

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES
DE CORRIENTE ALTERNA**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A N
C. FERNANDO PEREZ LARA
FRANCISCO ORTIZ CHAVEZ
JORGE EUGENIO LAVIN MARTINEZ
JORGE FLORES HINOJOSA

MEXICO, D. F.

1982



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



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 esta 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.

CONTENIDO

OBJETIVO DE LA TESIS	1
CAPITULO I. INTRODUCCION	2
CAPITULO II. FORMAS DE VARIACION DE LA VELOCIDAD EN MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA	6
Control de velocidad por cambios de velocidad síncrona del campo giratorio	6
Control de velocidad por cambios de deslizamiento.	7
Control por concatenación	9
Sistema de Leblanc	12
Sistema de control Kramer	14
Sistema Scherbius	17
CAPITULO III. CARACTERISTICAS GENERALES DE LOS TIRISTORES Y TECNICAS DE CONMUTACION	20
Características estáticas ánodo-cátodo	21
Características dinámicas de conmutación	23
Especificaciones para el disparo de la compuerta.	28
Técnicas de conmutación del SCR	29
Conmutación serie	32
Conmutación paralelo	37
CAPITULO IV. INVERSORES	42
Clasificación de circuitos para conmutación forzada	43

Inversor paralelo	47
Inversor serie	52
Conexiones de inversores	55
Inversores puente. Principios de operación	61
Operación de un puente inversor monofásico	69
Circuito inversor con conmutación complementaria	72
Inversor puente monofásico con conmutación auxiliar	74
CAPITULO V. CICLOCONVERTIDOR	77
Configuración puente	80
Circuito de control	83
Mejoras al circuito del cicloconvertidor	87
CAPITULO VI. DISEÑO DE UN CIRCUITO INVERSOR PARA CONTROLAR LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CORRIEN TE ALTERNA	91
APENDICE	106
Teoría básica del motor de inducción polifásico	106
Características par-velocidad	108
Circuito equivalente	109
Ecuación de par	110

OBJETIVO DE LA TESIS

El objetivo de esta tesis consiste en el estudio de diferentes métodos para controlar la velocidad en motores de corriente alterna.

En primer término se repasarán los métodos convencionales de control para este tipo de motores que, en su mayor parte, utilizan máquinas auxiliares. A continuación, se explicarán las características principales de los tiristores, con los cuales, se logra un control electrónico de la velocidad en los motores de corriente alterna. Se verá la aplicación de los tiristores en circuitos inversores y cicloconvertidores, los cuales son comunmente empleados en controles de velocidad y, finalmente, se diseñará un circuito imversor para controlar la velocidad de un pequeño motor de corriente alterna, mostrando los pasos a seguir en el desarrollo del circuito. El diseño de este circuito está enfocado principalmente para fines didácticos.

CAPITULO I. INTRODUCCION

En la actualidad tiene mucha importancia, principalmente en la industria, el poder contar con una máquina cuya velocidad pueda ser controlada para necesidades específicas.

El motor de corriente directa ha sido tradicionalmente usado para aplicaciones en donde se requiere el control de velocidad, debido en gran parte a la simplicidad y a la flexibilidad de las técnicas de control que existen para dicho tipo de máquinas.

Con el desarrollo de controladores electrónicos, se han diseñado muchos circuitos útiles e interesantes para el control de la velocidad en motores de corriente alterna, y se ha encontrado que las características técnicas de funcionamiento han sido satisfactorias.

Una de las ventajas principales de usar controladores electrónicos en motores de corriente alterna, consiste en que se evitan los problemas asociados con la operación y el mantenimiento de las escobillas del conmutador, situación que se presenta en los motores de corriente directa. Sin embargo, estos controles en motores de corriente alterna son mucho más complejos y más caros, además de que usan una mayor cantidad de dispositivos semiconductores de potencia de los que se usan para los motores de corriente directa. Por las razones anteriores es que tales clases de controles aún no tienen un uso muy extendido en la industria; salvo la textil, en donde se utilizan tanto motores de inducción como motores síncronos.

Con el desarrollo del tiristor o SCR (Silicon Controlled Rectifier), se han creado posibilidades muy amplias para el control de motores de corriente alterna mediante procedimientos electrónicos. El pequeño tamaño, la elevada seguridad en el funcionamiento y la relativa eficacia del SCR, han hecho que éste empiece a dominar actualmente en el control de la velocidad en motores de corriente alterna de pequeña y mediana potencia. Para potencias mayores, se emplean convertidores rotativos, tales como el Scherbius o el Kramer.

Hoy en día, el tiristor encuentra una extensa área de aplicación, por ejemplo en: control de relevadores; circuitos temporizadores; fuentes reguladas; control de motores, como ya se ha mencionado; circuitos de protección;

control de temperatura; control de fase; etc.

En los últimos años se han utilizado SCR's en circuitos de control que manejan valores de potencia tan altos como 10 MW y que a nivel de dispositivo son capaces de soportar hasta 2000 Amperes y 1800 Volts; su rango de frecuencia se ha extendido hasta unos 50 KHz.

Con la aparición de estos dispositivos que manejan corrientes elevadas, su utilización para el gobierno, o control, de motores de corriente alterna de frecuencias regulables estáticas (estacionarias), parecen augurar una amplia aplicación en el futuro, similar a la gobernación de motores de corriente continua. Hasta el presente, han aparecido dos clases generales de dispositivos de gobierno para motores síncronos y de inducción, siendo éstos el cicloconvertidor y el inversor.

El cicloconvertidor es un dispositivo cuya función básica es la de convertir un voltaje alterno de entrada, con una frecuencia determinada, a un voltaje alterno de salida, con una frecuencia diferente a la de la entrada. Su característica esencial es que contiene sólo una etapa de conversión de potencia, y la cual consiste, en su forma básica, simplemente de un arreglo de tiristores que se usan como switches. El principio básico de operación consiste en producir a la salida una onda de voltaje distorsionada, que se logra al abrir y cerrar los switches, que contiene el cicloconvertidor, de una manera apropiada. El voltaje de salida distorsionado es entonces filtrado, si así se desea, conformándose de esta manera una onda de voltaje a la salida del cicloconvertidor de una alta calidad.

Debido al uso de tiristores, con sus pérdidas relativamente bajas, el cicloconvertidor es capaz de ser eficiente en conversiones de alta potencia.

Actualmente existen dos aplicaciones importantes del cicloconvertidor. La primera en el área de manejo de frecuencia y velocidad variable para máquinas de corriente alterna; aquí, la potencia de entrada al cicloconvertidor tiene una frecuencia fija, y la salida del mismo una frecuencia variable que alimenta a la máquina que se desea controlar. La segunda aplicación se encuentra en el área de potencia a frecuencia constante; aquí, la función del cicloconvertidor es la de suministrar potencia de salida a frecuencia aproximadamente regulada, desde una fuente de potencia con frecuencia variable que está-

conectada a su entrada.

El inversor es el otro dispositivo que se utiliza para el gobierno de motores síncronos y de inducción, y tiene como función el poder transformar la energía eléctrica de corriente continua en energía eléctrica de corriente alterna. El inversor también recibe los nombres de convertidor continua-alterna y de ondulator. Entre los inversores más destacados se pueden citar el convertidor rotativo y los convertidores mediante válvulas de gas o mediante tiristores.

Con la aparición de los tiristores sobrevino el gran desarrollo de los inversores, ya que las válvulas presentan una serie de desventajas que hacen difícil su empleo. Todo ello ha provocado, como ya se ha dicho, que hoy en día prácticamente todos los inversores estén diseñados a base de tiristores, pues este componente puede cubrir todo el campo de aplicaciones de los convertidores continua-alterna, tanto los rotativos como los de válvulas.

Debido a la ausencia de órganos en movimiento, al elevado rendimiento, a la larga duración de vida y a la seguridad de funcionamiento, características principales que los tiristores ofrecen en los sistemas de conversión eléctrica, es obligado prestar mayor atención a los inversores realizados con tiristores.

Los dos sistemas de conversión de energía eléctrica vistos anteriormente, son altamente empleados en la actualidad, teniendo cada uno de ellos sus ventajas y sus limitaciones, y de las cuales sólo mencionaremos las más importantes.

El inversor requiere un mínimo de 12 SCR's para motores trifásicos, pero solo 6 son portadores de la carga; su gama de frecuencias es muy amplia, desde cero hasta por encima de 60 Hz.; la regeneración es posible llevarla a cabo en las etapas rectificadora e inversora, sólo cuando el inversor es de onda completa (bidireccional); es sensible al factor de potencia de la carga; el sistema requiere de un circuito de conmutación adicional y de un circuito de disparo o de reducción de armónicas, al sobrepasar el voltaje de pico inverso.

Por otro lado, el cicloconvertidor requiere un mínimo de 18 SCR's para motores trifásicos, todos ellos portadores de carga; está limitado a frecuencias de salida inferiores a un tercio de la frecuencia de alimentación; em

pleando el doble de SCR's (36) permite, tanto una gama de frecuencias más amplia como posibilidades de inversión; la regeneración es posible solamente al emplear 36 SCR's; pueden emplearse cargas de cualquier factor de potencia; funciona empleando conmutación de la frecuencia de línea; y si el impulso de corriente no es periódico, el sistema no se detiene.

CAPITULO II. FORMAS DE VARIACION DE LA VELOCIDAD EN MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA

Debido a su simplicidad y fortaleza, el motor de inducción encuentra numerosas aplicaciones; sin embargo, sufre desde el inicio de su aparición, la desventaja de que su velocidad no puede ser variada fácilmente y eficientemente sobre un rango amplio de condiciones de operación.

La velocidad del motor de inducción puede ser variada por:

- a) variación de la velocidad síncrona del campo giratorio
- b) variación del deslizamiento

Para el primer método, si la frecuencia de la fuente de alimentación es constante, entonces variando la velocidad síncrona del campo giratorio se podrá variar la velocidad del motor en cambios discretos.

Respecto al segundo método, cabe aclarar que cualquier método para variación de velocidad que tenga que ver con la variación del deslizamiento es bastante ineficiente.

Control de Velocidad por Cambios de Velocidad Síncrona del Campo Giratorio.

Sabiendo que la velocidad síncrona del campo giratorio o rotatorio de un motor de inducción está dada por:

$$N_s = 120 f/p$$

en donde "p" es el número de polos y "f" la frecuencia. Esto nos indica que N_s puede ser variada ya sea:

- 1) cambiando el número de polos
- 2) cambiando la frecuencia

1.- Método del cambio de polos: en este método el devanado del estator del motor está diseñado de tal modo que cambiando las conexiones de varias espiras (cuyas terminales son accesibles), el número de polos del embobi-

nado puede ser cambiado en razón de 2:1 y por lo tanto se obtienen dos velocidades síncronas diferentes. Si más devanados independientes son suministrados, se pueden obtener más velocidades síncronas. El inconveniente de este método es que solamente se podrán obtener cambios discretos de velocidad.

La ventaja principal de usar este método es que la eficiencia de la máquina es alta, debido a que tiene un embobinado jaula de ardilla y no usa escobillas.

2.- Método por variación de frecuencia: como se sabe, la velocidad síncrona es directamente proporcional a la frecuencia, variando esta última se podrá cambiar la velocidad síncrona del motor. La variación de la velocidad será continua o discreta, de acuerdo a la variación de la frecuencia de la fuente de alimentación.

Sin embargo, si nosotros deseamos par máximo constante, y puesto que éste es inversamente proporcional a la velocidad síncrona, la fuente de voltaje y frecuencia suministrada deberán incrementarse si deseamos aumentar la velocidad síncrona del motor. La dificultad en este método es que comunmente disponemos de una fuente de alimentación con frecuencia fija.

Control de la Velocidad por Cambios del Deslizamiento.

Para describir este método se utilizará la siguiente gráfica.

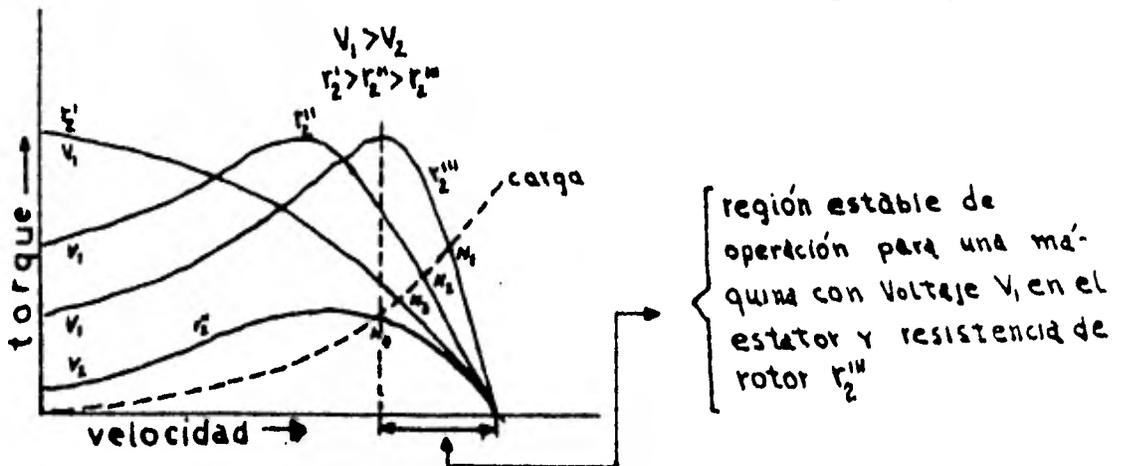


Figura 1. Gráfica del control de velocidad por cambios de deslizamiento.

La curva punteada muestra las características par-velocidad de la carga. Las curvas con líneas sólidas son las características par-velocidad del motor de inducción bajo diferentes condiciones, tales como diferentes resistencias del motor (r_2' , r_2'' , r_2'''), o diferentes voltajes de estator (v_1 , v_2). Tenemos cuatro diferentes curvas par-velocidad y, por lo tanto, el motor puede funcionar en cualquiera de las cuatro velocidades (N_1 , N_2 , N_3 , N_4) para una carga dada.

En la práctica, el deslizamiento del motor puede ser variado por cualquiera de los siguientes métodos:

1.- Método por variación del voltaje en el estator. Ya que el par electromagnético desarrollado por la máquina es proporcional al cuadrado del voltaje aplicado, obtenemos diferentes curvas par-velocidad para diferentes voltajes aplicados al motor. Para una resistencia de rotor r_2' , se tienen dos voltajes aplicados que son v_1 y v_2 , tal como lo muestra la figura 1; así, el motor puede girar a las velocidades N_2 ó N_4 . Si el voltaje aplicado puede ser variado continuamente entre v_1 y v_2 la velocidad del motor también puede ser variada continuamente entre N_2 y N_4 para la carga dada. Este método se aplica al motor tipo jaula de ardilla y también al motor de rotor devanado.

2.- Método por la variación de la resistencia del rotor. Este método se aplica solamente al motor de rotor devanado. El efecto causado por la inserción de resistencias externas al circuito del rotor en las curvas par-velocidad, es mostrado en la figura 1 para tres resistencias de rotor diferentes (r_2' , r_2'' , r_2'''). Para la carga dada son posibles tres velocidades de operación. Se entiende que si se tiene variación continua de la resistencia del rotor, la variación de la velocidad será transmitida continuamente.

3.- Control por switches con dispositivos de estado sólido. El motor de rotor devanado puede ser controlado insertando un inversor al circuito del rotor, o controlando el voltaje del estator por medio de dispositivos de conmutación de estado sólido, tales como el SCR. El tiempo de conducción del SCR puede ser ajustado por medio del ángulo de disparo.

4.- Control de la velocidad con máquinas auxiliares. Existen también métodos para el control de velocidad que utilizan máquinas auxiliares, tales métodos son: el control por concatenación, el sistema Leblanc, el sistema-Kramer, el sistema Scherbius, y otros.

En seguida se hará una descripción de dichos métodos.

Control por Concatenación.

El control por concatenación es un método elemental y primitivo -- del control del deslizamiento mediante el control de la tensión secundaria exterior. Este método consiste en que un motor de rotor devanado y uno de jaula de ardilla se acoplan mecánicamente en el mismo eje y a la misma carga, conectándose de forma tal que el motor de jaula de ardilla recibe la alimentación de su estator desde el rotor en circuito abierto del motor de rotor devanado.- Este montaje en cascada se muestra en la figura 2.

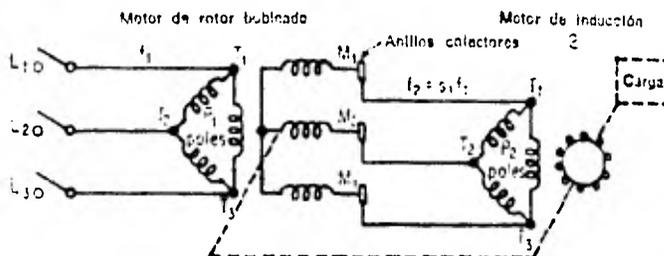


Figura 2. Motores de rotor bobinado y de jaula, en cascada.

Si el motor de rotor devanado posee p_1 polos y el de jaula de ardilla tiene p_2 polos, la velocidad síncrona (N) de los motores a la frecuencia f_1 será

$$N_1 = \frac{120 f_1}{p_1} \quad ; \quad N_2 = \frac{120 f_1}{p_2}$$

Si el deslizamiento de cada motor se designa por s_1 y s_2 , puesto -

que la velocidad de ambos es la misma, entonces la velocidad del eje común es:

$$N = \frac{120 f_1}{p_1} (1 - s_1) = \frac{120 f_1}{p_2} (1 - s_2) = \frac{120 f_1 s_1}{p_2} (1 - s_2)$$

dividiendo entre $120/f_1$, tenemos:

$$\frac{1 - s_1}{p_1} = \frac{s_1 - s_1 s_2}{p_2}$$

ya que el producto $s_1 s_2$ es despreciable (incluso a plena carga), se obtiene:

$$s_1 = \frac{p_2 (1 - s_1)}{p_1} = \frac{p_2}{p_1 + p_2}$$

pero:

$$N = \frac{120 f_1}{p_1} (1 - s_1) = \frac{120 f_1}{p_1} \left(1 - \frac{p_2}{p_1 + p_2}\right)$$

y en consecuencia, la velocidad síncrona del eje es:

$$N = \frac{120 f_1}{p_1 + p_2}$$

Luego, como los dos motores acoplados tienen pares de polos diferentes, se pueden obtener tres velocidades síncronas:

1.- Para el motor devanado conectado a la línea con su rotor corto circuitado:

$$N_1 = \frac{120 f_1}{p_1}$$

2.- Para el motor jaula de ardilla conectado a la línea:

$$N_2 = \frac{120 f_1}{p_2}$$

3.- Para los motores 1 y 2, conectados en serie:

$$N_3 = \frac{120 f_1}{p_1 + p_2}$$

La regulación de la velocidad de los motores, tanto si se consideran conectados individualmente como en serie, según la figura 2, es relativamente más ventajosa, y los dos motores son capaces de producir tres velocidades distintas e independientes. Puede obtenerse una gama muy amplia de control de la velocidad utilizando dos motores de inducción de rotor bobinado, tal como se muestra en la figura 3.

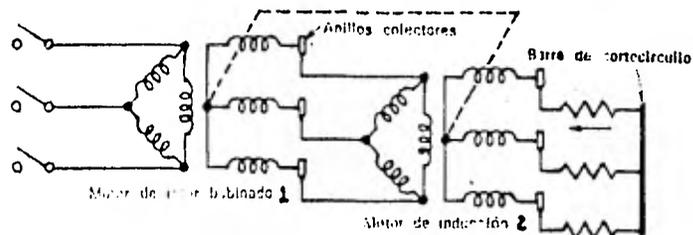


Figura 3. Dos motores de rotor bobinado, en cascada.

La combinación en serie de la figura 3 posibilita una gama suave de velocidades que van desde cero hasta las de sincronismo de las máquinas, -- con un número más pequeño de polos.

Si se invierte la secuencia de fase de la tensión exterior aplicada al motor 2 de la figura 3, de forma que la rotación y el par de dicho motor tienden a oponerse a los del motor 1, la conexión se denomina cascada diferencial, y la velocidad síncrona del eje es:

$$N = \frac{120 f_1}{p_1 - p_2}$$

La conexión en cascada diferencial proporciona una velocidad adicional por encima de la velocidad síncrona del motor con menos polos, pero el montaje es muy difícil, debido al pequeño par desarrollado.

La combinación de motores no puede ponerse en marcha en cascada diferencial, y exige que la carga adquiera velocidad mediante el empleo del mo--tor con pocos polos y luego conectarla a la conexión diferencial.

La concatenación, como método de control de velocidad, posee la --ventaja de variaciones de velocidad más amplias y suaves de los motores de in--ducción por encima y por debajo de las velocidades síncronas, en comparación --con el cambio de polos y el control de resistencia secundaria. La desventaja --es que se tiene bajo rendimiento, pobre regulación de velocidad y bajo par de--arranque y en vacío en cascada directa.

Sistema de Leblanc.

El sistema de Leblanc es análogo al de la concatenación de los mo--tores de rotor devanado en cascada dual, con la sustitución de un motor de ro--tor devanado por un convertidor de frecuencia de inducción, y del control de --la resistencia secundaria variable por un transformador trifásico regulable --(Variac). Las conexiones se indican en la figura 4. El convertidor de frecuen--cia de Leblanc, es un dínamo especial, análogo a un convertidor síncrono, con--un conmutador en un extremo y anillos colectores en el otro. El conmutador va--provisto de tres grupos de escobillas por cada par de polos, desplazados uno --del otro 120° eléctricos. El estator del convertidor es un cilindro de chapas--de acero pulido, sin ningún devanado, que aporta un camino de baja reluctancia--para el flujo producido por el devanado rotórico. Los anillos colectores del --convertidor se conectan a la línea trifásica por medio de un transformador re--gulable, y las escobillas se conectan a los anillos colectores del motor de in--ducción principal de rotor devanado que acciona la carga. La tensión polifási--ca reducida, de frecuencia de línea (f_1) aplicada (por medio del autotransfor--mador polifásico) al devanado rotórico del inducido del convertidor, produce --un campo magnético giratorio que da vueltas a la velocidad síncrona en el esp--acio alrededor del hierro del inducido.

Las secuencias de fase del motor rotor bobinado y de la tensión po--lifásica reducida aplicada al convertidor, están invertidas una con respecto a--la otra, por tanto el motor de rotor bobinado que está excitado llevará al in--ducido del convertidor de frecuencia en sentido opuesto al del campo magnético

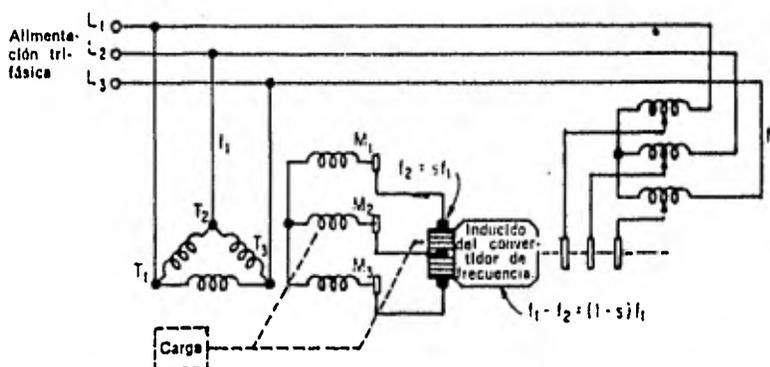


Figura 4. Sistema leblanc de control de la velocidad; control de deslizamiento de tensión exterior secundaria.

giratorio del convertidor.

Cuando el motor de rotor bobinado alcanza una velocidad síncrona (deslizamiento igual a cero), el rotor del convertidor de frecuencia se conduce a una velocidad síncrona en un sentido de rotación opuesto a su campo magnético giratorio. El efecto neto es el de producir un campo magnético estacionario en el espacio.

Análogamente, cuando el rotor alcanza un valor inferior a la velocidad síncrona (en el sentido opuesto, mediante el motor de rotor bobinado), se produce un campo magnético que gira (en el mismo sentido que el campo giratorio del inducido), a una velocidad que es la diferencia de la velocidad síncrona, N , y la velocidad del motor de rotor bobinado, $N(1 - s)$. De esta forma, a un deslizamiento "s", la frecuencia del motor de rotor bobinado f_2 , iguala a sf_1 , y la frecuencia del campo giratorio del convertidor de frecuencia a este deslizamiento "s", es la diferencia entre la frecuencia de la línea f_1 y la frecuencia del inducido $f_1(1 - s)$ ó $f_2 = f_1 - f_1(1 - s) = sf_1$.

El significado de la ecuación anterior es que la frecuencia del convertidor de frecuencia es siempre la misma que la frecuencia del motor rotor bobinado.

