La memoria utilizada es la 2708 de 1 kbytes, las líneas de datos van a los circuitos de disparo a través de un buffer unidireccional, los bits 7 y 8 no se utilizan, ya que los circuitos de los puentes de tiristores son de seis pulsos, por lo que sólo son necesarias 6 líneas de datos.

De acuerdo a la síntesis de la forma de onda de salida, y habiéndolo elegido una de las fases de entrada para iniciar el ciclo de salida, vemos que para las 3 posibles secuencias de conmutación (una por cada fase de inicio), las líneas de datos deberán cumplir con la siguiente secuencia:

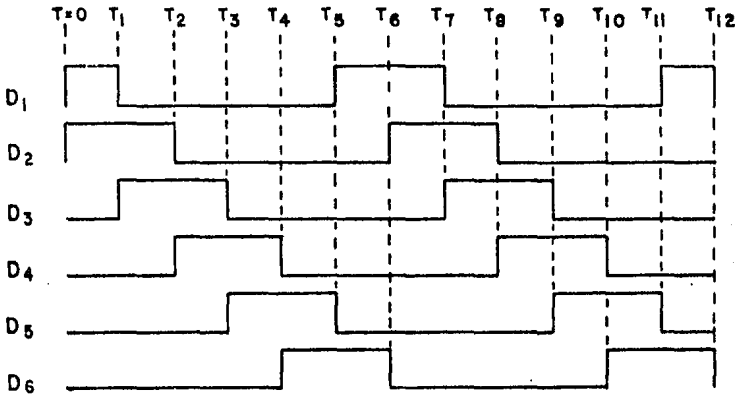


Fig. 4.7

Del diagrama de tiempos de la fig. 4.7 , vemos que el mapeo de memoria debe ser en la siguiente forma:

Líneas de Datos Datos en Hexadecimal

D ₈	D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	
∅	∅	∅	∅	∅	∅	1	1	∅3H
∅	∅	∅	∅	∅	∅	1	1	∅6H
∅	∅	∅	∅	1	1	∅	∅	∅CH
∅	∅	∅	1	1	∅	∅	∅	18H
∅	∅	1	1	∅	∅	∅	∅	3∅H
∅	∅	1	∅	∅	∅	∅	1	21H
∅	∅	∅	∅	∅	∅	1	1	∅3H
∅	∅	∅	∅	∅	∅	1	1	∅6H
∅	∅	∅	∅	1	1	∅	∅	∅CH
∅	∅	∅	1	1	∅	∅	∅	18H
∅	∅	1	1	∅	∅	∅	∅	3∅H
∅	∅	1	∅	∅	∅	∅	1	21H

Fig. 4.8

Los tiempos calculados del programa fortran del capítulo anterior, son los siguientes:

$t_1 = 0.003\ 703\ 704$ seg.	$At_1 = 0.003\ 703\ 704$ seg.
$t_2 = 0.007\ 407\ 409$ "	$At_2 = 0.003\ 703\ 704$ "
$t_3 = 0.011\ 111\ 111$ "	$At_3 = 0.003\ 703\ 702$ "
$t_4 = 0.014\ 814\ 816$ "	$At_4 = 0.003\ 703\ 704$ "
$t_5 = 0.017\ 777\ 781$ "	$At_5 = 0.002\ 962\ 964$ "
$t_6 = 0.020\ 000\ 003$ "	$At_6 = 0.002\ 222\ 221$ "
$t_7 = 0.022\ 222\ 224$ "	$At_7 = 0.002\ 222\ 221$ "
$t_8 = 0.024\ 444\ 449$ "	$At_8 = 0.002\ 222\ 225$ "
$t_9 = 0.026\ 666\ 671$ "	$At_9 = 0.002\ 222\ 221$ "
$t_{10} = 0.028\ 888\ 896$ "	$At_{10} = 0.002\ 222\ 245$ "
$t_{11} = 0.031\ 111\ 110$ "	$At_{11} = 0.002\ 222\ 214$ "
$t_{12} = 0.033\ 333\ 338$ "	$At_{12} = 0.002\ 222\ 225$ "

El número de localidades que corresponden a cada uno de los datos del mapeo de la fig. 4.8 , se obtuvieron en la siguiente forma:

T_{dir} = Tiempo de direccionamiento / Localidad de memoria

$$T_{dir} = \frac{0.066\ 666\ 666}{2048} = 32.552 \mu \text{seg.}$$

$$N_1 = \frac{At_1}{T_{dir}} = \frac{3703.704 \mu \text{seg.}}{32.552 \mu \text{seg.}} = 113.77$$

N_1 = Número de localidades ≈ 114

$$N_2 = \frac{At_2}{T_{dir}} = 114$$

$$N_8 = \frac{At_8}{T_{dir}} = 68$$

$$N_3 = \frac{At_3}{T_{dir}} = 114$$

$$N_9 = \frac{At_9}{T_{dir}} = 68$$

$$N_4 = \frac{At_4}{T_{dir}} = 114$$

$$N_{10} = \frac{At_{10}}{T_{dir}} = 68$$

$$N_5 = \frac{At_5}{T_{dir}} = 91$$

$$N_{11} = \frac{At_{11}}{T_{dir}} = 68$$

$$N_6 = \frac{At_6}{T_{dir}} = 68$$

$$N_{12} = \frac{At_{12}}{T_{dir}} = 68$$

$$N_7 = \frac{At_7}{T_{dir}} = 68$$

Como ya se mencionó en el capítulo anterior, los doce tiempos calculados con el programa son para generar únicamente el medio ciclo positivo de la onda de salida del cicloconvertidor, para obtener el medio ciclo negativo se mapearon los mismos datos de la tabla de la fig. 4.8 pero con la secuencia de tiempos invertida, es decir de T_{12} a T_1 . De este modo los datos de la figura 4.8 se cargaron en el primer kbyte de memoria con la secuencia de tiempos T_1 a T_{12} , y se cargaron en el segundo kbyte con la secuencia de tiempos T_{12} a T_1 . El mapeo de memoria quedó entonces en la siguiente forma:

Primer Kbyte de memoria

Dirección Hexadecimal	Datos
0000	00 H
0001	03 H
0071	03 H
0072	06 H
00E3	06 H
00E4	0C H
0155	0C H
0156	18 H
01C7	18 H
01C8	30 H
0222	30 H
0223	21 H
0266	21 H
0267	03 H
02AA	03 H
02AB	06 H
02EE	06 H
02EF	0C H
0332	0C H
0333	18 H
0376	18 H
0377	30 H
03BA	30 H
03BB	21 H
03FF	21 H

Segundo Kbyte de memoria

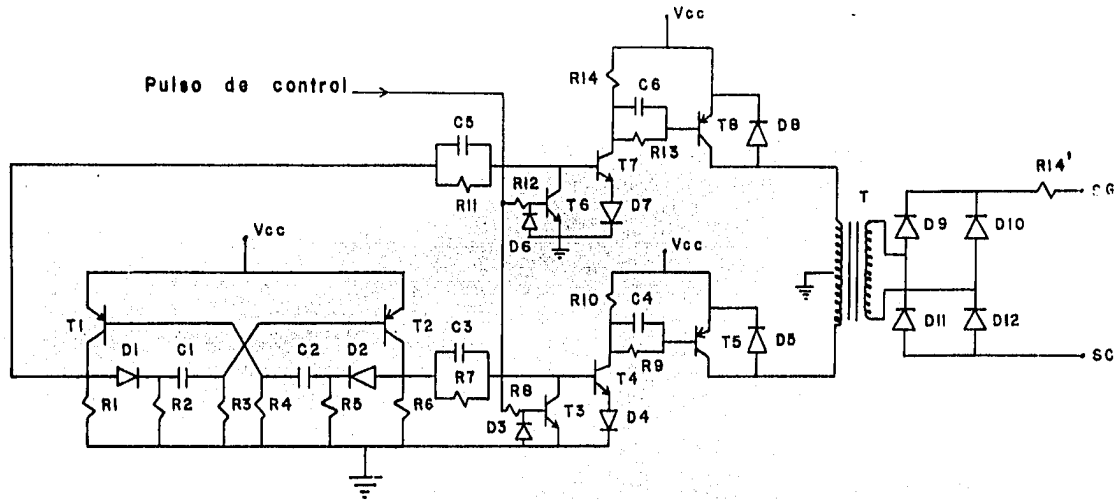
Dirección Hexadecimal	Datos
Ø 4 Ø Ø	Ø 3 H
Ø 4 4 4	Ø 3 H
Ø 4 4 5	Ø 6 H
Ø 4 8 8	Ø 6 H
Ø 4 8 9	Ø C H
Ø 4 C C	Ø C H
Ø 4 C D	1 8 H
Ø 5 1 Ø	1 8 H
Ø 5 1 1	3 Ø H
Ø 5 5 4	3 Ø H
Ø 5 5 5	2 1 H
Ø 5 9 8	2 1 H
Ø 5 9 9	Ø 3 H
Ø 5 D C	Ø 3 H
Ø 5 D D	Ø 6 H
Ø 6 3 7	Ø 6 H
Ø 6 3 8	Ø C H
Ø 6 A 9	Ø C H
Ø 6 A A	1 8 H
Ø 7 1 B	1 8 H
Ø 7 1 C	3 Ø H
Ø 7 8 D	3 Ø H
Ø 7 8 E	2 1 H
Ø 7 F F	2 1 H