En el sistema de Leblanc, la velocidad del motor de rotor devana--

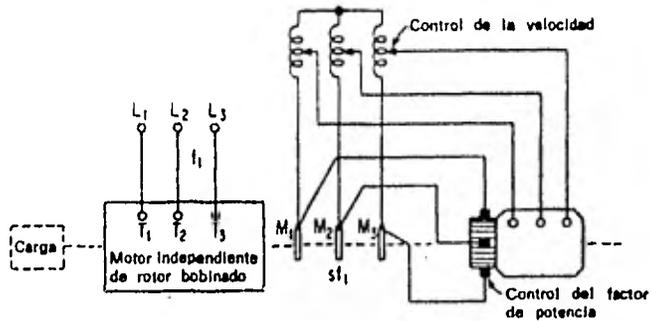
do, es proporcional a la tensión exterior secundaria (ajustada por medio del autotransformador variable que alimenta al convertidor de frecuencia por medio de anillos colectores), y a la posición de la escobilla que controla la fase de la tensión exterior secundaria con respecto a la tensión en el rotor bobinado mediante su flujo de excitación primaria. Cuando la posición de la fase de las escobillas es tal que la tensión (exterior) del convertidor es del mismo sentido que la tensión inducida secundaria del motor de rotor devanado, la velocidad resulta ser superior a la velocidad síncrona y se suministra la energía al motor inductivamente desde su propio primario y por conducción, desde el convertidor. Cuando la posición de fase de la escobilla es tal que la tensión exterior del convertidor se opone a la tensión secundaria inducida del motor de rotor bobinado, la velocidad resulta ser inferior a la velocidad síncrona y el primario del rotor devanado suministra energía al propio rotor y al convertidor. El último, reingresa la mayor parte de esta energía a la fuente de alimentación de corriente alterna por acción del transformador. El sistema de Leblanc es por tanto un método de control de tensión exterior mucho más eficaz para motores de elevados valores nominales de potencia.

Sistema de Control Kramer.

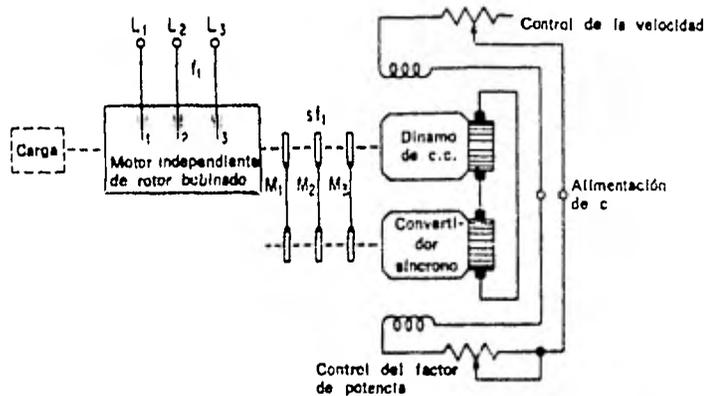
Un sistema más flexible de control de la velocidad basado en el sistema Leblanc, es el sistema Kramer. Este sistema se muestra en la figura 5 con sus dos variantes.

El sistema básico es el de la figura 5a. Las salidas de las escobillas del convertidor de frecuencia van a alimentar a los anillos colectores del motor bobinado.

Como en el sistema Leblanc, la frecuencia del rotor bobinado, f_2 , es también la frecuencia de la tensión en el conmutador. Decalando la posición de fase de las escobillas, se alterará el factor de potencia del motor de rotor bobinado, e incrementando la magnitud de la tensión aplicada al rotor del convertidor, se incrementará la velocidad. Se pueden conseguir velocidades superiores e inferiores a la síncrona. El convertidor de frecuencia actúa como motor al convertir la potencia que se suministra a través del transformador en potencia mecánica disponible en el eje. Este sistema básico no se emplea ya --



a) Conducción de potencia (HP) constante.



b) Conducción modificada empleando convertidor síncrono independiente.

Figura 5. Sistema de control Kramer.

que requiere un convertidor de frecuencia más grande y caro a grandes valores de deslizamiento; además, al igual que en el convertidor de Leblanc, el deslizamiento viene afectado por el control del factor de potencia y de la tensión; por último, un convertidor de excitación simple no es una máquina que produce par efectivo.

Otro sistema de Kramer es la conducción de potencia constante utilizando un convertidor síncrono independiente en lugar de un convertidor de frecuencia. Acoplada al eje del motor de rotor bobinado va un dinamo de c.c. (co-

riente continua), alimentado por un convertidor síncrono que recibe su excitación de corriente alterna desde los anillos colectores del rotor bobinado. Para una velocidad determinada del motor de rotor bobinado, la tensión de salida del conmutador del dínamo de c. c. , es función de la excitación.

El convertidor síncrono convierte la c.c. en sus escobillas en c.a. (corriente alterna) en sus anillos colectores; esta corriente alterna se aplica al rotor bobinado. La velocidad del convertidor síncrono se determina mediante la frecuencia del motor de rotor bobinado, $(f_2 - sf_1)$. La velocidad del motor principal se determina mediante la polaridad del campo de c.c. de la dínamo de excitación.

Incrementando la excitación de la dínamo, las tensiones de entrada de c.c. y de salida de c.a. del convertidor aumentan, ocasionando que aumente la oposición de la tensión respecto a la F.E.M. inducida del secundario en el devanado rotórico y una disminución en la corriente, flujo y par rotórico, y -- disminución de la velocidad. Si la excitación de la dínamo se incrementa lo suficiente, la velocidad disminuye hasta un punto en el que la tensión en el convertidor sobrepasa la tensión del dínamo y éste funciona como un motor de corriente continua. Cuando esto sucede (figura 5b.), su salida se utiliza para -- conducir al eje principal y se produce una conducción a potencia constante.

No obstante, si un generador de inducción se acopla al motor y al eje principal, según la figura 6, y si una parte o toda la energía se devuelve al sistema de potencia, de forma que el par sea función del motor principal de rotor bobinado, entonces se produce un sistema de conducción de par constante.

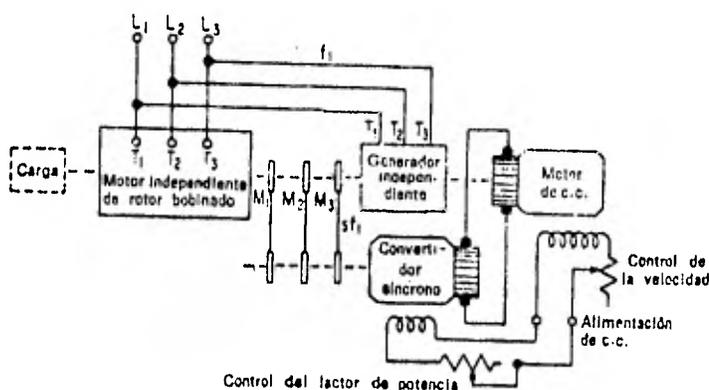


Figura 6. Conducción de par constante.

Se obtienen velocidades más elevadas disminuyendo la excitación de la dínamo de corriente continua. La excitación disminuida de la dínamo de corriente continua reduce la salida del convertidor y su oposición a la tensión inducida del rotor bobinado, produciendo velocidades más elevadas del motor de inducción. Cuando la excitación de la dínamo de c.c. se reduce a un valor nullo, el convertidor síncrono y el motor de rotor devanado van prácticamente a la velocidad síncrona. Un reóstato de campo para controlar la excitación del convertidor síncrono varía el factor de potencia, variando la fase de la tensión aplicada al rotor de la máquina de rotor bobinado, pero la velocidad se mantiene constante. El sistema Kramer permite el control independiente de la velocidad, así como el del factor de potencia del motor de inducción, para velocidades bien por debajo o por encima de la velocidad síncrona.

Sistema Scherbius.

Este sistema se desarrolla a partir del de Leblanc y es análogo al sistema Kramer. Este sistema se muestra en la figura 7.

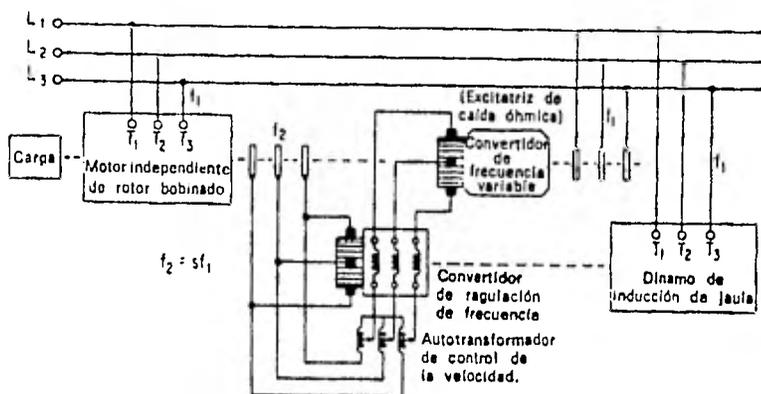


Figura 7. Sistema de control de la velocidad de Scherbius. Control de deslizamiento de tensión exterior secundaria.

El sistema Scherbius emplea un convertidor de frecuencia variable-acoplado al motor de rotor devanado. La salida del convertidor de frecuencia,-

el cual a su vez se acopla a un dínamo de inducción de jaula, cuyo estator se conecta a la fuente de alimentación polifásica. Las escobillas del convertidor de regulación de frecuencia (sf_1) se conectan a los anillos colectores de la máquina de rotor bobinado ($f_2 = sf_1$) y también a la excitación por medio de las tomas del autotransformador.

El sistema Scherbius no puede sobrepasar la velocidad síncrona por que la tensión del anillo colector sería cero a deslizamiento nulo. Para poder lograr velocidades ligeramente inferiores o superiores a la síncrona se emplea una excitatriz de caída óhmica. Esta es esencialmente un convertidor síncrono en el que las tensiones del anillo colector, y del conmutador, tienen una relación definida sin interesar la velocidad.

El convertidor de regulación de frecuencia funciona a una velocidad aproximadamente constante y su tensión entre escobillas es prácticamente función de su excitación. El sistema Scherbius en comparación con el Kramer, tiene la ventaja de no requerir ninguna potencia de c.c., sin embargo no tiene ajuste de factor de potencia y requiere máquinas especiales que no son comercialmente accesibles y son más caras.

Existe otro método de control de velocidad con máquinas auxiliares, denominado "Motor de decalado de Schrage (BTA)", el cual combina los tres elementos esenciales del sistema de Leblanc (motor bobinado, convertidor de frecuencia y transformador variable trifásico); fué ideado por Karl H. Schrage. Las secciones longitudinales y transversales del motor, se muestran en la figura 8.

El devanado de excitación primario del motor se coloca sobre el rotor y se excita por medio de los anillos colectores. El secundario del rotor bobinado está sobre el estator, con las escobillas colocadas sobre el conmutador a 120° eléctricos que excitan independientemente al devanado estatórico.

El devanado auxiliar se conecta al conmutador y hace las veces de convertidor. Cuando las escobillas de cada devanado de fase (S_1, S_2, S_3) del secundario del estator están en contacto con la misma delga del colector cortocircuitando al devanado de fase, el motor funciona como motor de inducción de rotor bobinado cortocircuitado. Suponiendo que las escobillas se separen de forma tal que una tensión exterior se introduzca de forma conductiva en el ro-

tor, la corriente, el flujo y el par rotórico disminuyen y también la velocidad. Esto sucede cuando la tensión exterior se suma a la fem.; la corriente, el flujo y el par del motor son superiores a los de la velocidad síncrona.

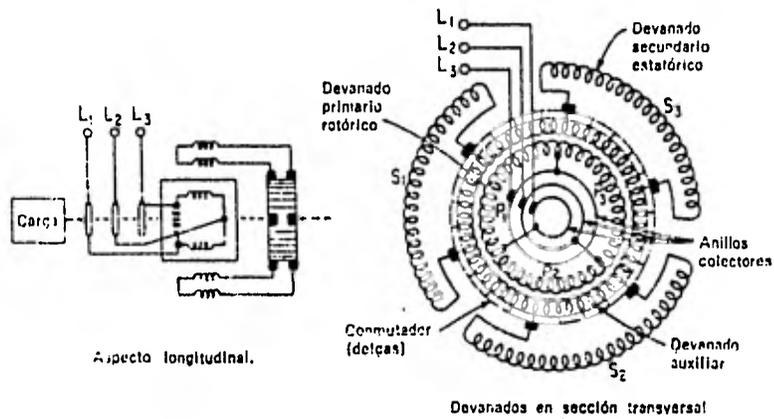


Figura 8. Motor de decalado de escobillas de Schrage (BTA).

Debido a que la máquina no funciona satisfactoriamente a velocidades síncronas no puede emplearse fácilmente para grandes potencias. A su vez, presenta la ventaja de un relativo buen arranque y máximo par, control de velocidad muy suave por encima y por debajo de la velocidad síncrona, rendimiento muy elevado, excelente regulación de velocidad y combina los tres dispositivos del sistema de Leblanc en una sola máquina sólo para potencias inferiores a 50 caballos de vapor.

CAPITULO III. CARACTERISTICAS GENERALES DE LOS TIRISTORES Y TECNICAS DE CONMUTACION.

El tiristor pertenece a la familia de dispositivos semiconductores de switcheo, los cuales están caracterizados por presentar dos estados, el de no conducción de corriente o de bloqueo, y el de conducción de corriente. El Silicon Controlled Rectifier (SCR), es el miembro más importante y el más usado de la familia del tiristor. Debido a ello, es que se usarán los términos -- SCR y tiristor como sinónimos, cosa que ya se había hecho en los capítulos anteriores.

El SCR es un switch de estado sólido y su comportamiento eléctrico externo es similar al viejo dispositivo llamado Tiratrón, y al rectificador de mercurio. Sin embargo, el SCR tiene muchas ventajas prácticas. Las más significativas son: su pequeño tamaño y peso, en relación a su capacidad de manejo de potencia; su extremada seguridad, libre de mantenimiento, con un tiempo de vida prácticamente ilimitado; y su robustez física, lo cual lo hace virtualmente inmune a los efectos de vibraciones mecánicas y choques.

El SCR está disponible en una variedad de rangos de voltaje y de corriente; hasta este momento existen SCR's capaces de soportar voltajes (en ambas direcciones, inversa y directa) desde 50 volts (o menos), hasta 1800 --- volts, y los rangos de corriente van desde 5 amperes (o menos), hasta alrededor de 2000 amperes r.m.s. Así, el SCR encuentra naturalmente uso en un campo de aplicaciones muy amplio, desde aquellos que requieren unos pocos cientos de watts, hasta aquellos que requieren varios miles de kilowatts. Al paso de los años, como las técnicas de manufactura han sido perfeccionadas, el costo de -- los SCR's ha decrecido invariablemente. Además, como resultado del actual desarrollo tecnológico en la construcción de estos dispositivos, se han fabricado SCR's con una capacidad de manejo de potencia cada vez más elevada, de manera que su aplicación ha sido ampliamente aprovechada para el desarrollo de equipos de conversión de energía eléctrica, tales como inversores, convertidores y cicloconvertidores, en los cuales el tiristor forma parte vital. Como el SCR es parte importante en inversores y cicloconvertidores, es lógico que merezca alguna atención.

Mucho se ha escrito del SCR o tiristor; la teoría básica de operación del dispositivo, los métodos de fabricación y manufactura, las características eléctricas externas, las relaciones de éstas con sus propiedades físicas internas, los efectos de la temperatura cuando se encuentra en operación, etc. No es la intención de este trabajo repetir toda esta información debido a que se perdería el objetivo principal del mismo. Se dará una breve descripción de las características externas del SCR directamente relacionadas con su operación como elemento de un circuito.

Características Estáticas Anodo-Cátodo.

El SCR es un dispositivo compuesto de cuatro capas p-n-p-n. Tiene tres terminales externas llamadas ánodo, cátodo y compuerta. El ánodo y el cátodo son las conexiones que llevan la corriente principal, y la compuerta acarrea solamente una corriente de bajo nivel para efectos de control y ésta circula desde la compuerta hacia el cátodo. El símbolo gráfico del SCR se muestra en la figura 9, y las características estáticas ánodo-cátodo de voltaje y corriente se ilustran en la figura 10.

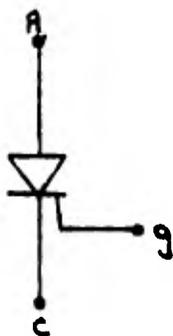


Figura 9. Símbolo del tiristor.

En la dirección inversa de cátodo a ánodo, el SCR exhibe una característica similar a la de bloqueo de un diodo de silicio. De esta forma, con un voltaje aplicado de valor menor al de ruptura en inversa, solamente fluirá una pequeña corriente de fuga en inversa. En el nivel crítico de voltaje de ruptura en inversa, la corriente se incrementa violentamente; esto resulta en una rápida y creciente disipación de potencia en el dispositivo y, como conse-

cuencia de esto, existe la posibilidad de una completa destrucción. En aplicaciones prácticas, el voltaje de ruptura en inversa está previsto a ser más grande que el del voltaje pico inverso aplicado al SCR, por un apropiado margen de seguridad. Así, en lo que concierne a la operación en circuitos prácticos, el SCR siempre aparece con una alta impedancia en la dirección inversa y bloquea cualquier corriente que trate de circular cuando se le aplica un voltaje en inversa.

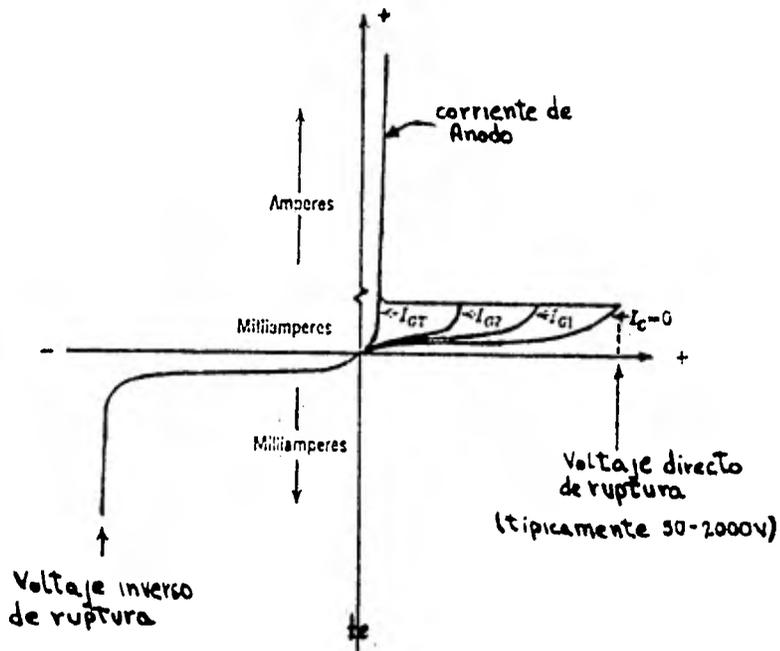


Figura 10. Características estáticas ánodo-cátodo del SCR.

En la dirección directa ánodo-cátodo, la relación voltaje-corriente, depende de la cantidad de corriente en la compuerta.

Con una corriente de compuerta cero ($I_G = 0$), la aplicación de un voltaje en directa, resulta en un flujo de corriente de ánodo-cátodo relativamente pequeño. En este punto, el SCR entra en una condición de baja impedancia; esto es, el voltaje de ánodo cae desde, típicamente, varios cientos de volts a 1.5 volts; en esta condición de baja impedancia, la amplitud de co-

corriente de ánodo en directa está determinada esencialmente por las condiciones existentes en el circuito externo. Así, para la mayoría de los propósitos prácticos, se considera que cuando el tiristor acarrea corriente de ánodo en directa puede ser considerado como un switch perfecto.

Al incrementar la corriente de compuerta ($I_{G1} < I_{G2}$), tenemos como resultado la reducción de voltaje crítico de ruptura en directa del SCR (así como un ligero incremento en la corriente de fuga), hasta que finalmente, con una cantidad suficiente de corriente de compuerta (I_{GT} , o mayor), el voltaje de ruptura del ánodo en directa se reduce aproximadamente a cero.

En aplicaciones prácticas, la pendiente formada por la relación -- voltaje de ruptura/corriente de compuerta, es raramente usada. Casi invariablemente, la operación del circuito es tal que el voltaje aplicado al ánodo en directa es menor que V_{BO} , por un apropiado margen de seguridad. Para bloquear un voltaje en directa, la corriente de compuerta debe mantenerse en cero.

En el instante deseado de iniciación de conducción, el SCR es disparado dentro de la condición de baja impedancia en directa, por medio de un pulso de corriente que dispara a la compuerta. La amplitud de este pulso de corriente es, al menos, igual (o normalmente mayor) a la mínima corriente de compuerta requerida para disparo (I_{GT}).

Típicamente, para un SCR en el rango de 500 amperes r.m.s., la I_{GT} podría ser de 200 miliamperes, con un correspondiente voltaje aplicado a la -- compuerta de 4 volts (por tanto es claro que el SCR exhibe una ganancia de potencia extremadamente alta).

Una vez que el SCR ha sido disparado y entrado al estado de conducción, la compuerta pierde control sobre la corriente de ánodo. En este estado, los cambios en la corriente de compuerta no afectan a la corriente de ánodo.

A fin de llevar al SCR a su estado de condición original de bloqueo, es necesario por fuerza la operación del circuito externo de ánodo para reducir la corriente de éste a un nivel bajo, llamado corriente de mantenimiento. Para propósitos prácticos, la corriente de mantenimiento se supone cero.

Características Dinámicas de Conmutación.

Las características estáticas no nos proporcionan información acer

ca de la velocidad a la cual el SCR es capaz de ser conmutado, desde el estado de bloqueo de voltaje en directa al estado de conducción y viceversa. En realidad, la transición de un estado a otro no toma lugar instantáneamente, pero ocupa un periodo de tiempo finito. A fin de asegurar una apropiada operación del circuito del SCR, es necesario tener en cuenta las imperfecciones de las características dinámicas de conmutación. Por tanto, es pertinente hacer un breve repaso de las características dinámicas del SCR.

Encendido.

Cuando la corriente de disparo es entregada a la compuerta del SCR, éste no conmuta inmediatamente de la región de bloqueo a la de completa conducción. En lugar de esto, por un corto periodo de tiempo, el SCR continúa bloqueando el voltaje aplicado al ánodo. Permanece en forma similar como si el pulso de disparo no hubiera sido entregado. A partir de este punto, la impedancia de directa comienza a decrecer, pero esto no ocurre hasta que pase un cierto periodo de tiempo, al fin del cual el SCR conduce totalmente.

Como se muestra en la figura 11, el tiempo total de encendido del SCR (T_{ON}), se divide en dos periodos distintos, llamados: tiempo de retraso, t_d (delay time), y tiempo de levantamiento, t_r (rise time). Estos periodos de tiempo están definidos en términos de las formas de onda de voltaje y de corriente de ánodo obtenidas en un circuito en el cual la carga aplicada al SCR consiste de una resistencia pura. El tiempo de retraso (t_d), va desde el punto en el cual la corriente de compuerta alcanza el 90% de su valor final, hasta el punto en el cual la corriente de ánodo alcanza el 10% de su valor final. El tiempo de levantamiento, es el tiempo tomado por la corriente de ánodo para elevarse desde el 10 hasta el 90% de su valor final.

Ambos tiempos, el de retraso y levantamiento, están relacionados con la amplitud de la corriente de encendido de la compuerta. Si se requiere mantener estos tiempos en un valor mínimo, entonces es necesario entregar un pulso de disparo de compuerta con un tiempo de levantamiento (idealmente del orden de 0.1 microsegundos, aunque sin excederse del microsegundo) a la mínima corriente de compuerta requerida para disparar el dispositivo. El ancho de los pulsos de encendido deberá ser al menos de 10 a 20 microsegundos. Los tiempos-

de retraso y levantamiento obtenidos con cada pulso de encendido pueden típicamente estar en el orden de 0.5 y 3.5 microsegundos, respectivamente. Con un levantamiento lento, una amplitud relativamente baja y unos pulsos suaves de disparo, ambos tiempos (el de levantamiento y el de retraso, t_r y t_d respectivamente), pueden ser incrementados varias veces.

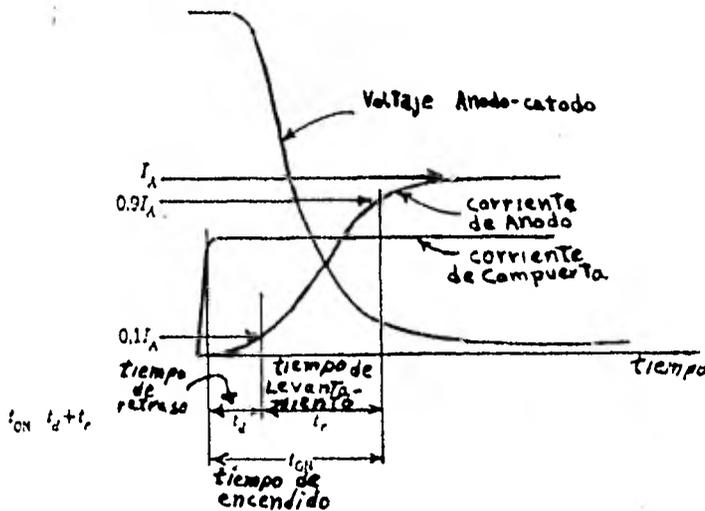


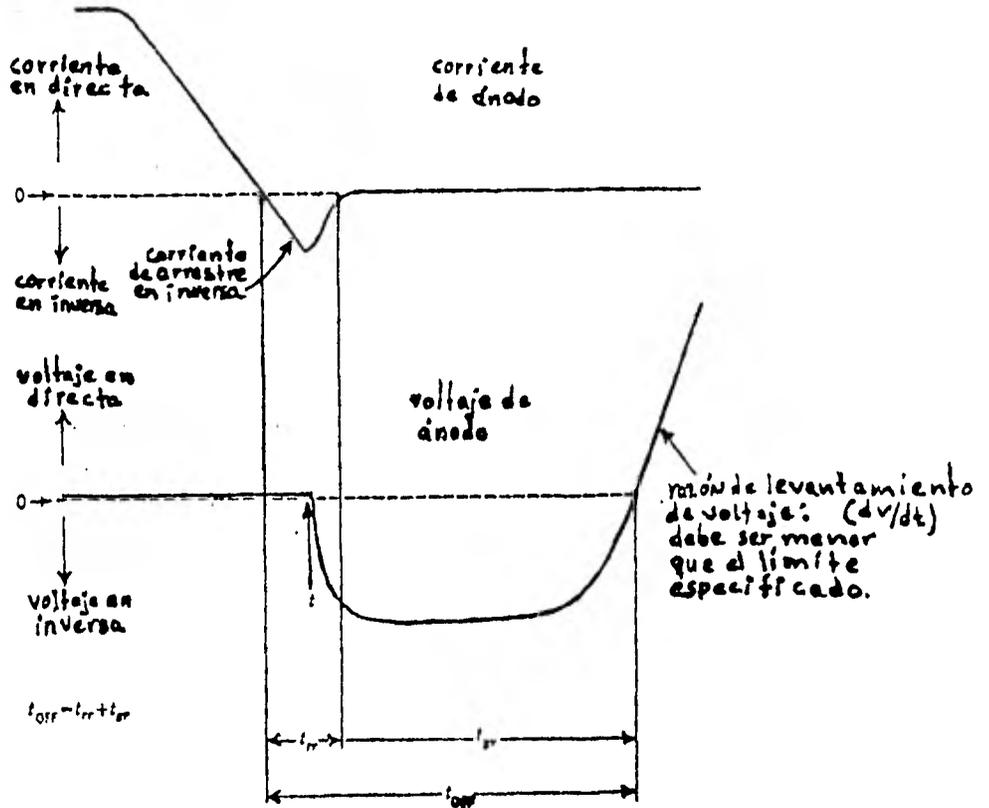
Figura 11. Formas de onda de encendido del SCR.

Desde un punto de vista práctico, el tiempo de retardo (t_d), aún con encendido suave, es generalmente de pequeñas consecuencias en circuitos -- con SCR's operando a frecuencias del orden de los 400 Hz. El tiempo de levantamiento, sin embargo, puede ser significativo, pues durante este tiempo el SCR soporta simultáneamente un voltaje de directa apreciable y lleva la corriente de ánodo en directa. La disipación instantánea de potencia por lo tanto, puede ser muy alta. Esto puede inducir a un efecto local interno llamado "puntos calientes", y eventualmente quemar al SCR. Por esta razón, es necesario asegurar que la proporción de la corriente de levantamiento de ánodo no exceda los límites especificados. Frecuentemente, esto es logrado por la inserción de un inductor especial en el circuito de ánodo del SCR.

Apagado.

El SCR no puede bloquear el voltaje directo de ánodo inmediatamente después de que la corriente de ánodo ha sido reducida a cero. Así, es necesario aplicar un voltaje de ánodo en inversa por un periodo de tiempo finito, - antes de que el voltaje de ánodo en directa pueda ser reaplicado. La reaplicación prematura de el voltaje en directa, resulta en la reanudación de la conducción en directa.

El tiempo de apagado (T_{OFF}) del SCR está definido por la forma de onda mostrada en la figura 12. El tiempo total de apagado está subdividido en dos regiones, llamadas, " tiempo de recuperación inversa (t_{rr})" y "tiempo de - recuperación de compuerta (t_{gr})".



- t_{rr} .- tiempo de recuperación
- t_{gr} .- tiempo de recuperación de la compuerta
- t_{OFF} .- tiempo de apagado

Figura 12. Formas de onda definiendo el tiempo de apagado del SCR.

Durante la recuperación de inversa, la corriente de ánodo fluye en la dirección inversa, mientras que el SCR permanece en la condición de baja impedancia, y continúa hasta desarrollar un pequeño voltaje positivo. En el tiempo "t", el SCR comienza a exhibir una impedancia de bloqueo inversa. El voltaje de ánodo inverso es desarrollado a través de esto, y la "recuperación inversa" o "corriente de arrastre" decrece hasta cero.

Para un SCR dado, el tiempo de recuperación en inversa es función de la corriente en directa y de la razón de caída de la corriente en directa. Su duración puede ser típicamente de 1 ó 2 microsegundos, para corrientes relativamente bajas en el SCR, (menores de 100 A.), hasta posiblemente 6 ó 7 microsegundos para dispositivos de altas corrientes.

El efecto de recuperación inversa tiene un significado práctico, - debido a la relativa interrupción repentina de la corriente de ánodo en inversa, que tiende a crear una alta amplitud del voltaje inducido transitoriamente asociada con la inductancia del circuito de ánodo. Así que es necesario proveer un circuito R-C para observar la energía atrapada en la inductancia del circuito de ánodo para el instante del voltaje de bloqueo de inversa del SCR.

Durante el tiempo de recuperación de compuerta, el voltaje de inversa debe ser mantenido a través del SCR. No obstante, la amplitud de este voltaje de inversa no es demasiado crítico, sino hasta el final del tiempo de recuperación de la compuerta, en el cual el SCR es capaz de bloquear; en este periodo aparece una variación del voltaje en el tiempo (dv/dt), que debe ser mantenida en un límite específico, a fin de evitar disparos erráticos del SCR. Típicamente, este valor crítico de dv/dt es de 100 volts/microsegundo.

Para un SCR dado, el tiempo de recuperación de la compuerta depende de varios factores independientes. Los más importantes de éstos son la temperatura de juntura del dispositivo, y la razón de reaplicación de voltaje en directa.

Típicamente, los tiempo de recuperación de compuerta de los SCR's presentan rangos de 10 microsegundos para corrientes relativamente bajas, teniendo SCR's de "switchero rápido", y de hasta 200 microsegundos para corrientes altas, teniendo para este caso SCR's de "switchero lento".

En aplicaciones prácticas es necesario asegurarse que el tiempo de apagado para el SCR en el circuito, sea mayor que el tiempo de apagado crítico

del dispositivo, para un apropiado margen de seguridad. De este modo: para corrientes altas, SCR's de un lento switcheo; esto puede ser necesario para circuitos que permitan un apagado de 300 microsegundos.

Para 60 Hz, este tiempo corresponde a casi 6.5 grados de la onda de voltaje, y es por tanto relativamente pequeño en comparación con el tiempo del ciclo total. Para frecuencias más grandes, sin embargo, se requiere un circuito cuyo tiempo de apagado pueda convertirse en una parte apreciable del tiempo total del ciclo; aquí, la selección y uso de los SCR's especiales de "rápido switcheo" puede volverse una importante consideración.

Especificaciones Para el Disparo de la Compuerta.

Las características D.C. de disparo de un SCR se presentan de una forma similar a las de la figura 13.

La gráfica muestra el voltaje compuerta-cátodo como una función de la corriente positiva de compuerta (fluyendo de compuerta a cátodo) entre las líneas límites A y B. Estos datos se aplican a una condición de corriente de ánodo igual a cero.

La función básica del circuito de disparo es la de suministrar simultáneamente a la compuerta la corriente I_{GT} y su voltaje asociado V_{GT} de disparo.

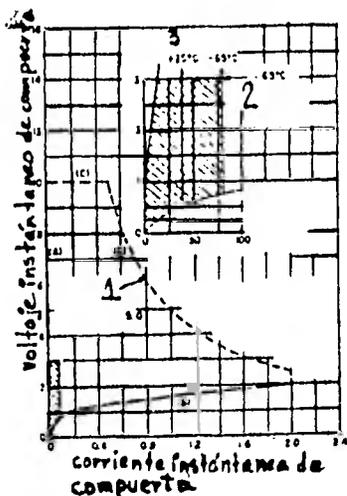


Figura 13. Características de disparo de la compuerta.

- 1.- Máxima disipación de potencia.
- 2.- Voltaje mínimo de compuerta.
- 3.- Corriente mínima de compuerta.

El área sombreada en la figura 13 contiene todos los posibles puntos de disparo (I_{GT} y V_{GT}) para los SCR's que caen dentro de estas especificaciones. El circuito de disparo debe por tanto suministrar una señal (I_{GT} y V_{GT}) fuera del área sombreada a fin de disparar apropiadamente todos los SCR's de esa especificación.

Esta área de operación es indicada como el área preferente de compuerta. Está limitada por el área sombreada en la figura 13, la cual representa el lugar geométrico de todos los puntos especificados de disparo (I_{GT} y V_{GT}), las líneas límites son la A y B; la línea C representa el voltaje permisible de la compuerta en directa V_{GF} ; y la línea D que representa la potencia de disipación P_{GM} .

La ampliación en la parte superior derecha de la figura 13 muestra en detalle el lugar geométrico de todos los puntos específicos de disparo y la dependencia de temperatura de la mínima corriente de compuerta para disparar $I_{GTmín}$. También se muestra el valor de voltaje de compuerta por debajo del cual no disparará el SCR.

Técnicas de Conmutación del SCR.

En esta sección examinaremos los requerimientos básicos para lograr una buena conmutación en el SCR, y los cuales servirán para entender después el funcionamiento de sistemas prácticos del control de velocidad de motores, que tendrán como elemento importante en su operación al tiristor.

Anteriormente se expuso que el SCR es encendido inyectando energía al dispositivo a través de la terminal de compuerta, lo que causa un rápido rompimiento del voltaje de juntura, vigorizándose así la corriente de ánodo. Después de alcanzar un valor mínimo de corriente de ánodo, el dispositivo pasa al estado de conducción y se pierde el control de la corriente de ánodo. Una vez que el dispositivo ha entrado en estado de conducción, la corriente de ánodo está determinada solamente por las condiciones del circuito externo entre ánodo y cátodo, hasta que el dispositivo sea otra vez llevado al estado de bloqueo. El proceso de conmutación se refiere a la acción de llevar al SCR de un estado de conducción en directa a un estado de bloqueo en directa, o sea el de apagar el SCR. El apagar o el conmutar al SCR resulta de dos posibles condicio

nes en el circuito completo ánodo-cátodo, y que son las siguientes:

1.- Cero o muy baja corriente de ánodo causada al abrir un interruptor o algún otro mecanismo similar en el circuito externo, o por medio de un gran incremento en la resistencia externa del circuito. Esta condición es denominada conmutación natural, y requiere de un periodo de tiempo mucho más grande que el tiempo de apagado mínimo dado en las especificaciones del dispositivo.

2.- La polarización del voltaje inverso a través del ánodo-cátodo, es decir, que el potencial del ánodo esté a un potencial más bajo que el del cátodo. Esta condición es denominada conmutación forzada y se requiere en casi todas las aplicaciones del SCR.

La conmutación forzada se logra en sistemas energizados con fuentes de corriente directa, por medio de un arreglo con elementos que almacenan energía (capacitores e inductancias), y por dispositivos interruptores adicionales (usualmente SCR's). En sistemas energizados con fuentes de corriente alterna, la conmutación forzada se obtiene por medio del potencial cíclico inverso de la fuente de energía. El mecanismo de conmutación forzada será explicado con la ayuda de las figuras 14, 15 y 16. La figura 14 muestra las relaciones de voltaje y de corriente que deben existir en un SCR durante la conmutación para que ésta sea exitosa, esto es, para que el SCR se apague. La gráfica muestra el comportamiento de la corriente y del voltaje en el SCR S_1 que se encuentra en los circuitos de las figuras 15 y 16. En dichas figuras se muestran las corrientes ánodo-cátodo i_1 y el voltaje ánodo-cátodo v_1 del SCR S_1 .

El SCR está en un estado de conducción o condición de encendido en el lado más izquierdo de la figura 14 y la conmutación se inicia en el tiempo t_1 , cuando se introduce un voltaje negativo al circuito externo ánodo-cátodo. La caída de voltaje ánodo-cátodo permanece a un nivel bajo de conducción (1.5- a 2 volts) hasta que la corriente de ánodo decrece hasta cero en el tiempo t_2 , tiempo para el cual el voltaje comienza a volverse negativo. El ánodo debe ser mantenido a un potencial negativo (polarizado inversamente) por un periodo de tiempo prescrito hasta el tiempo t_6 . El periodo de tiempo de t_1 a t_6 es cono-

cido como el tiempo de apagado del circuito, T_a , y este intervalo de tiempo debe ser algo mayor que el tiempo de apagado del dispositivo, t_{OFF} , con el propósito de asegurar el apagado del dispositivo. Después, la corriente de ánodo se vuelve cero y hay un intervalo de recuperación inversa desde t_2 a t_4 (usualmente 3 microsegundos o menos), durante el cual hay una conducción en inversa.

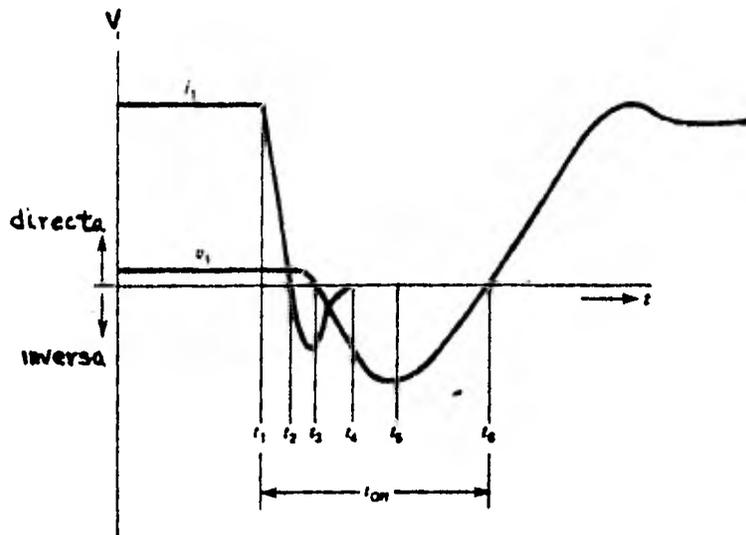


Figura 14. Corriente y voltaje del SCR S_1 durante la conmutación.

En la etapa de conmutación las características más importantes, -- las cuales deben ser cuidadosamente controladas a fin de lograr una buena conmutación y para evitar la falla del dispositivo, son:

1.- De t_1 a t_4 la razón de cambio de la corriente de ánodo, conocida como $(-di/dt)$, puede ser muy alta (no hay límite interno para la di/dt en este intervalo). Aún con una pequeña inductancia dentro del SCR o en serie con el ánodo, puede resultar inesperadamente un alto voltaje inducido entre las -- terminales de ánodo y cátodo. Para proteger al dispositivo durante este intervalo, el voltaje inducido puede ser limitado colocando un circuito en serie, -- capacitor-diodo, a través del ánodo-cátodo, y que recibe el nombre de red de --

choque.

2.- Siguiendo el tiempo de apagado forzado (después de t_6 en la figura 14), hay un límite mayor para el cual el voltaje de directa puede ser re-aplicado al SCR. Esto es conocido como "dv/dt reaplicada" nominal de un SCR. - Este es del orden de 20 a 50 volts/microsegundos para la mayoría de los SCR's.

Los circuitos de conmutación forzada para el control de motores energizados con fuentes de corriente directa, están divididos de acuerdo a una clasificación general en: series y paralelos.

Esta clasificación se basa de acuerdo a la posición que ocupa el capacitor de conmutación en el circuito, esto es, ya sea si éste está eléctricamente en serie o en paralelo con el SCR que se desea conmutar.

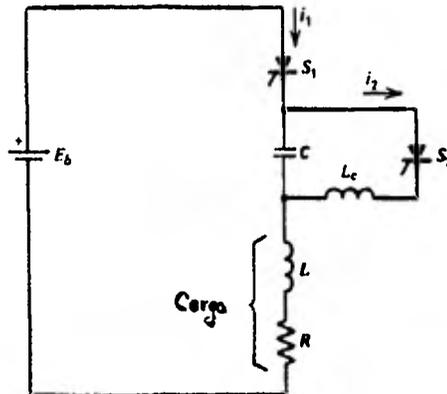


Figura 15. Circuito serie de conmutación forzada.

Conmutación Serie.

Un circuito básico de conmutación serie se muestra en la figura -- 15. En este circuito, S_1 es el SCR principal, el cual está siendo conmutado y suministra energía a la carga, la que consiste de una componente resistiva R y una componente inductiva L . El capacitor de conmutación es C ; S_2 es el SCR auxiliar; y L_c es el inductor en inversa. El funcionamiento del circuito es como sigue:

La corriente de carga se inicia encendiendo el SCR principal S_1 --

por medio del circuito de compuerta, la corriente fluye de la fuente a través del capacitor de conmutación. Este intervalo puede ser descrito por las ecuaciones diferenciales del circuito serie RLC:

$$E_b = Ri_1 + Ldi/dt + (1/C) \int i_1 dt \dots\dots\dots 3.1$$

La solución para i_1 , para el caso en que $(L/C) > (R^2/4)$, que es el caso subamortiguado, es:

$$i_1 = (E/Z_o - \frac{\alpha}{\beta} I_{10}) e^{-\alpha t} \text{sen } \beta t + I_{10} e^{-\alpha t} \text{cos } \beta t \dots\dots\dots 3.2$$

en donde:

$$E = E_b - V_{co}$$

$$V_{co} = \text{voltaje del capacitor cuando } t=0$$

V_{co} es positivo cuando la placa superior de C (figura 15) es positiva con respecto a la placa inferior.

$$Z_o = \sqrt{4C - (R/2)^2}, \text{ que es la impedancia característica en ohms}$$

$$I_o = \text{corriente cuando } t=0,$$

$$\alpha = R/2L, \text{ constante de atenuación, } S^{-1},$$

$$\beta = \sqrt{1/LC - (R/2L)^2} = Z_o/L, \text{ constante de fase en rad/seg.}$$

La solución del voltaje a través del capacitor es:

$$V_c = E_b - I_{10} R_o e^{-\alpha t} (\text{sen}(\beta t + \epsilon + \theta) / \text{sen } \theta) \dots\dots\dots 3.3$$

donde

$$R_o = \sqrt{L/C}$$

$$Z_1 = E/I_{10} = \text{impedancia de carga}$$

$$\text{sen } \theta = Z_o / \sqrt{Z_f^2 - RZ_f + (L/C)} ; \theta = \tan^{-1} (Z_o / (Z_f - R/2))$$

$$\text{sen } \epsilon = Z_o / \sqrt{L/C} ; \epsilon = \tan^{-1} (\beta / \alpha) = \tan^{-1} (2Z_o / R)$$

La solución para el voltaje de carga (a través de L y R) es:

$$v_{LR} = I_o R_o e^{-\alpha t} (\text{sen}(\beta t + \epsilon + \theta) / \text{sen} \theta) \dots\dots\dots 3.4$$

En muchos casos de la conmutación serie, la corriente en el SCR en el tiempo de conducción, es cero. Sustituyendo a $I_{10} = 0$ en (3.2) a (3.4) resulta:

$$i_1 = (E/Z_o) e^{-\alpha t} \text{sen} \beta t, (I_{10} = 0) \dots\dots\dots 3.5$$

$$v_c = E_b - (E/\text{sen} \epsilon) e^{-\alpha t} \text{sen}(\beta t + \epsilon), (I_{10} = 0) \dots\dots\dots 3.6$$

$$V_{LR} = (E/\text{sen} \epsilon) e^{-\alpha t} \text{sen}(\beta t + \epsilon), (I_{10} = 0) \dots\dots\dots 3.7$$

En la ecuación de arriba, L deberá ser interpretada como la inductancia en serie total del circuito, incluyendo la inductancia de la fuente o batería y las inductancias asociadas al SCR, en la dirección ánodo-cátodo, y la inductancia de la carga. Igualmente, R será interpretada como la resistencia total en serie en el circuito.

Si el SCR S_1 fuera un interruptor bilateral, las ecuaciones anteriores describirían la respuesta transitoria típica, o "resonante" de un circuito RLC energizado con una fuente de D.C., la cual tiene una forma de onda senoidal. Sin embargo, ya que la corriente inversa no puede fluir a través del SCR, el flujo de corriente termina después de acabar el primer semiperiodo de la respuesta senoidal. Esta corriente posteriormente será referida como un pulso senoidal. Esta es la respuesta característica de un circuito RLC excitado con una fuente de D.C. a través de un dispositivo unilateral como es el caso de un diodo, un SCR, o un transistor. El ancho del pulso senoidal está dado por las siguientes ecuaciones:

$$T_o = (1/\beta) (\pi - \theta) \dots\dots\dots 3.8$$

$$T_o = \pi/\beta, (I_{10} = 0) \dots\dots\dots 3.9$$

El tiempo T_m después de iniciar el encendido del SCR (en $t=0$), cuando el pulso senoidal de la corriente alcanza su máximo valor es :

$$T_m = (1/\beta) (\epsilon - \theta) \dots\dots\dots 3.10$$

$$T_m = \epsilon/\beta, (I_{10} = 0) \dots\dots\dots 3.11$$

Durante este pulso senoidal, la inductancia L, es cargada primero a su máximo valor de energía, y esto ocurre aproximadamente cuando $t = T_m$ o -- (si $I_0=0$) a la mitad del periodo T_0 del pulso senoidal. Esta energía posteriormente retorna al capacitor C. Al final del pulso senoidal, cuando la corriente $i=0$, la inductancia está totalmente descargada y la capacitancia se ha cargado a un voltaje dado por:

$$v_c(T_0) = E_b + e^{-\alpha T_0} I_{10} R_0 (\text{sen } \epsilon / \text{sen } \theta) \dots\dots\dots 3.12$$

$$= E_b (1 + e^{-\alpha T_0}) + V_{c0} e^{-\alpha T_0}, (I_{10}=0) \dots\dots\dots 3.13$$

Asumiendo que la capacitancia está inicialmente descargada ($V_{c0} = 0$) y la corriente inicial es cero, entonces la ecuación 3.13 queda:

$$v_c(T_0) = E_b (1 + e^{-\alpha T_0}) = E_b (1 + e^{-R/Z_0}) \dots\dots\dots 3.14$$

Para el circuito subamortiguado, el exponente R/Z_0 es mucho menor que 1.0 y el voltaje de la capacitancia al final del pulso de corriente es algo menor que el doble de voltaje de la fuente E_b . Si la constante de atenuación fuera cero, implicaría un circuito sin pérdidas ($R=0$), el voltaje del capacitor al final del pulso deberá ser exactamente dos veces el voltaje de la fuente. Al final del pulso senoidal de corriente, despreciando el pequeño intervalo de recuperación inversa, la corriente y voltaje a través de la inductancia son cero. El voltaje neto que aparece entre las terminales ánodo-cátodo, es la diferencia entre el voltaje del capacitor y el voltaje de la fuente que polariza inversamente al SCR. Si esta condición es mantenida, para un intervalo de tiempo más grande que el tiempo de apagado del SCR, t_{off} , el SCR es conmutado y regresa al estado de bloqueo en directa. Este es el mecanismo de conmutación en serie, y es probablemente el mecanismo más simple y seguro para la conmutación del SCR. Sin embargo, este circuito por si solo, no es capaz de manejar potencias altas, ya que las consecuencias vendrían en el manejo de la polarización inversa.

El siguiente paso en el circuito que se está considerando, consiste en invertir el voltaje de la capacitancia a través del circuito, desde S_2 a L_c . Este paso se inicia cuando el SCR S_2 conduce. Las relaciones de voltaje y corriente resultantes, que anulan el voltaje en el capacitor, pueden ser obtenidas usando las ecuaciones 3.2 a la 3.4, con E_b e I_{l0} igualadas a cero, y con el voltaje inicial de la capacitancia al final del pulso de corriente a través de S_1 .

De estas ecuaciones, y de las condiciones iniciales, es evidente que otro pulso de corriente senoidal fluye a través del circuito $C-S_2-L_c$, con dirección opuesta en C, comparada con el primer pulso. Al final de este segundo pulso, el voltaje de la capacitancia es invertido en polaridad con la placa superior en la figura 15 ahora negativa con respecto a la placa inferior. La magnitud del voltaje en el capacitor depende de la resistencia del inductor L_c ya que si esta resistencia fuera cero, el voltaje sería invariable al final del primer pulso.