El circuito de disparo por generación de portadora consiste de un multivibrador astable de una frecuencia aproximada de 24 KHz., una etapa de amplificación y un transformador de pulsos con un rectificador de salida. Las salidas del multivibrador son switcheadas con el pulso de control hacia el transformador de pulsos.

Se tiene un circuito de disparo para cada uno de los SCR'S.

El circuito del cicloconvertidor monofásico se muestra a continuación, con las redes de amortiguamiento para cada SCR, así como las inductancias de protección para $\frac{di}{dt}$ de cada SCR.

Fig. 4.9 Circuito de disparo por generación de portadora.



$R1 = R6 = 4.7 \text{ K}\Omega$

$R2 = R5 = R9 = R13 = 2.2 \text{ K}\Omega$

$R3 = R4 = R8 = R12 = 100 \text{ K}\Omega$

$R7 = R11 = 6.8 \text{ K}\Omega$

$R10 = R14 = 10 \text{ K}\Omega$

$C1 = C2 = 270 \text{ pf}$

$C3 = C5 = 470 \text{ pf}$

$C4 = C6 = 4.7 \text{ nf}$

$D1, D2, D3, D4, D6, D7 \text{ IN914}$

$D5, D8, D9, D10, D11, D12 \text{ IN4003}$

$R14' = 10 \Omega, 2 \text{ Watts}$

$T1, T2 \text{ 2A257}$

$T3, T4, T6, T7 \text{ 2A237}$

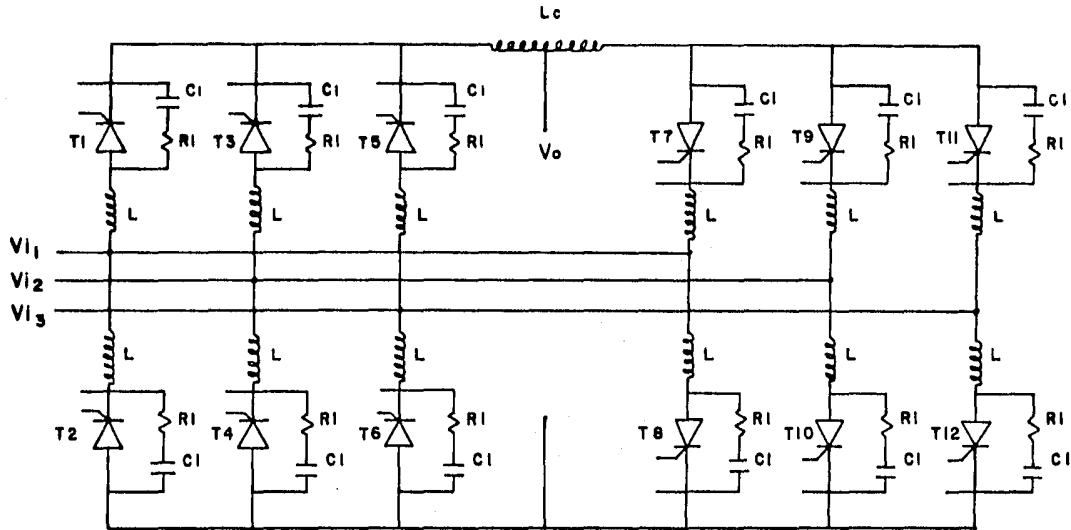
$T5, T8 \text{ TIP32}$

$T \text{ Primario: } 120/120 \text{ vueltas N}^\circ 28$

$\text{Secundario: } 40 \text{ vueltas N}^\circ 22$

$\text{Nucleo: cuadrado, laminación N}^\circ 37$

Fig. 4.10 Circuito del cicloconvertidor monofásico



$C1 = 0.47 \text{ F}$

$R1 = 47 \text{ } 2 \text{ Watts}$

L Nucleo N° 62, AWG N° 14, 20 vueltas

T TIC 126

Lc Indeterminada, inductancia de corriente circulante.