Para cambiar el voltaje del capacitor es necesario que el segundo pulso empiece inmediatamente después de la terminación del primero. Esto es con el fin de que el segundo pulso resulte en una condición de polarización inversa, que es mantenida a través del SCR principal, S_1 , para un intervalo de tiempo algo mayor que el tiempo de apagado de S_1 . Para el circuito que se muestra en la figura 15, este intervalo de tiempo T_Q , puede ser obtenido por la expresión:

$$\text{sen}(\phi - \mu T_Q) = (E_b/E) (\text{sen } \phi) \dots\dots\dots 3.15$$

donde

$$\begin{aligned} \tan \phi &= \text{sen } \epsilon / (R_o/Z_f - \cos \epsilon) \\ &= \tan \epsilon, (I_{l0}=0) \end{aligned}$$

Nótese que T_Q es el siguiente intervalo de encendido de S_2 , durante el cual el voltaje negativo aparece a través de la capacitancia. Si se asume que T_Q , que es el "tiempo de conmutación del circuito", es suficientemente grande para apagar S_1 , el circuito estará listo para la siguiente operación,--

que es la de invertir el voltaje de la capacitancia. Nótese que S_2 es conmutado por medio de un proceso de conmutación serie al final del pulso inversor.-- También, al final del pulso inversor, los voltajes de la fuente y de la capacitancia están en serie. Si S_1 es ahora encendido, el flujo de corriente en directa es nuevamente posible a través de S_1 . La corriente máxima del pulso será de mayor magnitud en este tercer pulso debido al mayor voltaje aplicado a través del circuito RLC, que es ahora la suma del voltaje de la fuente y de la capacitancia ($E_b + V_{co}$). Haciendo E igual a este valor en (3.2) a (3.14) permite el análisis del circuito como durante los pulsos previos.

Si el proceso de operación alterna de S_1 y S_2 es continuado como fué descrito en el último párrafo, el voltaje de la capacitancia se vigorizará a algún valor que puede ser mucho mayor que el voltaje de la fuente. Si la resistencia del circuito fuera cero, el voltaje de la capacitancia se aproximaría a un valor infinito por medio de esta técnica. Con una resistencia finita del circuito, la cual siempre existe, el voltaje final o de estado estable a través de la capacitancia en el instante en que S_1 es encendido es:

$$V_{co} = E_b \tanh(\omega T_o) \dots\dots\dots 3.15.a$$

Este proceso es útil en muchos tipos de circuitos multiplicadores de voltaje y en partes de circuitos de conmutación serie y paralelo para tiristores.

Conmutación Paralelo.

Uno de los primeros y más simples circuitos de conmutación en paralelo es el llamado circuito de Morgan, en el cual la conmutación se basa en la acción de switcheo de un transformador de saturación. Como un resultado de la declinación del costo de los SCR's, el transformador de saturación ha sido reemplazado por un SCR de conmutación. El diagrama del circuito, con el SCR de conmutación formando parte de él, se muestra en la figura 16.

En la figura 16, S_1 representa el SCR principal el cual es conmutado y alimenta a la carga, la que consiste de una resistencia R y una inductancia L. S_2 es el SCR de conmutación; S_3 es el SCR de inversión; C es el capaci-

tor de conmutación; y L_c es el inductor de inversión.

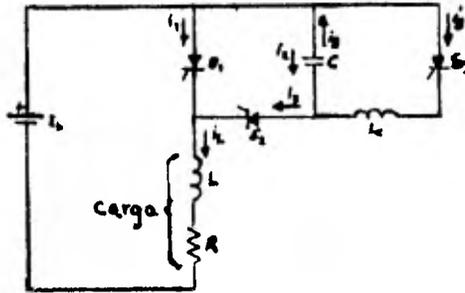


Figura 16. Chopper mostrando los elementos de conmutación.

En muchos circuitos de conmutación en paralelo, S_2 puede ser reemplazado por un diodo. Si asumimos que S_2 es un SCR, la operación del circuito es la siguiente: el circuito de la figura 16 se encuentra inicialmente en un estado tal que las condiciones iniciales son nulas. Los SCR's S_1 y S_2 son encendidos simultáneamente. A través de ambos SCR's fluyen las corrientes i_1 e i_2 , y en la carga $i_L = i_1 + i_2$. La corriente i_2 , que fluye a través de la trayectoria E_b - S_2 - C - R - L , puede ser determinada haciendo un análisis similar al realizado en conmutación serie. La corriente i_1 que circula a través de la trayectoria E_b - S_1 - R - L , sigue la forma de onda de corriente de un circuito RL energizado desde una fuente de D.C. El valor de la capacitancia es elegido de tal manera que:

- a) el pulso de la corriente senoidal durante esta operación es relativamente corto comparado con el pulso deseado en la carga.
- b) almacene suficiente energía para conmutar a S_2 al final del pulso de carga. El SCR S_2 es conmutado por medio de un mecanismo de conmutación serie.

Mientras S_1 está en estado de conmutación, el voltaje a través de la capacitancia de conmutación se invierte debido al circuito inversor, S_3 - L_c ,

con una corriente i_3 . Al final de esta operación, el voltaje del capacitor es un poco menor que dos veces el voltaje de la fuente; la placa superior está a un potencial negativo en relación con la placa inferior. Cuando se desea que el pulso de corriente a través de L y R finalice, S_2 se enciende nuevamente. Esto causa que el SCR principal S_1 sea polarizado en inversa por el voltaje del capacitor, y su corriente i_1 es casi inmediatamente transferida a la capacitancia. Si hubiera una inductancia despreciable en S_1 , C, y entre la interconexión de S_1 y C, la transferencia de corriente ocurriría inmediatamente. Si tal condición se mantiene en un intervalo de tiempo suficiente, esto es, un intervalo mayor que el tiempo de apagado de S_1 , éste será conmutado. El voltaje en C se reinvertirá otra vez, y eventualmente S_2 se apagará por conmutación serie. La rápida transferencia de corriente del ánodo del SCR, bajo esta condición, se ilustra en la figura 14.

La corriente a través de la capacitancia y de la carga, durante el periodo de conmutación, pueden ser calculadas de las ecuaciones formuladas para conmutación serie, haciendo I_0 igual a la corriente en S_1 en el inicio de la conmutación (cuando S_2 es encendido) y con V_{co} igual al voltaje en C (con signo negativo). Esto da: $E = E_b + V_{co}$. Como se ve, la corriente durante la conmutación de S_1 , es un pulso senoidal de periodo T_0 determinado por los valores de C, L, R y θ . El valor de θ está determinado por los valores de I_0 y V_{co} . Estas ecuaciones permiten el diseño de un circuito de conmutación para conmutar con un valor dado de corriente I_0 , en un SCR de especificaciones conocidas. Estas especificaciones son: voltaje pico en inversa y en directa; tiempo de conmutación (t_{OFF}), el cual determina el tiempo requerido de apagado del circuito; t_Q ; y la dv/dt .

Varios aspectos de las ecuaciones planteadas en conmutación serie para el diseño de circuitos de conmutación deben ser mantenidos en mente al hacer uso de ellas:

1) Estas ecuaciones están basadas en una inductancia lineal L. La saturación de la inductancia puede ocurrir fácilmente durante el pico de corriente del pulso de conmutación.

2) Si la carga es un motor, la representación equivalente de la carga debe incluir la fuerza contraelectromotriz.

3) Muchas cargas inductivas tienen en paralelo un diodo de libre - manejo (free wheeling).

4) L y R deben representar la impedancia total.

5) La excesiva resistencia en el circuito puede causar problemas, incrementando pérdidas en el sistema y reduciendo la carga al capacitor de conmutación.

Si la carga R y L, el voltaje de la batería, y las especificaciones del SCR son conocidas, el diseño del circuito de conmutación consiste en determinar el valor de la capacitancia C, el valor de la inductancia de inversión L_c , y los rangos del SCR auxiliar. Esto se hace asumiendo un valor de capacitancia, de V_{co} y determinando el tiempo de conmutación t_p , dado por la ecuación 3.3.

Para facilidad de cálculo podemos efectuar simplificaciones de las ecuaciones ya presentadas. La simplificación más obvia es la de despreciar la resistencia R del circuito, modificándose los parámetros como sigue:

$$\alpha = 0; \beta = 1/\sqrt{LC}; Z_o = \sqrt{L/C}; \epsilon = \pi/2 \dots\dots\dots 3.16$$

$$\theta = \tan^{-1}(Z_o/Z_f); \xi = \tan^{-1}(Z_f/Z_o) = \pi/2 - \theta \dots\dots\dots 3.17$$

$$\cos(\theta + \beta T_Q) = (E_b/E) \cos \theta \dots\dots\dots 3.18$$

$$\cos \beta T_Q = 0; (I_o=0) \dots\dots\dots 3.19$$

como una primera aproximación, hacemos que:

$$\begin{aligned} \beta T_Q &= \pi/2, \text{ ó:} \\ T_Q &= \sqrt{LC} (\pi/2) = (\pi/2) / \beta = T_m \dots\dots\dots 3.20 \end{aligned}$$

la cual es expresada aproximadamente como:

$$\sqrt{LC} \doteq 0.6 T_Q \dots\dots\dots 3.21$$

El máximo valor de la corriente es, de las ecuaciones 3.5 y 3.10:

$$I_{\text{máx.}} = i T_m = I_o e^{-\alpha T_m} (\text{sen } \xi / \text{sen } \theta) \dots\dots\dots 3.22$$

$$I_{\text{máx.}} = (E/Z_o) (e^{-\alpha T_m} \text{sen } \xi \quad (I_o=0) \dots\dots\dots 3.23$$

Haciendo uso de $R=0$, tenemos:

$$I_{\text{máx.}} = (\sqrt{E^2 + (I_o Z_o)^2}) / Z_o = E_{\text{pk}} / Z_o \dots\dots\dots 3.24$$

Esta expresión es muy útil, ya que da la razón de voltaje pico del circuito serie con la corriente máxima, incluyendo los efectos de una corriente inicial I_o , y un valor de voltaje inicial del capacitor V_{co} .

Usando la expresión simplificada para Z_o de la ecuación 3.16 y sus tituyendo en 3.21 para eliminar L , tenemos:

$$C \doteq (0.6T_Q I_{\text{máx.}}) / E_{\text{pk}} \dots\dots\dots 3.25$$

donde:

$$E_{\text{pk}} = \sqrt{(E_p \pm V_{co})^2 + (I_o Z_o)^2}$$

$I_{\text{máx.}}$ = corriente de pico del capacitor durante la conmutación.

CAPITULO IV. INVERSORES.

Como ya se ha explicado anteriormente, un SCR es conmutado cuando su corriente en la región de directa se reduce a un nivel inferior de la corriente de mantenimiento.

En el circuito de A.C., cuando la corriente en el SCR pasa por cero de una manera natural, un voltaje inverso aparecerá a través del SCR. Esto se conoce como conmutación natural, ya que ningún circuito externo se requiere para el apagado del SCR.

En circuitos de D.C., la corriente que pasa por el SCR deberá ser forzada a alcanzar un valor cero por un circuito externo, para apagar dicho SCR; esto se conoce como conmutación forzada.

Existen tres tipos principales de inversores que utilizan la conmutación forzada:

- a) el inversor paralelo
- b) el inversor serie
- c) el inversor puente

Esta clasificación está basada en la configuración de los SCR's y en el arreglo de los capacitores de conmutación. En los inversores en paralelo, el capacitor de conmutación se conecta en paralelo con la carga. Cuando este capacitor es capaz de aplicar un potencial inverso a través del SCR, el cual está en conducción, se logra la conmutación.

En el inversor en serie, los componentes de conmutación (inductores y capacitores) se conectan en serie con la carga, formando así un circuito resonante con respuesta subamortiguada. Cuando este circuito es excitado al disparar el SCR, la corriente en el circuito tenderá a cero después de alcanzar el máximo valor. Cuando la corriente a través del SCR alcanza el valor cero, el dispositivo entra en estado de bloqueo. Este método de conmutación se le conoce como conmutación resonante.

Cuando la corriente es cero, el capacitor se cargará a un voltaje más alto que el voltaje de alimentación, y el voltaje en inversa aparecerá a --

través del SCR. Por tanto, cuando el SCR es disparado, automáticamente conmutará medio periodo después de que pase el periodo del circuito resonante. Ningún SCR auxiliar se necesita para conmutar al SCR que está en conducción como sucede en inversores paralelo o puente. Este método se le conoce como autoconmutación.

Clasificación de Circuitos Para Conmutación Forzada.

Se conocen varios métodos para que la corriente a través de un SCR pueda ser llevada a valores próximos a cero. Al cortocircuitar el SCR por un elemento conductor de baja resistencia (switch mecánico o transistor), se reducirá la corriente de mantenimiento a fin de apagar al SCR. Como ningún voltaje es aplicado al SCR en inversa, se requerirán grandes tiempos de apagado. Por tanto, este método no es conveniente cuando se requiere un switcheo periódico para un SCR.

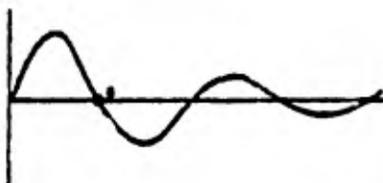
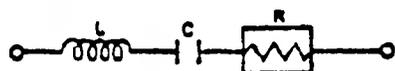
Para que el método sea eficiente, un voltaje en inversa deberá aplicarse a través del SCR. Este voltaje puede ser obtenido de un circuito de carga, consistente en una bobina y un capacitor, y que reciben el nombre de componentes de conmutación. El voltaje que se obtiene a través del capacitor, se usa para obtener la conmutación forzada del SCR.

La clasificación de los métodos de conmutación forzada, se basa en el arreglo de los componentes de conmutación y en la manera por la cual un valor de corriente cero se obtiene a través del SCR.

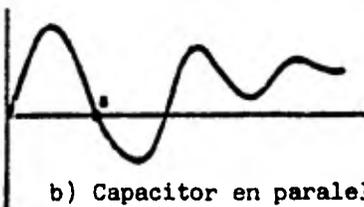
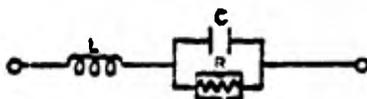
Clase "A": conmutación resonante.

Aquí, los componentes de conmutación L y C están conectados a la carga como se muestra en la figura 17.a y 17.b, de tal forma que el circuito total viene a ser subamortiguado. Cuando tales circuitos subamortiguados son excitados al aplicar un voltaje de D.C., las formas de onda resultantes de corriente son como las que se muestran en la figura 17. Si se usa un SCR en serie con el circuito, éste será apagado cuando su corriente de ánodo pase por cero en el punto "a". La figura 17.a nos muestra una configuración típica de un inversor serie, en el cual la carga está en serie con el capacitor.

En la figura 17.b el capacitor está en paralelo con la carga. La conmutación del SCR es por tanto, debida al comportamiento resonante del circuito.



a) Capacitor en serie.



b) Capacitor en paralelo.

Figura 17. Métodos de apagado resonante.

Clase "B". Conmutación propia.

En este método, las componentes de conmutación no necesitan formar un circuito resonante con la carga. Un circuito de conmutación propia se muestra en la figura 18.a. Inicialmente, el capacitor "C" se carga al voltaje e_c . Cuando el SCR es disparado, el capacitor se descarga a través de él, y al final se tendrá un voltaje en inversa. Ya que el SCR está conduciendo, el voltaje negativo en el capacitor, producirá una corriente negativa "i". Cuando esta corriente es igual a la corriente de carga I_L (punto "a" en la figura 18. b) el SCR conmutará. Este es un ejemplo típico de conmutación por corriente. -

Es claro que el SCR, una vez que es disparado, se mantendrá conduciendo por un periodo específico, antes de que automáticamente conmute.

La principal diferencia entre la clase "A" y la clase "B", es que la "B" en sus componentes de conmutación no acarrean corriente a la carga.

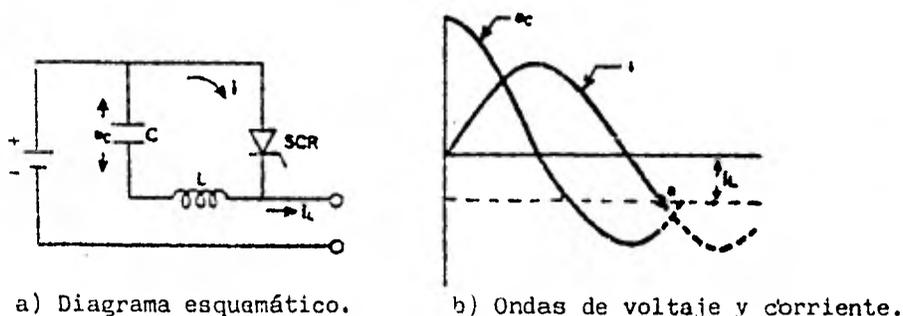


Figura 18. Circuitos de conmutación propia.

Clase "C". Conmutación auxiliar.

Aquí, un SCR auxiliar es disparado para conmutar al SCR principal. El circuito de conmutación se muestra en la figura 19.a. Se asume que el capacitor está cargado inicialmente a un voltaje " e_c ". Cuando el SCR₁ es disparado, el capacitor se descargará a través del SCR_{1a} y lo conmutará, ya que un voltaje inverso es aplicado al SCR₁ inmediatamente después de disparar al SCR_{1a}. Esto es conocido como conmutación por voltaje. El procedimiento de diseño para obtener los valores de las componentes de conmutación L y C de este circuito es el mismo que para los usados en conmutación clase "B".

Clase "D". Conmutación complementaria.

La figura 19.b muestra un arreglo usando más de un SCR portador de corriente de carga para una conmutación complementaria. El disparo de uno de los SCR's conmuta al otro. Cuando el SCR₁ está conduciendo, la carga "l" se energizará y el capacitor C se cargará al voltaje de la fuente.

La polaridad del voltaje se muestra en la figura. Cuando el SCR₂ -

se dispara, el capacitor aplicará un potencial inverso a través del SCR₁ y lo-

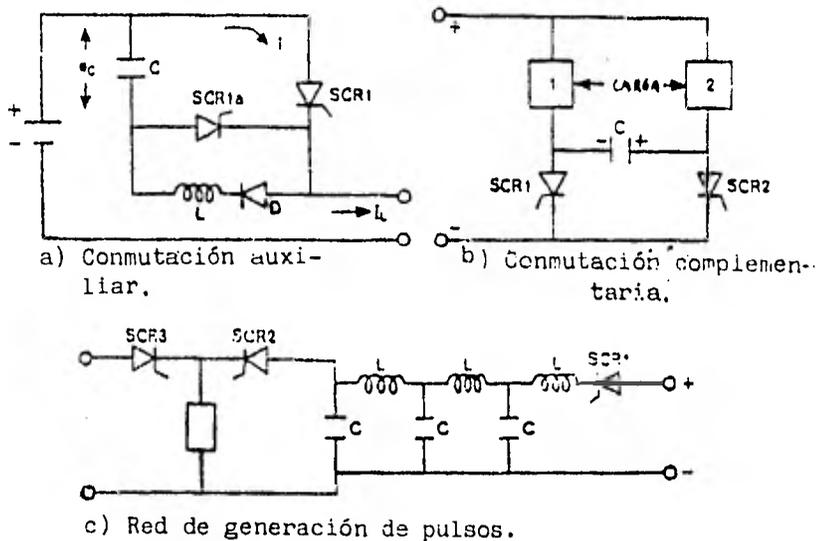


Figura 19. Métodos de conmutación forzada.

conmutará. Entonces, la carga "2" se energizará y el capacitor "C" será cargado en la dirección opuesta. Este tipo de conmutación se usa para inversores en paralelo y ciertas formas de inversores puente.

Clase "E". Conmutación por pulso externo.

Aquí, un pulso de corriente obtenido desde un voltaje externo conmuta al SCR conductor.

La amplitud pico del pulso de corriente debe ser más grande que aquel de la corriente de carga a través del SCR, y la duración del voltaje inverso aplicado deberá ser más grande que el tiempo de apagado del SCR.

Un relé generador de pulsos se muestra en la figura 19.c. Cuando el SCR₁ es disparado, un pulso de corriente de valor $E \sqrt{C/L}$ fluirá a través del SCR y cargará todos los capacitores a un voltaje de 2E.

La duración del pulso será $n \sqrt{LC}$, donde "n" es el número de secciones LC.

Cuando el SCR₂ es disparado, la red cargada se descargará a través del SCR₃ en la dirección contraria, y después de que el SCR₃ es conmutado, se aplicará un potencial inverso a través de él por un periodo aproximadamente de $n\sqrt{LC}$

En este método, el voltaje de línea disponible de A.C. se usa para conmutar el SCR conductor. Este método de conmutación se aplica en rectificadores e inversores.

Inversor Paralelo.

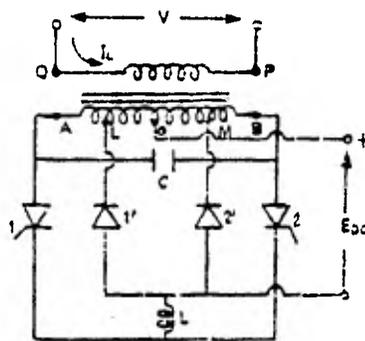
En la figura 20.a se muestra el diagrama esquemático de un inversor paralelo monofásico. Los SCR's 1 y 2 son los principales portadores de carga. Los componentes de conmutación son L y C. Los diodos 1' y 2' permiten que la potencia reactiva de la carga sea regresada a la alimentación de D.C. Estos diodos son llamados "diodos realimentadores". Cuando el SCR₁ está conduciendo, despreciando la pequeña caída de tensión a través de L, el voltaje de alimentación E_{DC} aparecerá a través de la mitad izquierda del devanado primario del transformador OA. La terminal O es positiva con respecto a A. Por medio de la acción del transformador, la terminal B estará a un potencial de $2E_{DC}$ con respecto de A. Así, el capacitor "C" se cargará al doble del voltaje de alimentación. El voltaje de la carga será positivo y de magnitud E_{DC} , si la relación de vueltas PQ y OA es unitaria. La corriente de carga será también positiva y tendrá una magnitud de I_L . Al final de un semiperiodo, el SCR₂ es disparado, el capacitor "C" inmediatamente aplicará un voltaje inverso de $2E_{DC}$ a través del SCR₁ y lo apagará.

Cuando el SCR₁ es apagado, el capacitor se descargará a través del SCR₂, de la inductancia L y el diodo 1', y una porción del devanado del transformador LA. Así, la energía almacenada en el capacitor será regresada a la carga a través de los devanados de acoplamiento del transformador LA y PQ. Durante este periodo, el potencial del punto L estará fijado por la alimentación de entrada de D.C. y el voltaje de la carga será todavía positivo, pero mayor que E_{DC} . La corriente de carga, la cual estuvo fluyendo fácilmente a través del SCR₁, ahora fluirá a través de OL y del diodo 1' hasta la terminal negativa de entrada. Esto puede suceder solamente si el diodo 1' está polarizado en-

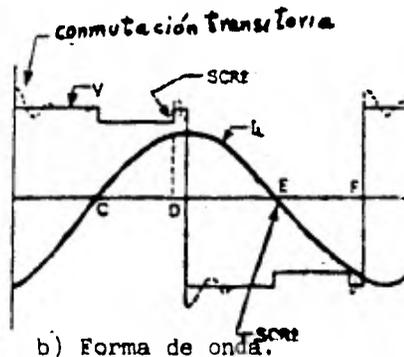
directa y así la corriente de descarga del capacitor es mayor que la corriente de carga. Conforme el potencial del punto L aumenta, para polarizar inversamente al diodo 1', el capacitor no se descargará rápidamente a través del SCR₂ y el punto L no quedará conectado a la terminal negativa de la fuente de alimentación. La corriente a través del inductor L ahora fluirá a través de 2', MB y 2, además la energía almacenada en L regresará a la carga. La corriente de carga I_L , la cual está fluyendo fácilmente a través de OL, fluirá ahora de N a O a través del diodo 2', y la energía reactiva de la carga será regresada a la alimentación de D.C. Como el punto M está ahora conectado a la terminal negativa de alimentación, la polaridad del voltaje de la carga será invertido y mayor que E_{DC} . También, el capacitor se cargará en la dirección opuesta a un voltaje ligeramente mayor que el doble del voltaje de la fuente de alimentación. El SCR₂ dejará de conducir después de que toda la energía en el inductor de conmutación L haya sido completamente disipada en la carga. Inmediatamente sigue la conmutación del SCR₁, la energía es transferida del capacitor y del inductor en dirección a la carga; durante este periodo, ondas de alta frecuencia estarán superpuestas sobre la forma de onda rectangular normal del voltaje de carga. Después de este periodo transitorio solamente el diodo 2' continuará conduciendo. Esto causará la aplicación de un voltaje inverso a través del SCR₂, y de este modo ayudará a que se apague. Cuando la corriente de carga se vuelve cero, el diodo 2' estará bloqueado y el SCR₂ tendrá que ser nuevamente disparado para invertir la dirección de la corriente de carga. Cuando el SCR₂ comienza a conducir, el voltaje de la carga volverá nuevamente a ser igual a E_{DC} . Las formas de onda de voltaje y de corriente se muestran en la figura 20.b; las formas de onda transitorias durante el periodo de conmutación están indicadas por las líneas punteadas.

En la figura 20.b, el SCR₁ conducirá durante el periodo CD, cuando la corriente y el voltaje de la carga son positivos. En el punto D, el SCR₂ es disparado para conmutar al SCR₁. Después de la conmutación transitoria, el voltaje de carga será invertido y la corriente continuará fluyendo a través del diodo 2' en la misma dirección que antes (se está asumiendo que la carga es inductiva). Debido a la polarización inversa aplicada a 2', el SCR₂ estará apagado. En E, la corriente de carga se volverá cero cuando toda la energía sea disipada y el SCR₂ será nuevamente disparado. Durante este periodo EF, el volta-

je y la corriente de carga están invertidos. En F, el SCR₁ es disparado para a pagar al SCR₂. Como los SCR's tienen que ser disparados dos veces en cada semi ciclo y el intervalo DE es independiente de la carga, es necesario que los ---



a) Diagrama esquemático.



b) Forma de onda.

Figura 20. Diagrama y formas de onda de un inversor paralelo monofásico.

SCR's sean activados en su compuerta por un tren de pulsos para una duración mínima de un cuarto de ciclo. Notese que el voltaje de carga aumentará por arriba de E_{DC} durante el periodo DE, cuando los diodos realimentadores conducen. Si estos diodos están conectados a los puntos A y B (figura 20.a), entonces la forma de onda del voltaje de carga será rectangular. Sin embargo, una conexión de este tipo requerirá que la energía almacenada en los componentes de conmutación sea disipada como calor en los SCR's y diodos; es por eso que se necesita la disipación de potencia en los componentes de conmutación. Así,

la eficiencia del circuito puede ser incrementada conectando los diodos en --- "load taps".

Características Generales de los Inversores en Paralelo.

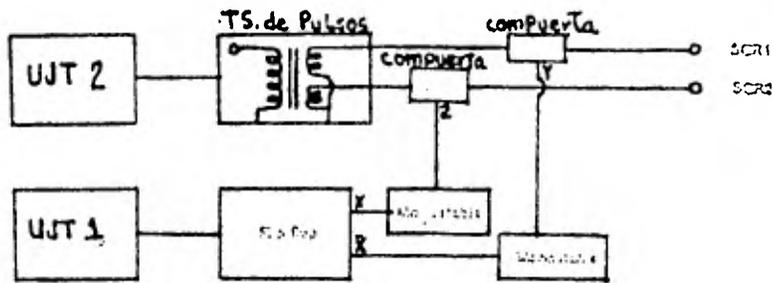
La forma de onda de voltaje en la carga de los inversores en paralelo es cercanamente rectangular y no es muy afectada por la corriente en la carga, la frecuencia de salida es fijada por la frecuencia de disparo de los SCR's.

Cuando se desea frecuencia variable, el transformador de salida debe ser diseñado de tal modo que pueda soportar el rango de voltaje a la mínima frecuencia posible. Cuando la frecuencia es baja, el núcleo del transformador estará sujeto a un flujo grande y se puede presentar saturación magnética. Si llamamos E_{DC} a la entrada de voltaje y N al número de vueltas en cada mitad -- del devanado primario, el nivel máximo de flujo alcanzado en el núcleo será:

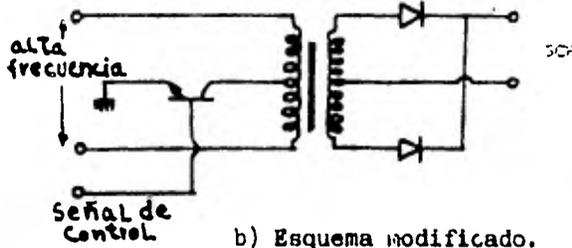
$$\phi_{\text{máx.}} = \frac{E_{DC} (T/2)}{2N}$$

donde T es el periodo de la frecuencia de salida más baja. Si llega a saturación, el voltaje a la salida se volverá cero y el voltaje a través del capacitor de conmutación se colapsará, conduciendonos a una falla en la conmutación. Otra consideración importante en la operación del inversor es que, mientras -- conmuta el inversor, la entrada D.C. deberá ser suprimida antes de desconectar el suministro de la compuerta. Si el suministro de compuerta es suprimido primero primero, el SCR conductor no conmutará hasta que la entrada de D.C. se re -- mueva. Esto traerá como resultado saturación, seguida por una gran corriente -- de línea. Similarmente, en el tiempo de encendido del inversor, si la fuente -- se conecta después de que los pulsos de compuerta son aplicados, no habrá sufi -- ciente tiempo para que el capacitor se cargue totalmente antes que la primera -- conmutación ocurra y puede haber falla en la conmutación otra vez. Para evitar -- ésto, la fuente de D.C. se conecta antes de que se energice el circuito de con -- trol de compuerta. La aplicación del voltaje D.C. producirá una gran dv/dt a -- través de los SCR's. Por tanto se hace necesario el uso de circuitos "snub --- ber". Los SCR's deben ser disparados para una duración mínima de un cuarto de

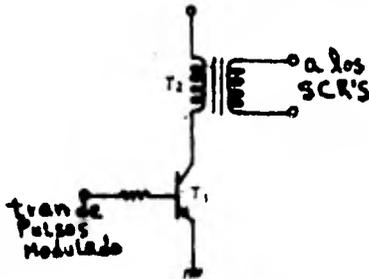
periodo ya sea por un tren de pulsos o por una señal continua con amplitud propia. La figura 21.a muestra el diagrama esquemático de bloques de tal control. El UJT₂ es un oscilador de relajación. Su salida es un tren de pulsos de alta frecuencia, los cuales se conectan a la compuerta del SCR por las salidas de dos circuitos monoestables.



a) Disparo por carry de frecuencia.



b) Esquema modificado.



c) Amplificador de pulsos.

Figura 21.a, b y c. Diagrama de control del inversor.

La duración de las salidas "Y" y "Z" son elegidas de tal modo que los SCR's reciben pulsos por un periodo mínimo de $\pi/2$ a la frecuencia deseada de salida. El oscilador UJT₁ decide la frecuencia de disparo. La salida de es-

te oscilador alimenta un "flip-flop". Las dos salidas complementarias X y \bar{X} se conectan a los circuitos monoestables para suministrar el ancho de pulso requerido.

La figura 21.b muestra un esquema modificado apropiado para inversores que alimentan cargas altamente inductivas. El ancho del pulso debe ser igual a $T/4$, donde T es el periodo de salida. La circuitería requerida para obtener una alimentación continua a la compuerta desde los pulsos de entrada se da en la figura 21.b. Un transformador es usado para rectificar los pulsos de entrada y también para aislar el circuito de control del de potencia.

La figura 21.c muestra un circuito que eleva el nivel de potencia de los pulsos de disparo aplicados a las compuertas de los SCR's. Esto es necesario para el disparo eficaz de SCR's de alta potencia. La base del transistor T_1 se alimenta con un tren de pulsos modulado el cual se obtiene al usar el -- circuito mostrado en la figura 21.a. Un transformador de pulsos t_2 cuyo devanado secundario suministra los pulsos de disparo, es usado en el circuito de colector del transistor de potencia T_1 . Cuando T_1 es llevado a saturación por la base, el voltaje de suministro aparecerá a través del primario del transformador t_2 .

La salida del secundario consiste de pulsos con un ancho constante y de duración igual a la del tren de pulsos.

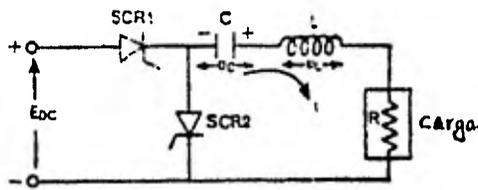
Inversor Serie.

El inversor serie usa conmutación clase A. Las componentes de conmutación L y C se colocan en serie con la carga para formar un circuito subamortiguado. Ya que los SCR's conmutan por si mismos cuando la corriente llega a cero, este inversor se clasifica como inversor de conmutación propia.

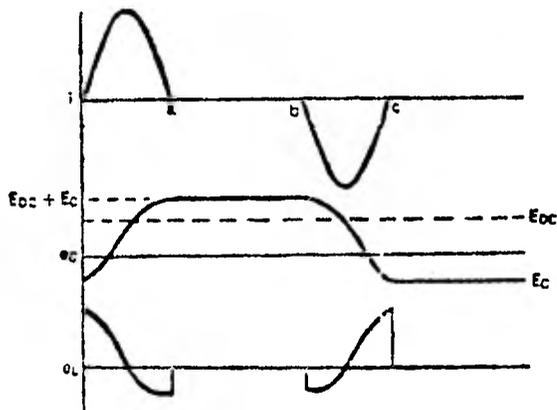
En la figura 22.a se muestra el arreglo esquemático de un inversor serie simple. Supongamos que el voltaje inicial en el capacitor C sea " e_c " con la polaridad mostrada. Cuando el SCR₁ se dispara, la forma de onda de corriente " i " será como se muestra en la figura 22.b. La condición necesaria para obtener esta corriente de carga consiste en que el circuito serie tenga componentes de conmutación C y L , y una carga resistiva R que hacen que este circuito sea subamortiguado. Por tanto, $R^2 < 4L/C$, y el tiempo de oscilación será:

$$T/2 = \frac{\pi}{\sqrt{1/LC - R^2/4L^2}}$$

En el punto "a" de la figura 22.b, la corriente de carga "i" es ce



a) Diagrama esquemático



b) formas de onda de voltaje y corriente.

Figura 22. Inversor serie.

ro y el SCR será conmutado; también, el capacitor C se cargará al voltaje V_c - en la dirección contraria. La duración a-b es el periodo de apagado cuando la carga está en circuito abierto. Así, el capacitor retendrá el voltaje V_c . En "b", el SCR₂ es disparado. Como el SCR₁ ya había sido conmutado, la duración s-b. (t_{OFF}), deberá ser mayor que el tiempo de apagado repentino. El capacitor C ahora se descargará a través del SCR₂ y del circuito subamortiguado. La corriente de carga "i" estará en la dirección contraria y otra vez alcanzará cero en el punto "c". El SCR₂ entonces será conmutado. Una operación similar ocu

re cuando el SCR₁ es encendido. La frecuencia de salida está dada por:

$$\sqrt{1/(T/2 + t_{OFF})}$$

Así, con las mismas componentes LC, la frecuencia se puede variar cambiando el tiempo de apagado.

Las principales limitaciones del inversor serie son:

a) La máxima frecuencia de salida está limitada por la característica del circuito resonante $\sqrt{1/LC - R^2/4L^2}$. Esto se debe a que el SCR₂ puede ser disparado solamente después que el SCR₁ sea conmutado; en caso contrario - habría un corto circuito en el suministro de D.C. y la conmutación de los SCR's no tomaría lugar, con el resultado de que el circuito no operaría como inversor.

b) Para frecuencias de salida mucho menores que la frecuencia de resonancia, la distorsión en la forma de onda de voltaje en la carga es grande. Esto es debido a que el tiempo de apagado es grande en comparación con la duración de conducción de los SCR's.

c) Se requiere una alta calidad para los componentes de conmutación ya que éstos llevan la corriente de carga continuamente que, junto con el capacitor, suministra la corriente de carga en cada medio ciclo alternado.

d) El flujo de potencia desde la fuente de D.C. es intermitente. - Esto es porque la corriente se suministra a la carga solamente cuando el SCR₁ se dispara. Por tanto, la fuente de D.C. debe tener una alta razón de corriente pico, y la corriente de entrada tiene un alto contenido de armónicas.

e) La amplitud pico y duración de la corriente de carga en cada medio ciclo depende de los parámetros de carga, resultando en una pobre regulación a la salida del inversor.

Las limitaciones en b), c) y e) son inherentes en todos los tipos de inversores serie y no pueden ser superadas. Sin embargo, las limitaciones - a) y d) pueden ser superadas modificando los circuitos.

Para inversores serie, si la carga es inductiva, la inductancia de carga puede ser considerada parte de la inductancia de conmutación L ya que ambas están conectadas en serie. No se requieren diodos de retroalimentación para cargas inductivas.

Inversores de Conmutación Propia.

Los inversores ya discutidos caen dentro de la categoría general - de inversores con conmutación propia, ya que no usan circuitos de conmutación por separado. La figura 17 muestra dos métodos para conectar los componentes - de conmutación y formar un circuito subamortiguado. Los inversores que usan la conexión mostrada en la figura 17 son llamados inversores serie, ya que las -- componentes de conmutación están en serie con la carga. Para la configuración de la figura 17.b, el capacitor se conecta en paralelo con la carga y el inductor se usa un serie para formar un circuito resonante. También estos inverso-- res no requieren ningún mecanismo de conmutación por separado. Los SCR's conmutarán cuando su corriente pase por cero (clase A).

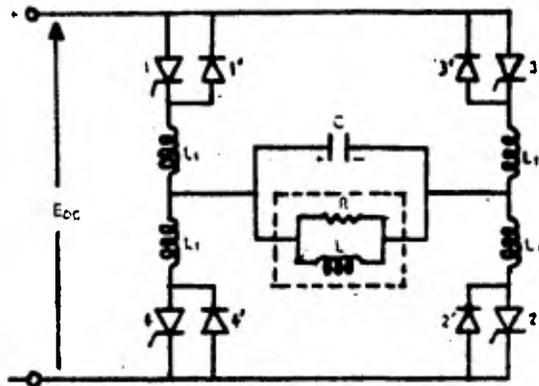
Conexiones de inversores.

La figura 23.a muestra el diagrama esquemático de un inversor conmutación propia clase A. El capacitor C y el inductor L, forman un circuito subamortiguado resonante con la carga. Los SCR's 1 y 2 se disparan simultáneamente. El capacitor se cargará con la polaridad mostrada, y cuando la corriente del SCR pase por cero los SCR's conmutarán. En el instante en el que la corriente es cero, el voltaje a través del capacitor será mayor que el voltaje - de suministro. Así, el capacitor comenzará a descargarse hacia la fuente de su ministro a través de los diodos de retroalimentación 1' y 2'. Estos diodos aplican un voltaje inverso a través de los SCR's 1 y 2 al final del medio periodo de salida. Entonces los SCR's 3 y 4 serán disparados. Los diodos 1' y 2' estarán polarizados en inversa y la corriente se desviará a los SCR's 3 y 4. Entonces el capacitor comenzará a cargarse, pero en dirección contraria. Es necesario, que la frecuencia de salida f_o sea más baja que la frecuencia de resonancia $f_r = 1/(2\sqrt{2L_1C})$ del circuito de conmutación. En otras palabras, el -- factor de potencia efectivo de la carga debe ser adelantado de tal modo que la corriente a través de los SCR's pueda llegar a ser cero antes que el voltaje - en la carga invierta su polaridad.

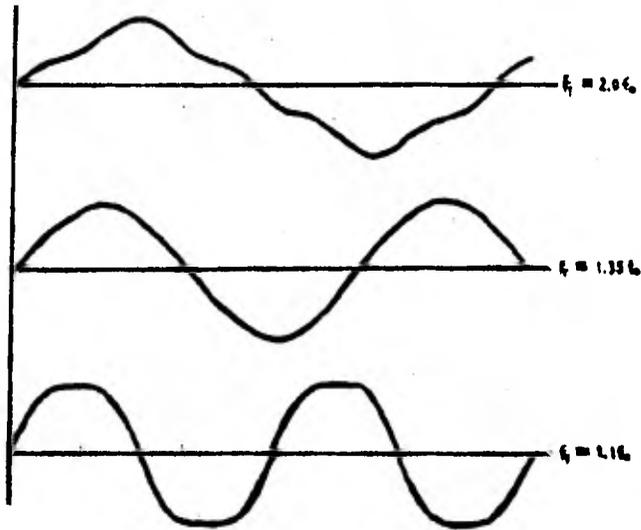
La figura 23.b, muestra las formas de onda de corriente en la carga para diferentes razones de frecuencia de salida a frecuencias resonantes. -

Se observa que, como el capacitor está conectado en paralelo con la carga, la forma de onda de corriente en la carga es continua en un amplio rango de frecuencias de salida.

En la figura 23.a, se asume que la carga es inductiva y está repre-



a) Circuito.

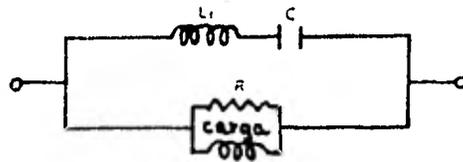


b) Formas de onda.

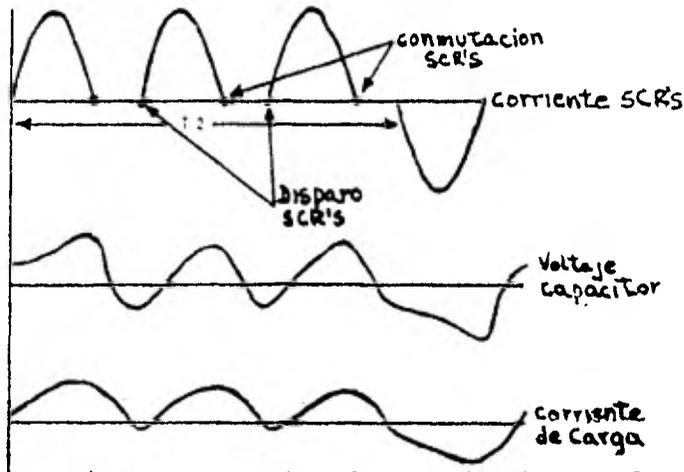
Figura 23. Inversor con conmutación propia.

sentada por una conexión en paralelo de un inductor L y una resistencia R. Los pasos para determinar los valores apropiados para los componentes de conmutación

mente en el medio ciclo positivo. Cada vez, los SCR's conmutarán cuando la corriente sea cero. Durante el periodo de conmutación, la corriente de carga será suministrada por el capacitor. Esta figura también muestra las formas de on



a) Arreglo de conmutación modificado.



b) Fórmulas de onda del generador de baja frecuencia.

Figura 24. Inversor con conmutación propia.

da para el voltaje del capacitor y la corriente del SCR. Es también necesario que el circuito de carga, comprendiendo L_1 , C , R y L sea subamortiguado. La configuración inversora mostrada en la figura 23.a se conoce usualmente como un - circuito puente. Estos circuitos se verán en la sección siguiente.

Mejoras en Inversores Serie.

La figura 25 muestra dos modificaciones para las configuraciones - serie descritas anteriormente. En la figura 25.a, los inductores L_1 y L_2 tienen

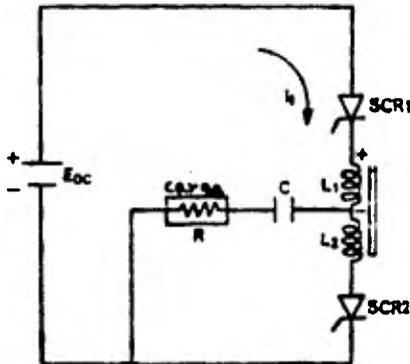
la misma inductancia y están acopladas mutuamente. Por tanto, cuando el SCR₁ se dispara y la corriente "i₁" comienza a elevarse durante el primer cuarto de ciclo, el potencial a través de L₁ será positivo con la polaridad mostrada en la figura. El voltaje inducido en L₂ se sumará al voltaje del capacitor polarizando en inversa al SCR₂. Ya que L₁ y L₂ tienen la misma inductancia, el circuito equivalente del inversor es idéntico al de la figura 23.a si los SCR's son disparados después de que la corriente de carga llegue a ser cero. Para este modo de operación, el circuito no tiene una ventaja especial sobre el circuito de la figura 23.a, excepto que cada SCR experimentará un voltaje inverso por un largo periodo. Sin embargo, la característica importante del circuito es que el SCR₂ puede ser disparado aún antes de que la corriente de carga haya pasado por cero o antes de que el SCR₁ ha sido conmutado. Esto es, la frecuencia de salida puede ser hecha mucho mayor que la frecuencia de resonancia y, por tanto, se incrementa el rango de frecuencias del inversor. Este modo de operación es posible debido a que el voltaje inducido en los inductores L₁ y L₂, como en la configuración inversora descrita anteriormente, tienen el mismo resultado que un corto circuito en la fuente de D.C.

Vamos a suponer que el SCR₂ sea disparado un poco antes de que el SCR₁ conmute. En el instante del disparo, el voltaje del capacitor será ligeramente menor que $(E_{DC} + E_C)$ y el voltaje y corriente en la carga será casi cero. Por tanto, un voltaje igual al voltaje del capacitor menos el voltaje de carga aparecerá a través de L₂. Ya que L₁ está muy cerca de L₂, el mismo voltaje aparecerá a través de L₁. El potencial de cátodo del SCR₁ será elevado a un nivel mayor que su potencial de ánodo, y por tanto, el SCR₁ será polarizado en inversa y entonces conmutará. Una operación similar tomará lugar si el SCR₁ es disparado antes que el SCR₂ sea conmutado. Así, no habrá peligro de un corto circuito en la fuente de D.C.

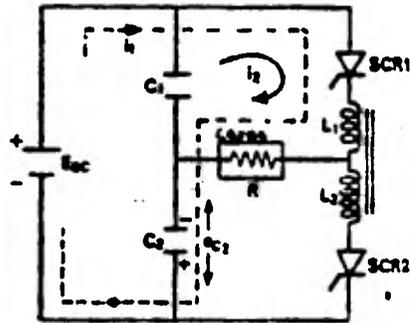
En este circuito, el flujo de potencia desde la fuente de D.C. es intermitente. Esta desventaja es superada en el circuito mostrado en la figura 25.b. Durante ambos medios ciclos de la salida, la potencia es obtenida desde la entrada. Una mitad de la corriente de carga es suministrada por el capacitor C₁ ó C₂, y el otro medio fluye desde la fuente de D.C. Los inductores L₁ y L₂ son idénticos como también C₁ y C₂. Si los dos inductores están acoplados o muy cerca del acoplamiento, entonces la frecuencia de salida para este cir--

cuito puede ser más alta que su frecuencia de resonancia.

En la figura 25.b, suponemos que el voltaje inicial a través del capacitor C_2 sea E_C , con la polaridad mostrada. Entonces, el capacitor C_1 se -



a) Con dos inductores.



b) Con dos capacitores.

Figura 25. Modificaciones a la configuración serie.

cargará al voltaje $E_{DC} + E_C$ en la dirección opuesta.

Cuando el SCR1 se dispare, habrá dos trayectorias paralelas para la corriente de carga ($i_L = i_1 + i_2$). La corriente i_1 fluirá desde la terminal positiva de la fuente de D.C. a través del SCR1, L_1 , carga y capacitor C_2 hasta el borne negativo de la fuente. La corriente i_2 fluirá desde C_1 a través del SCR1 y L_1 hasta la carga. Los voltajes $E_{DC} + E_C$ manejados por los elementos del circuito y las condiciones iniciales son idénticas para las dos trayectorias. Por tanto, las dos corrientes serán iguales. En efecto, una mitad de la corriente de carga vendrá desde la fuente y la otra mitad desde el capaci-

tor que se descarga. Al final del medio ciclo, cuando la corriente de carga es cero, el SCR_1 será conmutado y el voltaje a través del capacitor se invertirá. En estado estable, el capacitor C_2 se cargará al voltaje $E_{DC} + E_C$ en la dirección opuesta y el capacitor C_1 a E_C . Una operación idéntica tomará lugar en el siguiente medio ciclo negativo, cuando el SCR_2 sea disparado. Entonces, una mitad de la corriente de carga será suministrada desde la entrada y la otra mitad de la descarga del capacitor C_2 .

La figura 26 muestra las formas de onda de voltaje y corriente a través de los diferentes elementos del circuito de la figura 25.b.

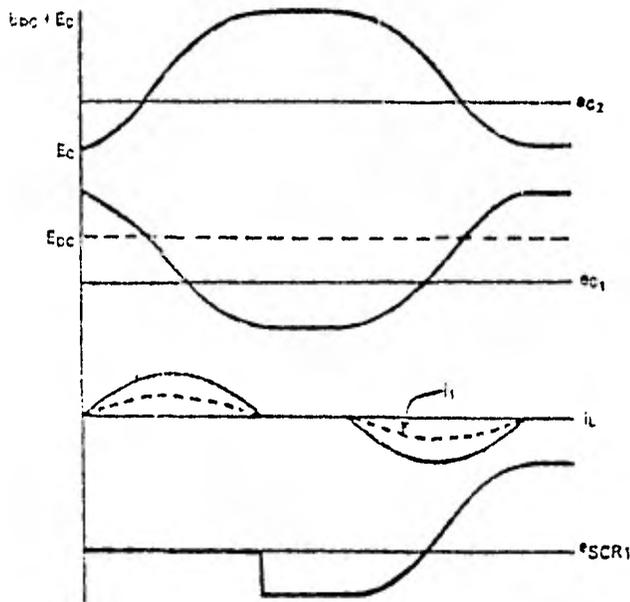


Figura 26. Formas de onda de voltaje y corriente.