APENDICE A

SNUBBER DE PROTECCION PARA LOS SCR'S

Transitorios de voltaje y corriente son generados en los circuitos de tiristores de los convertidores, por la acción de switcheo de los SCR'S. Durante el encendido de los SCR'S sólo un pequeño porcentaje del silicón es conductivo debido a la velocidad finita de propagación. Un rápido incremento de corriente, $\frac{di}{dt}$, puede resultar en una alta densidad de corriente en aquella porción de silicón que está conduciendo. Esta alta densidad de corriente podría resultar en excesivo calentamiento y destruir el SCR. También durante el encendido, transitorios de voltaje, $\frac{dv}{dt}$, son producidos y podrían provocar que otros SCR'S entraran en conducción en instantes en los cuales no deberían de conducir. La brusca interrupción de corriente durante la recuperación inversa podría causar transitorios de sobre voltaje que destruirían el SCR y además producirían excesivo $\frac{dv}{dt}$ sobre otros SCR'S.

Existen diferentes formas de diseñar los snubber de protección de los tiristores, los criterios de diseño se aplican tomando en consideración diferentes factores, tales como, el modo de operación del convertidor, la fuente principal de alimentación, el tipo de carga que el convertidor va a manejar, etc.

A continuación se describe una de las maneras de diseñar los circuitos snubber de protección para los tiristores de los convertidores.

En la fig. 4.10 se muestra uno de los circuitos snubber comunmente utilizado en convertidores trifásicos, la inductancia L sirve para los siguientes propósitos:

- 1.- Limitar $\frac{di}{dt}$ cuando el SCR es disparado.

2.- en conjunción con R y C limitan $\frac{dv}{dt}$ generados por el encendido del SCR y recuperación inversa del mismo.

El circuito RC tiene las siguientes funciones:

1.- Suprimir los picos de voltaje inverso generados por la inductancia L durante la recuperación inversa del SCR.

2.- En conjunción con la inductancia L, amortiguan $\frac{dv}{dt}$ que podría disparar el SCR en momentos inadecuados.

Para minimizar la disipación en los tiristores durante la recuperación inversa, R deberá ser tan pequeña como sea posible. Sin embargo, el mínimo valor de R es dictado por la máxima descarga de corriente pico de C que el tiristor puede tolerar cuando es encendido. El fabricante usualmente especifica un valor mínimo recomendado para R.

Cálculo del valor de L para limitar $\frac{di}{dt}$ asumiendo que un tiristor en un grupo paralelo es encendido primero y circula por él toda la corriente en un corto instante. El circuito equivalente para esta condición es mostrado en la fig. 4.11. El peor $\frac{di}{dt}$ ocurrirá cuando el tiristor es disparado y el voltaje en directa está en su valor más alto, esto ocurre cuando el retraso de fase es 60 grados, y entonces

$$\frac{E}{2L_T + \frac{n+1}{n} L} \leq \frac{di}{dt} \quad (\text{razón})$$

donde n es el número de circuitos paralelos, E es el voltaje línea a línea multiplicado por $\sqrt{2}$ y L_T es la inductancia del transformador de alimentación. Esta expresión es válida sólo si un snubber de red con rectificador es utilizado. Si se utilizan circuitos RC conectados de línea a línea, sin rectificador, $\frac{di}{dt}$ debido a la descarga de los capacitores de línea debe

ser limitada; así el valor de L debe ser calculado de:

$$\frac{E}{\frac{n+1}{n} L} \leq \frac{di}{dt}$$

El valor de L también puede ser calculado para limitar $\frac{dv}{dt}$ a la razón del tiristor

$$E \frac{R}{6L} \leq \frac{dv}{dt}$$

Esta ecuación se aplica cuando un capacitor grande es conectado a través de las terminales de DC.

El valor más grande de los dos valores calculados para L deberá de ser utilizado.

El valor de C es escogido de manera tal que los transitorios de conmutación son al menos críticamente amortiguados. Para un solo puente C es dado por:

$$C \geq 8L / R^2$$

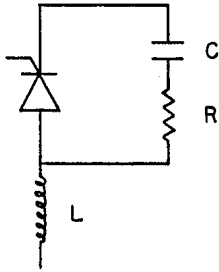


Fig. 4.10

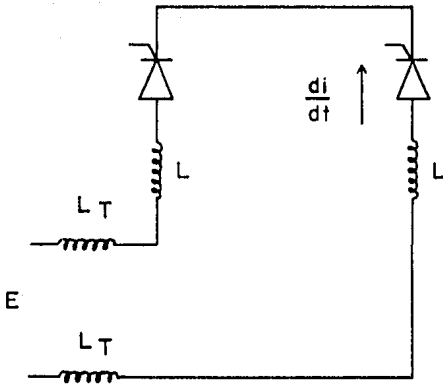


Fig. 4.11

APENDICE B

CALCULO DEL VALOR DE LA INDUCTANCIA DE CONMUTACION

La inductancia de corriente circulante no fue diseñada, sin embargo se introduce el cálculo de la inductancia de conmutación, la cual es esencial para limitar la corriente de corto circuito entre el puente positivo y el puente negativo. Un corto circuito línea a línea podría ocurrir entre dos fases a través de dos tiristores, uno del puente positivo y otro del puente negativo.