Inversores Puentes. Principios de Operación.

La configuración puente es ampliamente usada para rectificadores controlados y también para inversores. Las principales características de tal configuración son:

a) Para rectificadores. No existe flujo residual en el núcleo del transformador, y así los problemas propios de saturación magnética no tienen lugar.

b) Para inversores. El transformador de salida no es esencial.

La figura 27 muestra el arreglo básico de un inversor puente monofásico; los circuitos de conmutación no se muestran. Cuando los SCR's 1 y 2 conducen, el voltaje en la carga será positivo; cuando los SCR's 3 y 4 conducen, el voltaje será negativo; así, la frecuencia de salida depende de la frecuencia de disparo de los SCR's. Los diodos 1' al 4' sirven para regresar la potencia a la fuente de D.C. La forma de onda del voltaje en la carga es casi rectangular, y no es afectada por la naturaleza de la carga. Esto es una ventaja del inversor puente sobre el inversor serie. La conmutación entre los pares

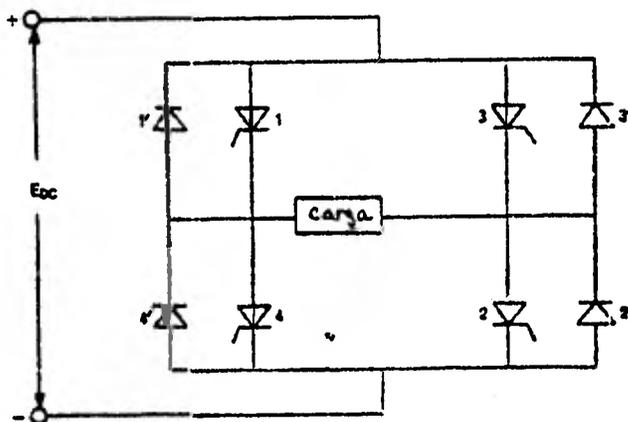


Figura 27. Inversor puente.

de SCR's 1 y 2 así como 3 y 4 puede ser obtenida de dos maneras. Una es por conmutación resonante, donde la carga y los componentes de conmutación están diseñados de tal forma que la corriente que pasa por los SCR's llega a ser cero antes que el medio periodo finalice. Tales circuitos usan conmutación tipo-A; su operación ya ha sido discutida. Los principales inconvenientes de este tipo de inversor son las formas de onda de voltaje y corriente dependientes de

la carga, pobre regulación de voltaje y limitaciones en la frecuencia de salida. En el segundo método se utiliza clase C o D de conmutación forzada. Las mayores ventajas de estos inversores son:

- a) Buena regulación de voltaje.
- b) Amplio rango de control en la frecuencia de salida.
- c) Apropiado para control de voltaje a la salida.

Circuitos de Conmutación.

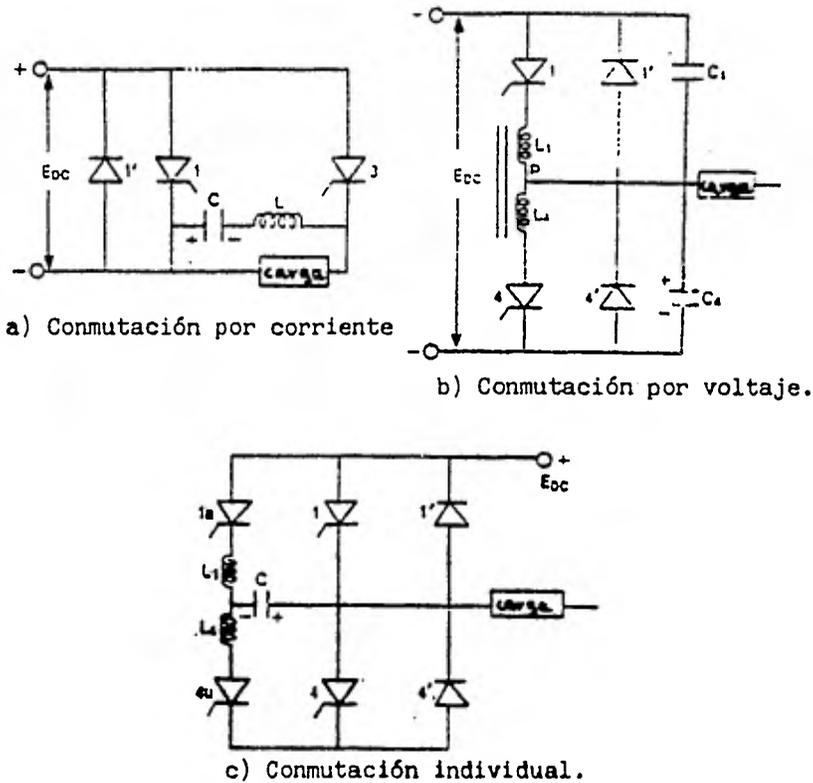
La figura 28 muestra tres tipos de conexión para las componentes de conmutación L y C en un inversor puente. Solo aquella porción del circuito requerida para explicar el principio de conmutación es la que se muestra. Cuando los SCR's 1 y 2 están conduciendo (figura 27), el capacitor de conmutación C, el cual está en paralelo con la carga, se cargará a un voltaje total de D.C. con la polaridad mostrada en la figura 28.a. Cuando el SCR₃ es disparado (figura 28.a), el capacitor se descargará a través de los SCR's 1 y 3 y el SCR₁ conmutará. El exceso de carga en C después de que el SCR₁ conmuta, fluirá a través del diodo volante 1'. y así aplicará una polarización inversa al SCR₁. Esto es conocido como conmutación por corriente. De manera similar, el SCR₂ será conmutado cuando el SCR₄ es disparado (figura 27). Un pequeño reactor colocado entre el cátodo del SCR₃ y el ánodo del SCR₂ (y similarmente entre el SCR₁ y el SCR₄), evitará un corto circuito directo sobre la fuente de D.C. La corriente de conmutación es usada para inversores puente trifásicos donde la conmutación toma lugar entre los SCR's y las diferentes fases. El inductor L en la figura 28 es usado para reducir la di/dt del SCR ingresante. Supóngase que el pico de corriente de descarga es dos veces la corriente de carga y que la corriente de carga I_L es de amplitud constante, entonces, valores apropiados de L y C se pueden obtener usando las ecuaciones siguientes:

$$E_{DC} \sqrt{C/L} = 2I_L; \quad (2\pi/3) \sqrt{LC} = t_q \dots\dots\dots 4.1$$

donde t_q es el tiempo para el cual el SCR conmutado está inversamente polarizado, y es igual a la duración para la cual el diodo conduce. El valor de t_q de-

be ser mayor que el tiempo de apagado del SCR.

En la figura 28.b el encendido del SCR₄ conmutará al SCR₁ como sigue. Despreciando la caída de voltaje a través del inductor L₁, el capacitor C₄ se cargará a un voltaje total de D.C. cuando el SCR₁ está conduciendo. El



Figurá 28. Circuitos de conmutación.

capacitor C₁ estará entonces descargado. Si el SCR₄ es encendido al final del semiperiodo, el voltaje E_{DC} aparecerá a través del inductor L₁. Así, el cátodo del SCR₁ que está conduciendo, será llevado al potencial 2E_{DC} y, por tanto, se rá conmutado. De manera similar, el encendido del SCR₃ conmutará al SCR₂ (figura 27). Esto es conocido como conmutación por voltaje. Después de que el SCR₁ ha sido conmutado, la corriente de carga se dividirá igualmente para los dos -capacitores. La corriente de carga que estuvo fluyendo en el inductor L₁ fluirá ahora en la misma dirección en el inductor L₄ y así, se mantienen los mis--

mos amperes/vuelta en el circuito magnético. La corriente en L_4 es alimentada por los dos capacitores. Cuando el potencial del punto "P" cae a $E_{DC}/2$, el potencial del cátodo del SCR₁ será E_{DC} y el SCR₁ comenzará a polarizarse en directa. Finalmente, cuando el capacitor C_4 es descargado, el capacitor C_1 se cargará totalmente. El diodo volante 4' ahora se polarizará en directa y la corriente de carga fluirá por el diodo. Cuando el diodo 4' conduce, el SCR₄ será conmutado después de que la energía de conmutación en L_4 sea completamente disipada. El voltaje de carga invertirá su polaridad y, si la carga es inductiva, la corriente estará aún en la dirección positiva. La energía reactiva en la carga será regresada a la alimentación de D.C. a través de los diodos volantes 1' y 3' (figura 27). Cuando la polaridad de la corriente se invierte, los SCR's 3 y 4 (figura 27) tendrán que ser disparados nuevamente y el voltaje y la corriente de carga tendrán entonces una polaridad negativa.

Un análisis riguroso de este circuito de conmutación, sería extremadamente complicado. Sin embargo, se puede asumir que la corriente de carga I_L es de amplitud constante y un tercio de la corriente pico resonante a través del inductor L_4 y, así, los parámetros L y C del circuito de conmutación pueden ser obtenidos como:

$$E_{DC} \sqrt{2C/L} = 2 \sqrt{3I_L} ; \quad t_q = (\pi/3 \sqrt{2}) LC \dots\dots\dots 4.2$$

donde t_q es la duración para la cual el SCR que deja de conducir, está polarizado inversamente.

Los tipos de conexiones anteriores, usan conmutación clase D, a la cual también se le conoce como conmutación complementaria y algunas veces como conmutación propia. El término conmutación propia es usado aquí como apagado resonante aplicados en inversores serie porque ningún circuito externo se requiere para lograr la conmutación. Los SCR's se apagan por sí mismos, cuando la corriente de carga pasa por cero. Por tanto, los mecanismo de apagado usados para los circuitos mostrados en las figuras 28.a y 28.b, han sido designados como conmutación complementaria. Tales circuitos son frecuentemente aplicados en inversores puente trifásicos. Puesto que la corriente de carga es distinta a la de conmutación del tipo A, no fluirá continuamente a través de las componentes de conmutación y las dimensiones y el rango del inductor y el capa

citor serán pequeños.

El circuito mostrado en la figura 28.c es conocido como circuito de conmutación individual, y es frecuentemente llamado circuito de conmutación auxiliar, perteneciente al tipo de conmutación clase C. Aquí, un SCR auxiliar es usado para apagar todos los SCR's. Por ejemplo, el SCR₁ en la figura 28.c, será apagado cuando el SCR_{1a} y el SCR_{4a} son disparados. El capacitor C se cargará a un voltaje de $2E_{DC}$ debido a que el inductor L₄ sobrecarga al capacitor. El SCR_{4a} será conmutado debido a conmutación natural, cuando la corriente de carga se vuelva cero. Los SCR's 1 y 2 (figura 27) serán entonces encendidos al aplicar voltaje positivo a la carga. El capacitor C está ya cargado con la polaridad mostrada en la figura 28.c. El SCR_{1a} es encendido cuando el SCR₁ conmuta. El capacitor C se descargará a través del SCR₁ puesto que está conduciendo la corriente de carga. Sin embargo, cuando la corriente de descarga se vuelve igual a la corriente de carga, el SCR₁ conmutará y el diodo 1' comenzará a conducir la corriente de carga y la corriente de descarga. El voltaje de carga -- permanecerá positivo, puesto que el SCR₁ o el diodo 1' conducen. El SCR₁ será polarizado en inversa durante el periodo de conducción del diodo 1'. Cuando la corriente de descarga del capacitor nuevamente se vuelve igual a la corriente de carga, el diodo 1' dejará de conducir y el diodo 4' se polariza en directa. Puesto que el SCR₂ (figura 27) conduce continuamente, el voltaje de carga se volverá cero cuando el diodo 4' comience a conducir. Se asume que durante este periodo la energía inductiva en la carga, suministra una conducción continua de corriente.

El capacitor C continuamente se cargará y el SCR_{1a} conmutará cuando el voltaje del capacitor sea aproximadamente igual a $2E_{DC}$ en dirección opuesta a la que muestra la figura 28.c. Si el SCR_{1a} tiene control sobre la conmutación del SCR₁, el voltaje a través del capacitor tendrá que ser invertido después de que pueda ser disparado otra vez al aplicar un voltaje positivo a la carga. Este voltaje inverso se logra por medio del disparo del SCR_{4a}, y la conducción del diodo 4' ayudará en la inversión de la carga del capacitor. --- Cuando el SCR₁ es disparado, el diodo 4' estará polarizado en inversa y la corriente de carga fluirá de los SCR's 1 y 2 (figura 27). El SCR₁ puede ser apagado nuevamente, si se requiere, para hacer el voltaje de carga cero. Así, el voltaje de carga puede ser hecho cero un número finito de veces durante cada -

semiciclo. Esto es conocido como conmutación múltiple y constituye una característica especial de los circuitos con conmutación auxiliar. Análogamente, los otros SCR's portadores de carga, pueden ser apagados por medio del encendido de los correspondientes SCR's auxiliares. Solamente un SCR necesita ser apagado cuando el voltaje de carga es hecho cero. Si se requiere un voltaje inverso en la carga, ambos SCR's que están conduciendo deberán apagarse simultáneamente. El mismo capacitor de conmutación puede ser usado para apagar los SCR's 1 y 4 (figura 27).

El voltaje pico a través del capacitor será $2E_{DC}$. Tomando la misma suposición como en la discusión anterior sobre el otro circuito de conmutación, los valores de los componentes de conmutación pueden ser determinados como sigue:

$$E_{DC} \sqrt{C/L} = I_L; \quad (2\pi/3)\sqrt{LC} = t_q \dots\dots\dots 4.3$$

donde t_q se elige de tal manera que deba ser ligeramente mayor que el tiempo de apagado del SCR. Una consideración adicional para este circuito es la duración mínima permisible, del tiempo de "libre manejo", para la corriente de carga, durante la cual el voltaje a la salida será cero (esto es, el tiempo para el cual el diodo 4' y el SCR₂ conducen).

El SCR_{1a}, como estado inicial, se someterá a una conmutación natural, cuando la corriente que carga al capacitor se vuelve cero, etapa para la cual el capacitor se cargará a un voltaje de $2E_{DC}$ en la dirección inversa. El SCR_{4a} necesitará ser disparado para invertir el voltaje. Cuando este voltaje se vuelve igual a E_{DC} , el SCR_{1a} se polarizará en directa. El tiempo mínimo para el cual el SCR_{1a} se polarizará en inversa está dado por:

$$t_{\text{mín.}} = (\pi/3)\sqrt{LC} \dots\dots\dots 4.4$$

De acuerdo a la ecuación 4.3, el $t_{\text{mín.}}$ no será suficiente para apagar el SCR_{1a}. Así, el SCR_{4a} no deberá ser disparado inmediatamente después de que el SCR_{1a} ha sido apagado, ni deberá ser disparado inmediatamente después de que el capacitor alcance el potencial de $2E_{DC}$. De esta manera, el intervalo de tiempo mínimo para el instante en que el SCR_{4a} es encendido cuando el SCR_{1a}

es apagado, sería de $(\pi/3) \sqrt{LC}$. Para evitar cualquier sobrecarga del capacitor, el SCR₁ sería encendido solamente después de que el SCR_{4a} haya sido apagado. Entonces, el diodo 4' dejará de conducir y el periodo de "libre manejo" concluirá. Por lo tanto, la duración total para el libre manejo está dada por:

$$t_{off} = (4\pi/3) \sqrt{LC} + t_o \dots\dots\dots 4.5$$

donde t_o es el tiempo tomado para el SCR_{1a} para dejar de conducir después de que el diodo 4' empiece a conducir. Para el circuito en la figura 28.c, el valor de t_o será:

$$t_o \doteq LI_L / (0.866 E_{DC}) \dots\dots\dots 4.6$$

La ecuación 4.6 está basada en el valor medio de la razón de decaimiento de la corriente a través del SCR_{1a}. La razón de decaimiento se calcula cuando el diodo 1' deja de conducir y cuando el SCR_{1a} conmuta, tomándose la media de los dos valores. Combinando las ecuaciones 4.5 y 4.6, la duración mínima del tiempo de apagado podrá ser determinada. Similarmente, el tiempo mínimo para el cual el voltaje será aplicado a la carga está dado por:

$$t_{on} = (5\pi/6) \sqrt{LC} \dots\dots\dots 4.7$$

La suma de $t_{on} + t_{off}$ determinará la frecuencia máxima posible de conmutación.

La principal ventaja de la conmutación individual es que durante cada semiciclo del voltaje de salida, el voltaje de carga puede ser llevado a cero apagándose solamente uno de los SCR's que están conduciendo. Esto es conocido como el periodo de "libre manejo". En algunas veces, este periodo puede ser producido por algún número de tiempos en cada semiciclo. Como tal, un modo de operación es usado para controlar el voltaje de salida, y es frecuentemente llamado control por modulación del ancho del pulso (PWM). Los inversores con conmutación complementaria (figura 28.a y b) tienen que utilizar una alimentación de voltaje de D.C. variable, pues para muchas aplicaciones, tal como controles de velocidad para motores de A.C. la razón del voltaje de fase de salida RMS a la frecuencia, tiene que mantenerse constante. La conmutación para ta

les inversores puede no ser satisfactoria para frecuencias de salida bajas, debido a que el capacitor de conmutación se cargará a un voltaje muy bajo. Este problema no existe en inversores con conmutación auxiliar, donde el voltaje de salida RMS puede ser variado por el PWM, siempre y cuando el voltaje de entrada de D.C. se mantenga constante. Así, un rango más ancho de frecuencias se puede obtener cuando la conmutación individual es usada para inversores que emplean SCR's auxiliares. Sin embargo, tiene que ser mencionado que el PWM resultará con un contenido mayor de armónicas. No obstante el contenido de armónicas puede ser más bajo, eligiendo intervalos de conducción apropiados.

Operación de un Inversor Puente Monofásico.

La operación de un inversor puente monofásico (figura 27), se explicará con detalle a continuación. Se supone que la carga es inductiva. El semiperiodo de salida está dividido en cuatro regiones (figura 29.a):

- a) El periodo activo A durante el cual la potencia fluye de la alimentación de D.C. hacia la carga (cuando los SCR's 1 y 2 ó 3 y 4 conducen).
- b) El periodo de "libre manejo" F, cuando un SCR y un diodo conducen (1 y 3', 3 y 1', 4 y 2', ó 2' y 4) y el voltaje de carga se vuelve cero.
- c) El periodo de conmutación R, cuando la potencia fluye de la carga a la entrada (el voltaje y la corriente de carga serán de polaridad opuesta y la energía inductiva almacenada en la carga será regresada a la alimentación; esto será posible solamente cuando los diodos 1' y 2' ó 3' y 4' estén conectados de tal manera que la corriente que conducen pueda ser regresada a la fuente).
- d) El periodo de apagado O, durante el cual ninguno de los SCR's ni de los diodos conducen, y el voltaje y la corriente de carga son cero (esta operación tomará lugar cuando el factor de calidad de carga Q, que es igual a la relación de la reactancia a la resistencia, y la frecuencia de salida son pequeñas).

La figura 29 muestra la forma de onda del voltaje y la corriente de cargas típicas, para un inversor puente. Ya que los periodos de los diodos-

volantes se incluyen, se asume que requiere conmutación auxiliar. Durante el periodo A^+ , los SCR's 1 y 2 del circuito mostrado en la figura 27 conducirán. En B, el SCR₁ será conmutado al disparar el SCR_{1a} (se asume conmutación individual). Después del transitorio, el diodo 4' conducirá la corriente de carga. Como el SCR₂ y el diodo 4' conducen, el voltaje de carga será cero entre B y C. Este es el periodo de libre manejo (F^+). En C, el SCR₂ será conmutado por su auxiliar SCR_{2a}. Ahora, el diodo 3' comenzará a conducir y el voltaje en la carga se invertirá. La inductancia de carga mantendrá, hasta que toda la potencia reactiva sea realimentada, la conducción de los diodos 4' y 3' desde C a D. Este es el tiempo de recuperación (R^-). En D, la corriente será cero. Este es el periodo de apagado (0). En E, los SCR's 3 y 4 son disparados, el medio ciclo negativo comienza y la misma secuencia de operación se repetirá como antes.

ya se sabe, el voltaje a la salida puede ser controlado por -

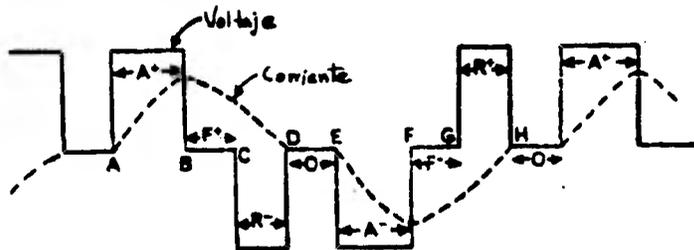


Figura 29.a. Ondas de voltaje y corriente para inversor puente.

medio de conmutación múltiple o por modulación del ancho del pulso. Esto se realiza al variar el número de conmutaciones o duración de las cuatro regiones - en el medio periodo de salida. En la figura 29.b se muestran las formas de onda de voltaje a la salida obtenidas de un inversor conmutado auxiliarmente y usando conmutación simple y múltiple en cada medio ciclo de la salida; el valor RMS de la componente fundamental de cada forma de onda es también mostrado.

Otra forma de controlar el voltaje de salida en un inversor puente (figura 27) es la de conmutar simultáneamente los dos SCR's que conducen y dis

parar los otros SCR's de modo que el voltaje de carga se invierta. La figura -

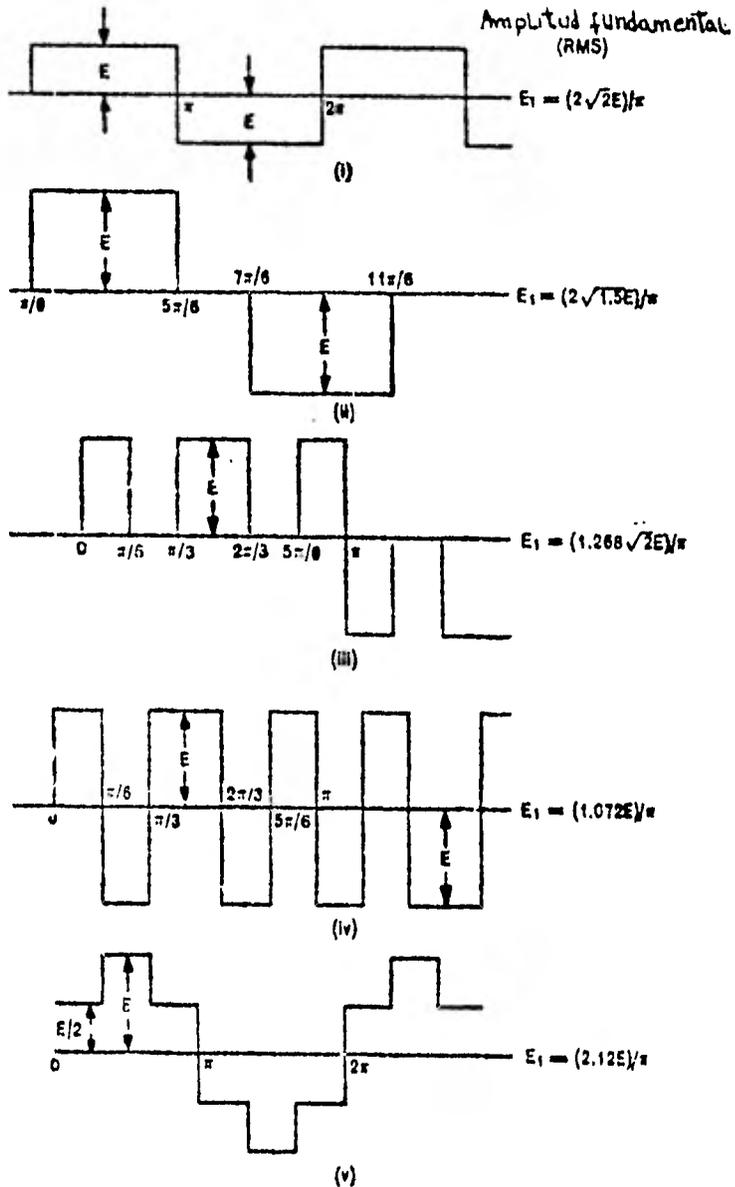


Figura 29.b. Formas de onda de salida del voltaje y la corriente para un inversor, mostrando pulsos modulados en anchura y escalonados.

29.b.iv, muestra el voltaje de salida típico de tal operación. Este método puede ser aplicado para inversores conmutados auxiliarmente y complementariamente. Sin embargo, en vista de la severa distorsión armónica que se produce, este método de control de voltaje no se usa frecuentemente.

Circuito Inversor con Conmutación Complementaria.

La figura 30.a muestra el circuito para un inversor puente monofásico con conmutación complementaria. En el medio ciclo positivo, los SCR's 1 y

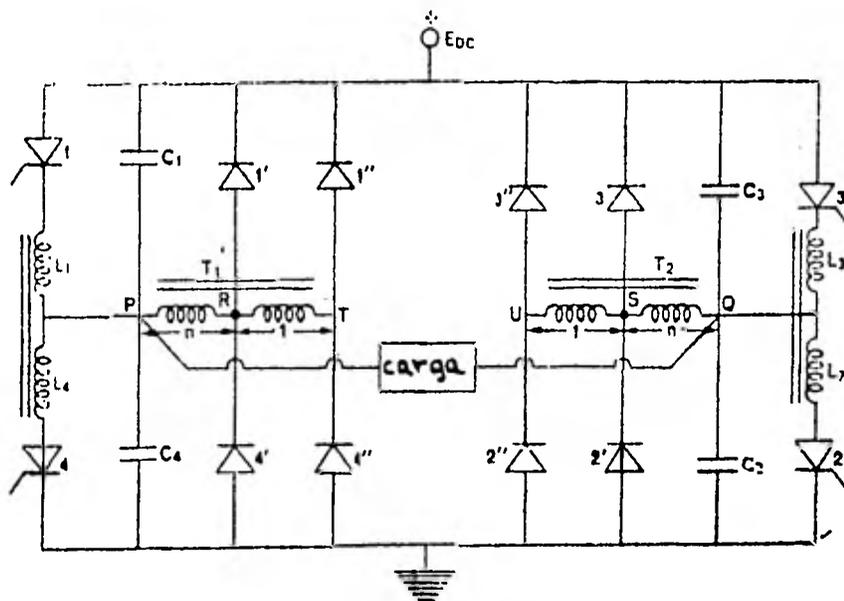


Figura 30.a. Inversor con conmutación complementaria. Diagrama esquemático.

2 conducirán. Al fin del medio periodo, el disparo de los SCR's 3 y 4 conmutará a los SCR's 1 y 2. La figura 30.b muestra la forma de onda del voltaje en la carga y los periodos de conducción; los transitorios no son mostrados. Los SCR's 1 y 2 conducirán durante el periodo A y B. En B, los SCR's 3 y 4 serán encendidos y los SCR's 1 y 2 conmutarán debido a la polarización inversa apli-

cada. El capacitor C_4 suministrará corriente a la carga y el capacitor C_3 se recargará por la corriente de carga. Por tanto, el potencial P bajará y el de Q se elevará, resultando en un decrecimiento en el voltaje de carga. Los SCR's 3 y 4 conmutarán después de que los transitorios terminen. Si la corriente de carga es constante, entonces el voltaje en la carga será aproximadamente lineal, como se muestra en la figura 30.b

En el circuito de la figura 30.a, los diodos volantes 1' y 4' no están conectados a un punto común, como en la figura 28.b (P y Q), pero están conectados a los taps (R y S) en las bobinas T_1 y T_2 . Por lo tanto, el diodo volante 4' no conducirá desde el momento en que el voltaje a través del capacitor C_4 sea cero, pero comenzará a conducir solamente cuando el potencial en el punto P sea de $-NE_{DC}$. Similarmente, el diodo 3' no conducirá a menos que el potencial en Q sea igual a $E_{DC} + NE_{DC}$. Cuando estos diodos comienzan a conducir, el potencial de R y S, como también P y Q, serán fijados. Así, la corriente de descarga del capacitor será cero y la corriente en la carga será suministrada a través de estos diodos. El voltaje de carga durante el periodo de conducción de los diodos volantes será de $2NE_{DC} + E_{DC}$. Esta duración se designa CD (figura 30.b), en donde la corriente de carga es positiva y el voltaje negativo. Por tanto, la potencia fluirá desde la carga a la fuente. Después de este periodo de recuperación, la corriente será cero, ya que los SCR's 3 y 4 están apagados, y tendrán que ser redisparados para empezar el ciclo negativo. Estos SCR's conducirán durante el periodo DE. En E, los SCR's 1 y 2 serán disparados y las operaciones descritas anteriormente serán repetidas. Al conectar los diodos a los puntos R y S, como en la figura 30.a, una parte de la energía inductiva atrapada en la conmutación en L_4 y L_3 será regresada a la fuente de D.C. a través de los diodos 4', 1' y 3'. 2'.

A pesar del hecho de que el voltaje en la carga está distorsionado, la eficiencia de este circuito es mayor que el de la figura 28.b. La razón para esto es como sigue:

Concédere sólo la parte izquierda del circuito en la figura 30.a. Si el diodo 4' se conecta a P, entonces, se obtendrá polarización directa cuando el potencial de P sea negativo con el resultado de que la corriente a través de L_4 pasará a través del diodo 4' y toda la energía en el inductor tendrá que ser disipada como calor en los dispositivos 4 y 4'. Por otra parte, 4' se-

conecta al punto P, entonces, el potencial de P será $-NE_{DC}$ con el diodo 4' en directa. Entonces el diodo 1'' también conducirá y aplica un potencial E_{DC} a través de la parte derecha del devanado. La corriente en L_4 ahora tendrá que fluir a través de los dispositivos 4 y 4' y por el devanado PR. Habrá un vol

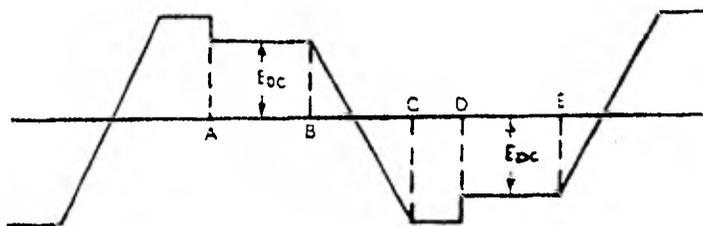


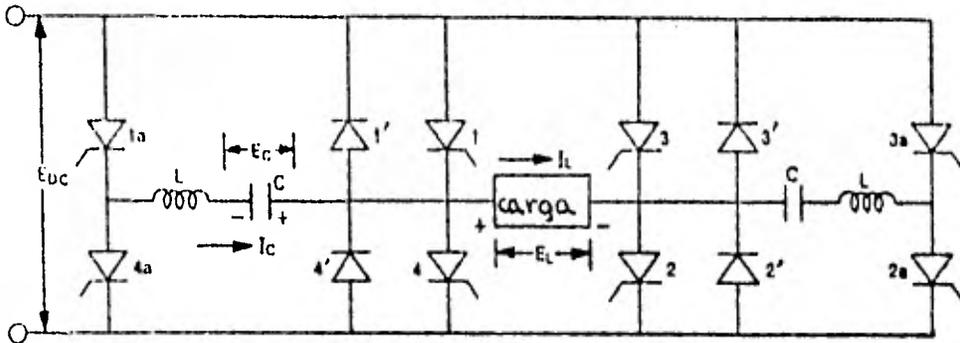
Figura 30.b. Inversor con conmutación complementaria. Forma de onda del voltaje.

je NE_{DC} opuesto al flujo de esta corriente de tal modo que la corriente será reducida a cero en corto tiempo. También, durante la conducción, la corriente reflejada en el devanado RT será realimentada a la fuente de D.C. a través de los diodos 4' y 1''.

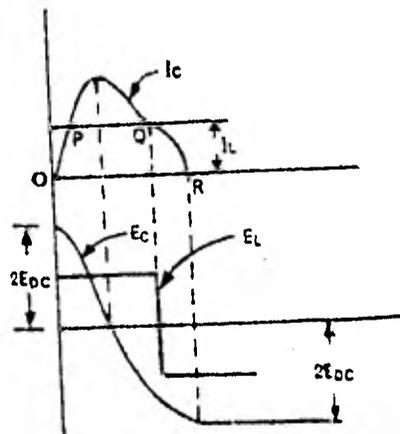
La versión puente Mc' Murray-Bedford se obtiene modificando ligeramente el esquema anterior. Solamente la porción izquierda del circuito se usa. Los diodos 1'' y 4'' se desconectan y el punto T se conecta al tap central de la fuente de alimentación. La carga y los capacitores C_1 y C_4 se conectan a los puntos P y T, en paralelo con el devanado T_1 . El método de conmutación y operación del circuito es similar a los casos ya tratados.

Inversor Puente Monofásico con Conmutación Auxiliar.

La figura 31.a muestra el circuito de un inversor puente monofásico, el cual tiene conmutación auxiliar. El circuito consiste de cuatro SCR's principales (1, 2, 3 y 4); cuatro diodos volantes (1', 2', 3' y 4'); cuatro SCR's auxiliares (1a, 2a, 3a y 4a); y los componentes de conmutación L y C.



a) Inversor puente monofásico.



b) Formas de onda.

Figura 31. Inversor puente monofásico con conmutación auxiliar.

Los métodos de conmutación ya han sido tratados. A partir de la ecuación 4.3 - se pueden obtener los valores apropiados de los componentes de conmutación.

En la figura 30.b el SCR_{1a} será encendido en el punto O. El SCR₁ - conmutará en el punto P y el diodo 1' estará polarizado en inversa en el punto Q. El diodo 4' comenzará a conducir en Q, y el voltaje de carga será cero (si el modo del "diodo volante" es usado y si solamente el SCR_{1a} es encendido en - el punto O) o se invertirá (si los SCR's 1 y 2 son conmutados). En R, la co---

rriente de carga del capacitor será cero y el capacitor se cargará a $2E_{DC}$ en la dirección opuesta. El inductor L puede ser usado como se muestra en la figura 31.a, o utilizando dos mitades como se muestra en la figura 28.c. El circuito de la figura 31.a puede ser usado como un elemento básico para un inversor-polifásico. La forma de onda del voltaje en la carga será rectangular e independiente del tipo de carga.

CAPILO V. CICLOCONVERTIDOR.

El principio de un cicloconvertidor puede ser fácilmente entendido con la ayuda de la figura 32. El circuito mostrado sirve para obtener de una entrada monofásica de A.C., una salida monofásica de frecuencia menor que la de la entrada. Un grupo de SCR's produce una polaridad positiva en el voltaje de carga, y el otro grupo produce el medio ciclo negativo de voltaje restante en la carga. Los SCR's 1 y 1' del grupo positivo son activados simultáneamente. Dependiendo de la polaridad de la entrada, solo uno de ellos conducirá. -- Cuando el punto P es positivo con respecto al punto O, el SCR1 conducirá, y -- cuando P es negativo, el SCR1' conducirá. Así, en ambos semiciclos de entrada, la polaridad del voltaje de carga será positiva. Por medio de cambios en el -- ángulo de encendido α , la duración de la conducción de cada SCR (y por lo tanto la magnitud del voltaje de salida) puede ser variada. Por razones de simplicidad, se asume que la carga es resistiva. Entonces, cada SCR tendrá un ángulo de conducción de $(\pi - \alpha)$ y conmutará por conmutación natural al final de cada semiciclo de la entrada. La figura 33.a muestra las formas de onda del voltaje

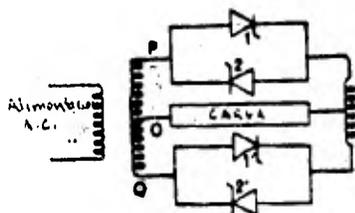
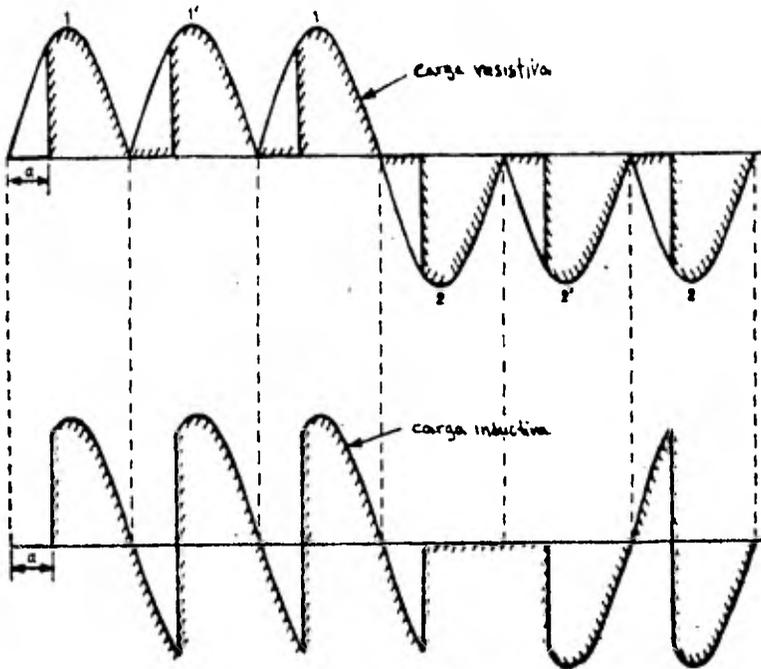


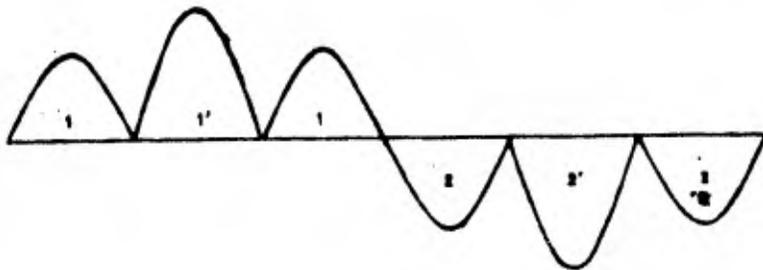
Figura 32. Diagrama esquemático de un cicloconvertidor.

de salida (porción sombreada). Al final de cada semiperiodo de la salida (para la frecuencia deseada), los pulsos de encendido para los SCR's del grupo positivo serán encendidos. El SCR2 conducirá cuando P sea negativo y el SCR2' lo hará cuando Q sea negativo. La conducción del último SCR del grupo positivo -- conmutará cuando el voltaje vaya a cero. Si la frecuencia de salida no es submúltiplo de la frecuencia de entrada, el encendido de los SCR's 2 y 2' empezará siempre antes que el último semiciclo de conducción de los SCR's del grupo-

positivo sea completado. Esto es, los SCR's 2 y 2' serán disparados cuando el-SCR1 o el SCR1' están conduciendo. Esto producirá un corto circuito en la en--



a) Formas de onda del voltaje en la carga.



b) Forma de onda de voltaje mejorada.

Figura 33. Formas de onda para un cicloconvertidor con diferentes cargas.

trada y el voltaje de carga se reducirá a cero. La duración de este corto circuito será menor que la mitad del periodo de la entrada, y ocurrirá al final de cada semiciclo de la salida. Los reactores limitadores de corriente deben ser introducidos en las líneas de entrada para reducir la corriente de corto circuito.

Si la carga es inductiva, entonces los SCR's no conmutarán en cada semiciclo del voltaje de entrada. Como consecuencia de esto, el voltaje sobre la carga tomará valores negativos como se muestra en la figura 33.a. Si el ángulo de encendido es pequeño, entonces la conducción pasará de un SCR a otro en el mismo grupo por medio de conmutación de línea. Por ejemplo, el SCR1, el cual fué encendido en el semiciclo positivo, continuará conduciendo durante la parte negativa del semiciclo debido a la inductancia de carga, haciendo el voltaje de carga negativo, y será conmutado cuando el SCR1' sea encendido. El voltaje de carga nuevamente será positivo. Al comienzo del siguiente semiciclo de la salida, cuando los SCR's 2 y 2' son activados, el SCR1' estará aún conduciendo en el semiciclo negativo, y así, los SCR's del grupo negativo, estando polarizados inversamente, no encenderán. Se asume que todos los SCR's son activados por un pulso único, por tanto, ningún voltaje aparecerá a través de la carga después de que el SCR1 sea apagado por conmutación natural.

La carga logrará mantenerse como un circuito abierto para una duración máxima de una mitad del periodo de entrada. Así, las formas de onda en el voltaje de carga adquirirán cierta distorsión. Esto puede verse fácilmente en el circuito mostrado en la figura 32. La distorsión y el voltaje de salida se incrementarán conforme el factor de potencia de la carga decrece.

Para obtener formas de onda de voltaje de salida simétricas, la frecuencia de salida tiene que ser un submúltiplo íntegro de la frecuencia de entrada. Fuera de eso, en suma con el corto circuito periódico, la distorsión de la forma de onda se verá afectada posiblemente por la saturación del transformador de entrada debido a las corrientes asimétricas y a la generación de componentes de la frecuencia de pulsación. Por estas razones, los cicloconvertidores son usados para producir muy bajas frecuencias de salida de tal manera que la duración del corto circuito y del circuito abierto se vuelva una pequeña porción del periodo total de salida. Así, la frecuencia de salida más grande usando cicloconvertidores está limitada a un tercio de la frecuencia de en-

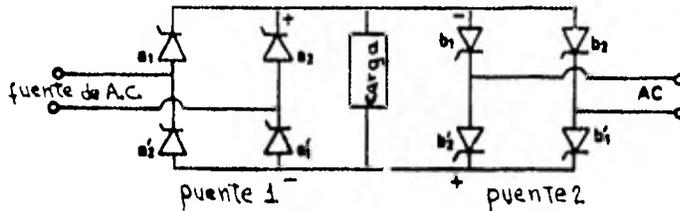
trada. El control de la potencia de salida se logra al cambiar los ángulos de disparo de los SCR's.

Un método simple para mejorar las formas de onda de voltaje de salida, cuando la frecuencia de salida es un tercio de la frecuencia de entrada es conectar los SCR's 1' y 2' a un tap más elevado sobre el devanado secundario del transformador de entrada. Esto es, el voltaje entre OQ es el doble con relación al voltaje OP (figura 32). Las formas de onda de voltaje de salida resultantes del cicloconvertidor con una carga resistiva y un ángulo de disparo cero se muestran en la figura 33.b.

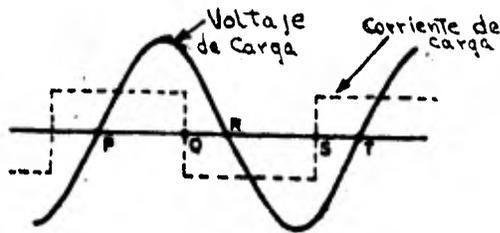
Configuración Puente.

El transformador de entrada con tap central no será necesario si se usa la configuración puente mostrada en la figura 34.a. Aquí, dos puentes monofásicos completamente controlados, se conectan en dirección opuesta. El puente 1 producirá corriente de carga positiva, y cuando el puente 2 conduce, la corriente de carga se invertirá. Los dos puentes no deberán conducir al mismo tiempo, ya que esto produciría un corto circuito en la entrada. Cuando la corriente de carga es positiva, los pulsos de encendido para los SCR's del puente 2 serán inhibidos y el puente 1 será activado. Similarmente, cuando la corriente de carga se invierte, el puente 2 será activado y los pulsos de encendido no serán aplicados a los SCR's en el puente 1.

Los ángulos de disparo de los SCR's en los dos puentes, se mantienen igual, de tal forma que el voltaje a la salida sea simétrico. Para cargas resistivas, los SCR's están sometidos a conmutación natural y producen una operación de corriente discontinua. Para cargas inductivas, la conmutación de línea puede llevarse a cabo y la corriente de carga puede ser continua. Como para cargas inductivas los SCR's conducen para una duración mayor que $(\pi - \alpha)$ en cada semiciclo de la entrada el voltaje de salida se volverá negativo, como se muestra en la figura 33.a, durante cada semiciclo positivo de la salida. Los diodos de libre manejo no pueden ser usados a través de la carga para interrumpir las excursions del voltaje de salida, pues este voltaje es de A.C. Los puentes semicontrolados tampoco permiten que el voltaje de carga se vuelva negativo debido a la acción interna de libre manejo. Sin embargo, estos puentes-



a) Diagrama esquemático.



b) Formas de onda de voltaje y corriente.

Figura 34. Configuración puente para un cicloconvertidor.

no pueden ser usados ya que ellos no operan en el modo invertido. Sin embargo, cada modo de operación es esencial para cicloconvertidores alimentando una carga inductiva.

Para las formas de onda de salida mostradas en la figura 34.b, el voltaje de carga es aproximadamente una onda rectangular, asumiéndose que la carga es inductiva. Como los pulsos de disparo son controlados por medio de la corriente de carga, el puente 1 puede conducir solamente durante el intervalo PR, y el puente 2 durante el intervalo RT de P a Q. Ambos, el voltaje y la corriente, son positivos, y por tanto el puente 1 operará como un rectificador con un ángulo de encendido α . En Q, el voltaje de carga se invertirá. Como la corriente de carga será positiva aún, el puente 2 no será activado. Por lo tanto, para generar un voltaje de carga negativo con una corriente positiva, el puente 1 debe operar en el modo invertido con un ángulo de encendido $(\pi - \alpha)$ tal que el voltaje de carga negativo sea igual en magnitud al voltaje de carga positivo. En R, la corriente de carga se invertirá debido a que el voltaje ne-

gativo aplicado en el puente 2 y en la carga recibirá los pulsos de disparo. - Como los SCR's son disparados a intervalos discretos (al final de cada semiciclo de la entrada), ésto es un valor bastante aproximado al tiempo en que la corriente de carga ha invertido su polaridad, para que el encendido de los SCR's en el puente 2 para el primer semiciclo pueda presentarse. Así, la carga será un circuito abierto hasta que el siguiente pulso de encendido sea aplicado al puente 2. Si la frecuencia de salida es baja, la condición de duración del circuito abierto para la carga será una fracción muy pequeña del periodo de salida. Esta condición no está presente en la figura 34.b y obliga una inversión inmediata de la corriente de carga para fluir a través del puente 2. - Entre R y S, el puente 2 operará como un rectificador con un ángulo de encendido α . En S el voltaje se invertirá y la corriente será negativa. Así, el puente 1 no será activado y el puente 2 operará en el modo inverso con un ángulo de encendido de $(\pi - \alpha)$. La siguiente lógica será utilizada en el control del encendido de los SCR's:

	Puente 1	Puente 2
Voltaje de carga positivo, corriente de carga positiva o cero.	ángulo de encendido α .	no enciende.
Voltaje de carga negativo, corriente de carga positiva.	ángulo de encendido $(\pi - \alpha)$.	no enciende.
Voltaje de carga negativo, corriente de carga negativa o cero.	no enciende.	ángulo de encendido α .
Voltaje de carga positivo, corriente de carga negativa.	no enciende.	ángulo de encendido $(\pi - \alpha)$.

Con esta lógica, los cortocircuitos periódicos sobre la entrada -- (la cual toma lugar cuando la frecuencia de salida no es submúltiplo de la frecuencia de entrada) son evitados por medio del encendido de los puentes que están controlados por la corriente. Todos los SCR's pertenecientes a un grupo o puente son disparados simultáneamente, pero solamente dos de ellos conducirán al mismo tiempo. Así, cuando el puente 1 está conduciendo, los SCR's en el --- puente 2 no reciben ningún pulso de disparo. Este tipo de control es conocido como esquema de no circulación de corriente, debido a que solamente un puente conduce en un tiempo y no hay circulación de corriente entre los puentes. La única desventaja de este esquema es el tiempo muerto durante el intercambio de corriente, cuando el segundo puente no conduce inmediatamente, y la carga estará en circuito abierto para una duración máxima de un medio ciclo de la onda de entrada.

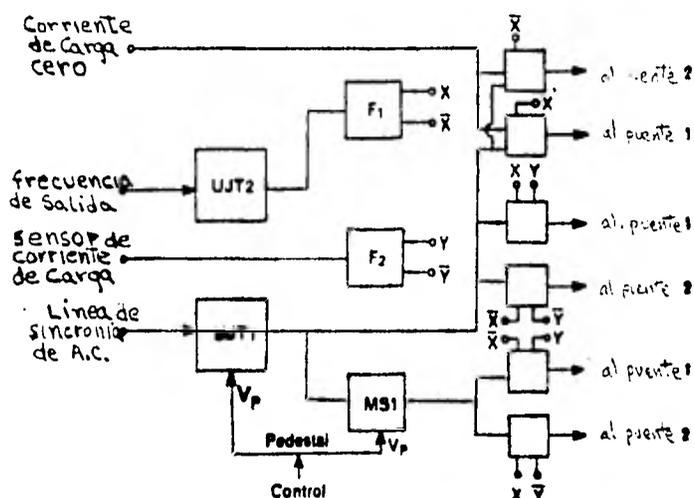
Circuito de Control.

La figura 35.a muestra el diagrama de bloques de un circuito de -- control para el disparo de los SCR's contenidos en el puente cicloconvertidor. El UJT1 es un oscilador de relajación cuya frecuencia de salida está sincronizada con la frecuencia de alimentación de A.C.

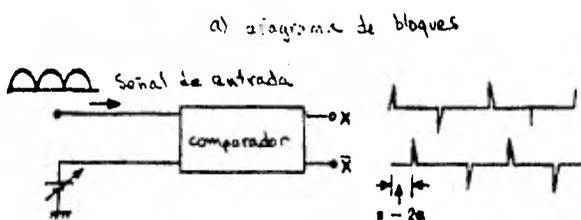
Esto produce un pulso en todo el semiciclo de la entrada. El ángulo de encendido α de cada pulso puede cambiarse variando el voltaje de control de pedestal V_p . El valor máximo de α está limitado a $\pi/2$. MS1 es un circuito monoestable de anchura variable el cual maneja los pulsos provenientes del UJT y produce pulsos de salida con un retraso de $(\pi - 2\alpha)$. El voltaje de control de pedestal V_p es usado también para controlar el retraso producido por el MS1 tal que el ángulo de fase entre los pulsos del UJT1 y del MS1 sea $(\pi - 2\alpha)$.