En el cálculo del valor de la inductancia L , las siguientes asunciones son hechas.

1) El corto circuito ocurre entre las fases 1 y 3 como se muestra en la figura a).

2) El máximo traslapamiento durante el corto circuito entre las fases 1 y 3 es β .

3) Durante el corto circuito la corriente de corto circuito i_s fluye a través de la inductancia L , y la carga está en circuito abierto.

4) Las inductancias del transformador de alimentación son omitidas.

Del circuito equivalente de la figura b)

$$e_1 = E_m \cos \omega t$$

$$e_3 = - E_m \sin (\omega t + \pi/6)$$

donde E_m es el máximo voltaje de fase.

y ω la frecuencia angular de alimentación.

Del circuito equivalente tenemos:

$$L \frac{di_s}{dt} = E_m \cos \omega t + E_m \sin (\omega t + \pi/6)$$

$$i_s = \frac{E_m}{L} \int_0^{\beta} \cos \omega t + \sin (\omega t + \pi/6)$$

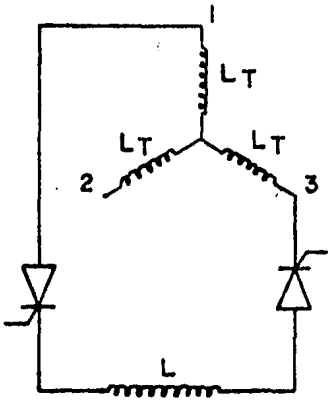
$$= \frac{E_m}{\omega L} \left[\sin \omega t - \cos (\omega t + \pi/6) \right]_0^{\beta}$$

el periodo del ángulo β es de 0 a $2\pi/3$, por lo tanto obtenemos:

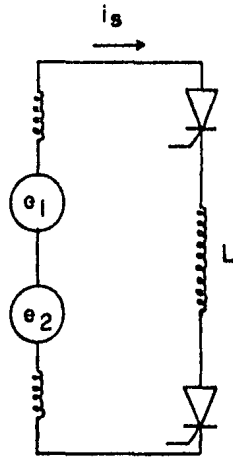
$$i_s = \frac{E_m}{\omega L} \left[\text{sen } \omega t - \cos(\omega t + \pi/6) \right]_0^{2\pi/3}$$

$$i_s = \frac{E_m}{\omega L} \frac{3\sqrt{3}}{2}$$

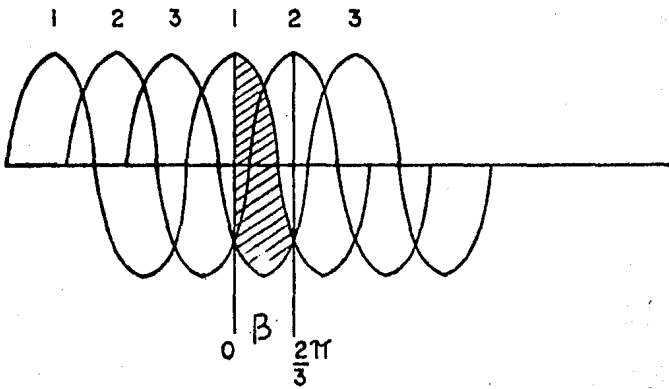
$$L = \frac{E_m}{\omega} i_s \frac{3\sqrt{3}}{2}$$



a



b



c

BIBLIOGRAFIA

- 1.- B.R. Pelly
"Thyristor Phase Controlled Converters and Cycloconverters".
New York: John Wiley and Sons, 1971.
- 2.- L. Gyugyi and B.R. Pelly
"Static Power Frequency Changers , Theory , Performance and Application"; Wiley - Interscience , New York 1976.
- 3.- S.B. Dewan and A. Straughen "Power Semiconductor Circuits" Wiley Interscience , New York 1975.
- 4.- Artículos varios de la I.E.E.E.