El circuito mostrado en la figura 35.b puede ser también usado para producir dos pulsos diferenciando ambos en un ángulo $(\pi - 2\alpha)$ si el ángulo de encendido α es menor que $\pi/2$. Aquí, un rectificador de señal senoidal, el --- cual está en fase con el voltaje de entrada del cicloconvertidor, es comparado con un voltaje de D.C. Las salidas del comparador son diferenciadas para producir dos trenes de pulsos con una diferencia de fase de $\pi - 2\alpha$. El ángulo de encendido α es variado al cambiar el voltaje de D.C.

Los dos trenes de pulsos producidos por los circuitos anteriormente mencionados, están apropiadamente aplicados a los SCR's en cada puente por medio de 6 compuertas lógicas (figura 35.a). Cada compuerta permite el paso de los pulsos si las dos entradas son positivas. El UJT2 es otro oscilador de re-



a) Diagrama de bloques.

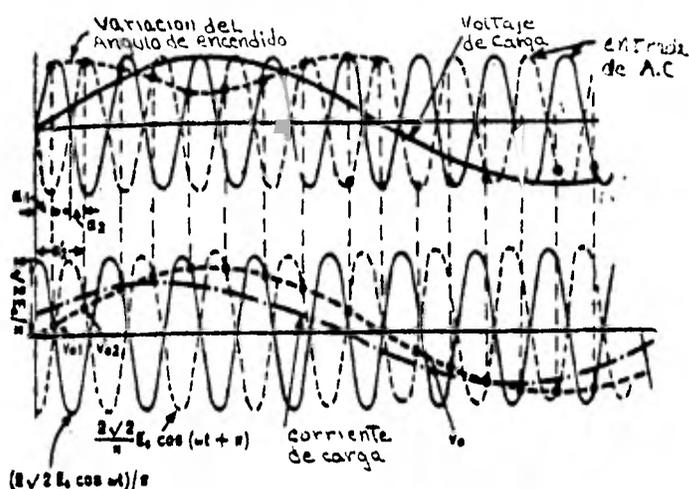


b). Circuito generador de pulsos.

Figura 35. Circuito de control para un cicloconvertidor.

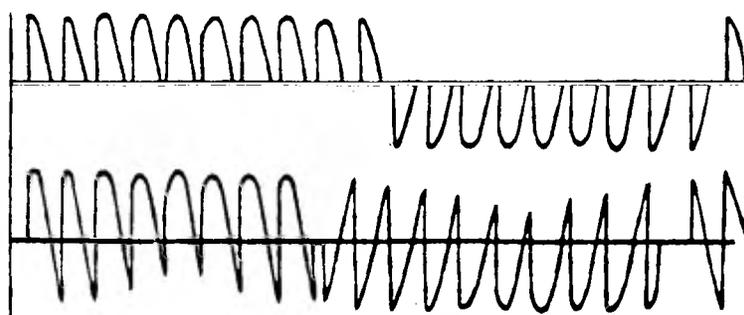
lajación cuya frecuencia es el doble de la frecuencia de salida deseada. Este maneja a un flip-flop F1 cuyas salidas complementarias X y \bar{X} son usadas como entradas a las compuertas lógicas. Durante el periodo de voltaje de carga positivo, X será positiva y, en el semiciclo negativo de voltaje de carga, \bar{X} será positiva. Similarmente, F2 es otro flip-flop el cual es manejado por un sensor

un ángulo $\pi - \alpha$ (punto R), los SCR's a_1 y a'_1 se polarizarán en inversa y se apagarán. Debido al voltaje negativo que aparece através de la carga, la co----



b) Formas de onda de voltaje.

c) Voltajes de control.



d) Voltaje de carga (resistiva).

e) Voltaje de carga (reactiva).

Figura 36. Voltaje de salida del cicloconvertidor.

Corriente de carga decrecerá e irá a cero en el punto S. Después de esto, los pulsos serán aplicados al puente 2. Si el punto S ocurre entre S' y T, entonces los SCR's b_2 y b'_2 serán encendidos en T y la corriente de carga se invertirá como se muestra en la figura 36. Si el punto S ocurre después de T, enton--

ces los SCR's b_2 y b'_2 no serán disparados durante este semiciclo y la corriente continuará hasta ser cero en el siguiente pulso de encendido de los SCR's b_1 y b'_1 en el punto U.

Mejoras al Circuito del Cicloconvertidor.

En la figura 36.b se muestra un método para controlar el ángulo de encendido α para los SCR's en cada puente que permite reducir la distorsión -- por armónicas en el voltaje de carga de salida. La variación de α en cada medio ciclo se aproxima a una función coseno de una frecuencia que es el doble -- de la frecuencia de salida, tal como lo muestra la línea punteada. El controlador requerido para lograr este tipo de variación en α usa un comparador en lugar del oscilador de relajación UJT. Este dispositivo compara las magnitudes-- instantáneas de la fase reemplazada del voltaje de A.C. e_1 , con un valor pico- $2\sqrt{2}E_s/\pi$ (donde E_s es el valor RMS del voltaje de entrada al puente) y la señal senoidal v_o de valor pico $2v_o$ y frecuencia de salida ω_o . Un pulso de salida es generado por el comparador cuando v_o es más grande que e_1 . Este pulso es usado para encender los SCR's a_1 y a'_1 en el puente 1 mostrado en la figura 34. a. Otro comparador con señal e_1 invertida en polaridad se usa para disparar -- los SCR's a_2 y a'_2 . Un esquema de control similar se usa para disparar los ---- SCR's en el puente 2. Sin embargo, para este controlador, la señal v_o se in---- vierte antes de aplicarse a los comparadores. Los pulsos de salida de los comparadores son usados para encender los SCR's b_1 y b'_1 , b_2 y b'_2 .

La señal v_o es proporcional y está en fase con el voltaje de carga. Esto se muestra en la figura 36.c con líneas punteadas. El ángulo de disparo de cada SCR debe ajustarse de modo que, asumiendo conducción continua, el -- voltaje promedio de la salida debido a cada medio ciclo de entrada será igual al valor instantáneo del voltaje a la salida deseado. Entonces, el ángulo de -- disparo α_1 en el primer medio ciclo estará dado por:

$$v_{o1} = \sqrt{2} V_o \text{ sen } \omega_o t_1 = (2\sqrt{2}/\pi) E_s \cos \alpha_1$$

similarmente, para el segundo medio ciclo,

$$v_{o2} = \sqrt{2} V_o \text{ sen } \omega_o t_2 = (2\sqrt{2}/\pi) E_s \cos \alpha'_2$$

donde:

$$\alpha'_2 = \alpha_2 + \pi$$

En estas ecuaciones V_o y E_s son los valores RMS del voltaje de control y del voltaje a la entrada respectivamente.

Para el circuito puente mostrado en la figura 34, la ecuación para v_{o1} dá el ángulo de disparo para los SCR's a_1 y a'_1 , y la ecuación para v_{o2} dá el ángulo de disparo para los SCR's a_2 y a'_2 . Cuando el voltaje en la carga se invierte y la polaridad de la corriente permanece igual, las ecuaciones para v_{o1} y v_{o2} automáticamente darán los ángulo de disparo requeridos, lo cual resulta en la operación inversora del puente 1. Cuando la corriente en la carga se invierte, los pulsos a la compuerta 1 se remueven y se aplican al puente 2. La ecuación para v_{o1} se usa para obtener el ángulo de disparo para los SCR's b_1 y b'_1 y la ecuación para v_{o2} para el ángulo de disparo de los SCR's b_2 y b'_2 .

El método para obtener los ángulos α_1 y α_2 se muestra en la figura 36.c. Cuando el valor instantáneo de v_o es igual a $(2\sqrt{2} E_s \cos \omega t)/\pi$, un pulso de disparo será generado. Evidentemente este pulso será generado en medios ciclos alternos y se dispararán los SCR's a_1 y a'_1 . Los comparadores discutidos anteriormente se pueden usar para generar los pulsos. Los ángulos de disparo serán:

$$\alpha_1 = \cos^{-1} ((v_{o1} \pi) / (2\sqrt{2} E_s)),$$

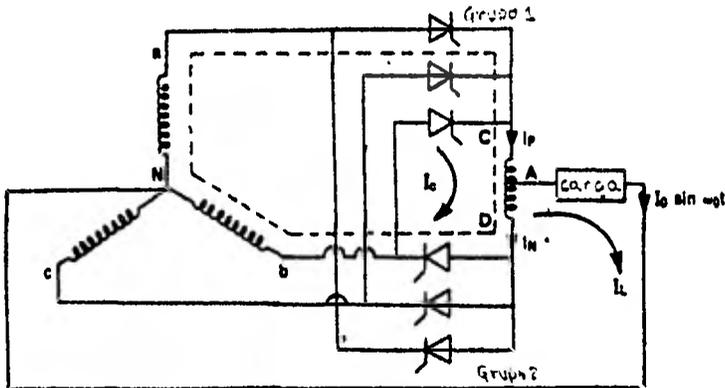
$$\alpha'_3 = \cos^{-1} ((v_{o3} \pi) / (2\sqrt{2} E_s)) + 2\pi,$$

$$\alpha'_5 = \cos^{-1} ((v_{o5} \pi) / (2\sqrt{2} E_s)) + 4\pi,$$

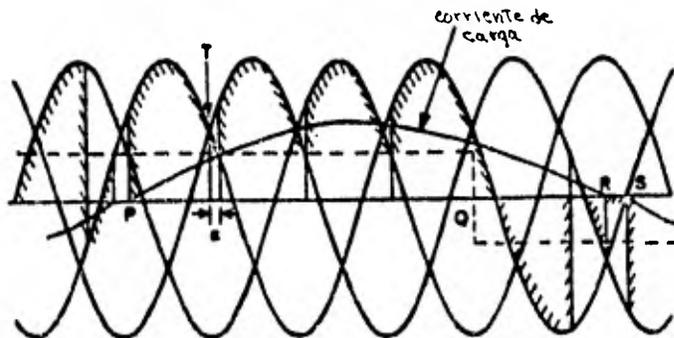
donde v_{o1} , v_{o3} y v_{o5} son los valores instantáneos del voltaje de control en los instantes de disparo. Similarmente, los ángulos de disparo α'_2 y α'_4 para los SCR's a_2 y a'_2 , pueden ser obtenidos al comparar los valores instantáneos de la señal de control con $(-2\sqrt{2}/\pi) E_s \cos \omega t$, donde ω es la frecuencia de -

entrada. Se puede ver que la amplitud del voltaje de salida en la carga puede ser controlado al variar V_o , y es máximo cuando V_o es igual a $2E_s/\pi$. Las figuras 36.d y 36.e muestran las formas de onda de voltaje a la salida para dos condiciones de carga. La figura 36.d, muestra un ejemplo para carga resistiva y cada SCR conmuta en forma natural. En la figura 36.e, la carga es reactiva y produce corrientes continuas de modo que los SCR's conmutan por conmutación de línea y el voltaje a la salida es aproximadamente senoidal.

Otro método conveniente de mejorar la forma de onda de voltaje a la salida es usar una entrada trifásica. La figura 37.a muestra el diagrama es



a) Circuito trifásico de media onda.



b) Formas de onda.

Figura 37. Cicloconvertidor.

quemático para el circuito trifásico de media onda usando tap central. Los grupos 1 y 2 de SCR's operan del modo rectificador e inversor dependiendo de la polaridad de la corriente de carga. La figura 37.b muestra la forma de onda de voltaje a la salida para un ángulo de disparo fijo α .

Usos del Cicloconvertidor.

Los cicloconvertidores pueden ser utilizados para controlar la velocidad de motores de A.C. en donde se requiere una fuente de frecuencia variable. Debido a que se usa conmutación de línea, los componentes requeridos para conmutación en los inversores, no son necesarios.

La conversión es directamente desde A.C. a A.C., sin ningún módulo intermedio de D.C. Por tanto la eficiencia total es alta. Solamente frecuencias bajas son posibles con cicloconvertidores, y por lo tanto son ideales para usarse en control de velocidad de motores de A.C. en el rango subsíncrono. La frecuencia máxima de salida está limitada a un tercio de la frecuencia de entrada para evitar distorsión. En bajas frecuencias, la forma de onda de voltaje a la salida será mejor que la que se obtiene directamente de un puente inversor por conmutación forzada. Por tanto, los cicloconvertidores son recomendados para tracción eléctrica.

CAPITULO VI. DISEÑO DE UN CIRCUITO INVERSOR PARA
CONTROLAR LA VELOCIDAD DE UN MO-
TOR DE CORRIENTE
ALTERNA.

Uno de los objetivos de esta tesis, consiste en el diseño de un -- prototipo de inversor que controlará la velocidad de un motor monofásico de co rriente alterna, a un voltaje de 120 volts y una corriente de 250 miliamperes-- como valores nominales. Será en este capitulo en donde trataremos tal proble-- ma.

Aunque en este caso se está particularizando en los valores nomina les del motor que es manejado por el inversor, éste en un momento dado podrá -- manejar un motor cuya corriente sea hasta de 6 A., únicamente cambiando los va lores de los componentes de conmutación.

Del grupo de inversores estáticos se eligió el inversor tipo puen te con conmutación paralela, es decir, un inversor cuyos componentes de conmu tación están en paralelo con la carga; además, no se ve afectado su funciona-- miento al haber cambios de corriente en la carga. Este tipo de inversor puede-- manejar cargas resistivas e inductivas.

El prototipo consta de tres partes principales:

a) Circuito de control. Este circuito se encarga de producir los - pulsos que requieren los SCR's para su disparo de modo que el circuito inver-- sor opere correctamente.

b) Circuito de interfase. Este circuito tiene como fin el de aco-- plar el circuito de control con el circuito de potencia, amplificando los pul sos que van dirigidos a la compuerta de cada uno de los SCR's y, de esta mane ra, suministrar una corriente suficiente para el encendido seguro de los ----- SCR's.

c) Circuito puente. En sí, este es el circuito de potencia. Consta de cuatro SCR's y de los componentes de conmutación. Los SCR's se encargan de--

dar la potencia suficiente a la carga y a la vez, suministra la energía al capacitor para lograr una buena conmutación. Un diagrama esquemático mostrando solamente el circuito puente se muestra en la figura 38.

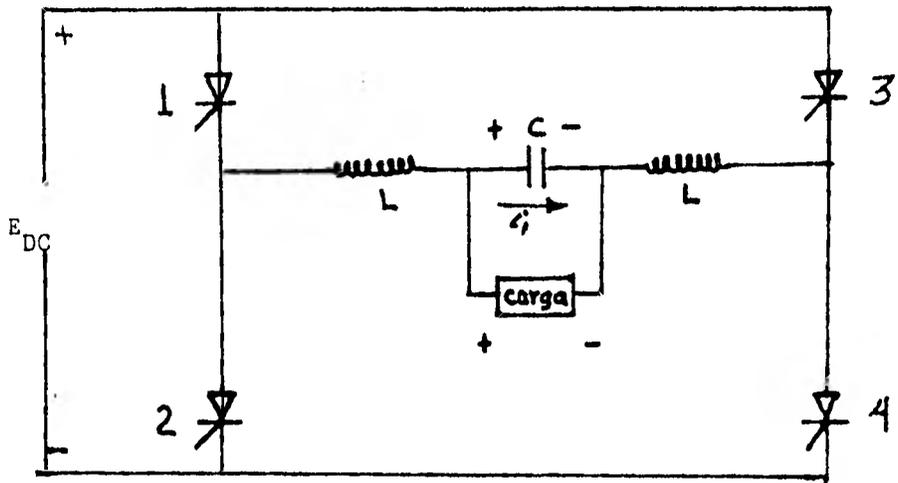


Figura 38. Circuito puente.

Para la correcta operación del inversor es necesario obtener pulsos tal como se muestra en la figura 39.a. En la figura 39.b, se muestra la forma de onda del circuito inversor sin carga. La secuencia de funcionamiento es la siguiente:

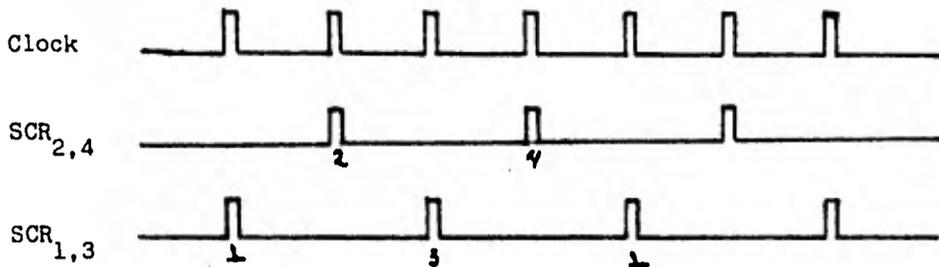
En el pulso número 1, se encienden los SCR's 1 y 4 y la corriente i_1 fluirá de izquierda a derecha en el capacitor, como se muestra en la figura 38. Además, el capacitor C se cargará a un voltaje máximo (mayor que el de la fuente) debido al efecto de la inductancia L en el circuito L-C. La polaridad de carga se muestra en la misma figura. Los SCR's 1 y 4 conducirán hasta que su corriente sea menor a la corriente de mantenimiento.

En el pulso número 2, se activan los SCR's 2 y 3, que conducirán la corriente que fluirá a través de la carga, pero ahora de derecha a izquierda, cambiando el sentido de la corriente que aparece en la carga y, consecuentemente, cambiando también la polaridad del capacitor C. Los SCR's 2 y 3 dejarán de conducir, al igual que los SCR's 1 y 4, cuando la corriente circulante-

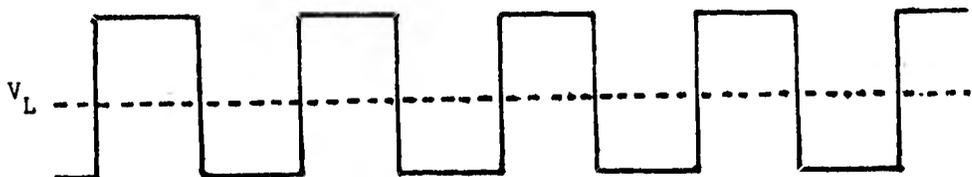
en ellos sea menor que la corriente de mantenimiento especificada por el fabricante.

En el pulso número 3, se vuelven a encender los SCR's 1 y 4, comenzando así un nuevo ciclo de operación del inversor.

Como se requiere variar la velocidad del motor de corriente alterna en un rango comprendido entre el 50% y el 100% de la velocidad nominal, la-



a) Diagramas de tiempo del circuito de control.



b) Forma de onda del circuito inversor sin carga.

Figura 39. Secuencia de pulsos.

frecuencia en la carga tendrá que comprender valores que estarán entre 60 y 30 Hz. Para cada ciclo o periodo de la onda de voltaje en la carga se necesitan dos pulsos, como se ve en la figura 39, es decir, un pulso para el semiciclo positivo y el otro para el semiciclo negativo. Debido a esto, surge la necesidad de diseñar un generador de pulsos que varíe al doble de la frecuencia en la carga, o sea que su frecuencia esté comprendida entre 120 y 60 Hz.

Para generar un tren de pulsos lo suficientemente reconocibles pa-

ra las compuertas de los SCR's, es necesario contar con un generador de pulsos confiable. De entre los generadores de pulsos que se conocen se eligió el UJT, por su versatilidad para variar la frecuencia.

Cálculo de los Componentes Requeridos Para un Generador de Pulsos Utilizando un UJT.

Para el circuito mostrado en la figura 40, la frecuencia de salida está dada por los elementos R_1 y C_1 .

Como la frecuencia que se pretende obtener variará entre 60 y 120-Hz, se obtendrán dos valores extremos para R_1 , uno para 60 Hz., y el otro para

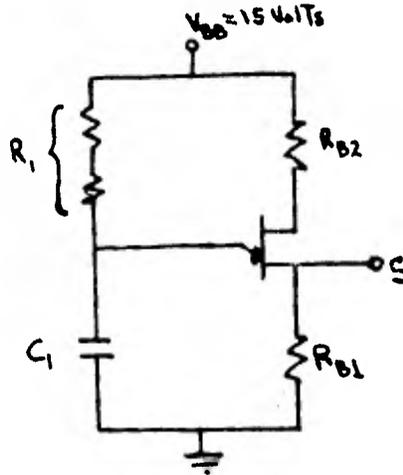


Figura 40. Oscilador de relajación con UJT.

120 Hz. R_1 es el elemento que comanda la frecuencia de salida deseada. Los valores de R_1 y C_1 se pueden obtener con la siguiente expresión:

$$T = R_1 C_1 \ln \left(\frac{1}{1 - \eta} \right) \dots\dots\dots 6.1$$

en donde: $T = 1/f$

f = frecuencia de salida de los pulsos.

η = valor intrínseco del UJT; generalmente se toma como 0.63.

para $T = 1/f = 1/120$, $\text{Ln}(1/(1 - 0.63)) = 0.9942$,

podemos tomar $C_1 = 0.22$ microfaradios, valor que permanecerá constante. Por lo que:

$$R_1 = \frac{1}{(120)(0.22 \times 10^{-6})(0.9942)}$$

$$R_1 \doteq 38 \text{ K } \Omega$$

para $T = 1/f = 1/60$:

$$R_1 = \frac{1}{(60)(0.22 \times 10^{-6})(0.9942)}$$

$$R_1 \doteq 76 \text{ K } \Omega$$

Cálculo de R_{B2} .

$$R_{B2} = \frac{10\ 000}{v_1} \quad (\Omega)$$

donde v_1 es igual al voltaje de alimentación y un valor intrínseco que, por lo general, se toma como 0.55. De esta manera:

$$R_{B2} = \frac{10\ 000}{(0.55)(15)}$$

$$R_{B2} \doteq 1.2 \text{ K } \Omega$$

Para R_{B1} existe la restricción de que debe ser menor a 100 Ω , además, está en función de la corriente de base uno (I_{b1}). Como es en uno de los extremos de esta resistencia en donde se toma el pulso de salida del UJT y el cual debe tener un valor pico de aproximadamente 5 volts para que pueda ser manejado por lógica TTL, se encontró que con un valor de resistencia de 56 Ω se satisfacía la condición anterior, por lo tanto:

$$R_{B1} = 56 \mu$$

La forma de onda del circuito de relajación presenta pulsos que --
tienen una forma inapropiada para ser tratados con lógica TTL, debido a que di-
cha forma presenta pulsos como los mostrados en la figura 41.a. Para que los -



Figura 41.a. Pulsos del UJT.

pulsos puedan ser reconocidos como "0" ó "1" lógicos, se diseñó un circuito --
con dos transistores (Q_1 y Q_2 en la figura 42) que trabajan en corte y satura-
ción, y que tienen la función de darle una forma apropiada a los pulsos de sa-
lida del circuito de relajación. La forma de tales pulsos se muestra en la fi-



Figura 41.b. Pulsos reformados.

gura 41.b.

Para lograr los pulsos requeridos según el diagrama de tiempos de-

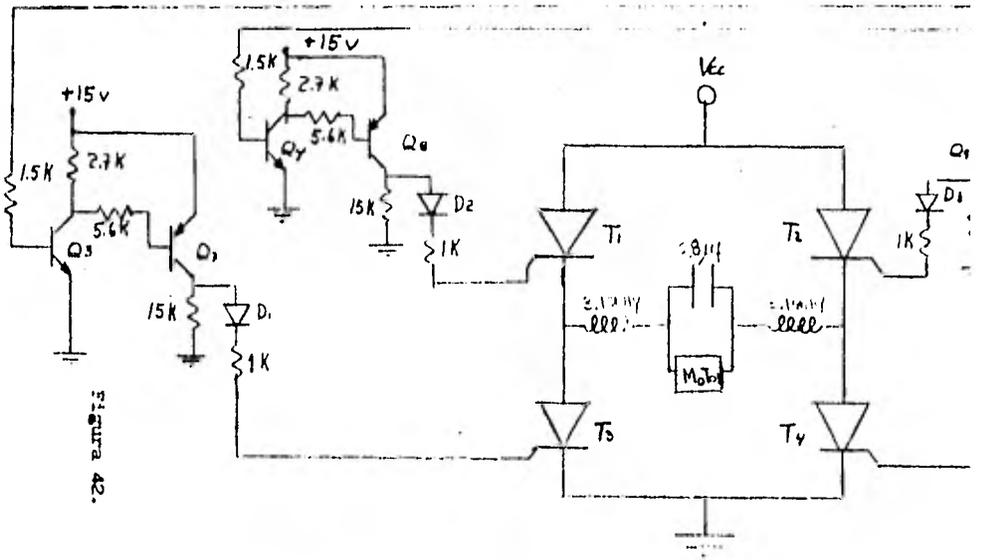
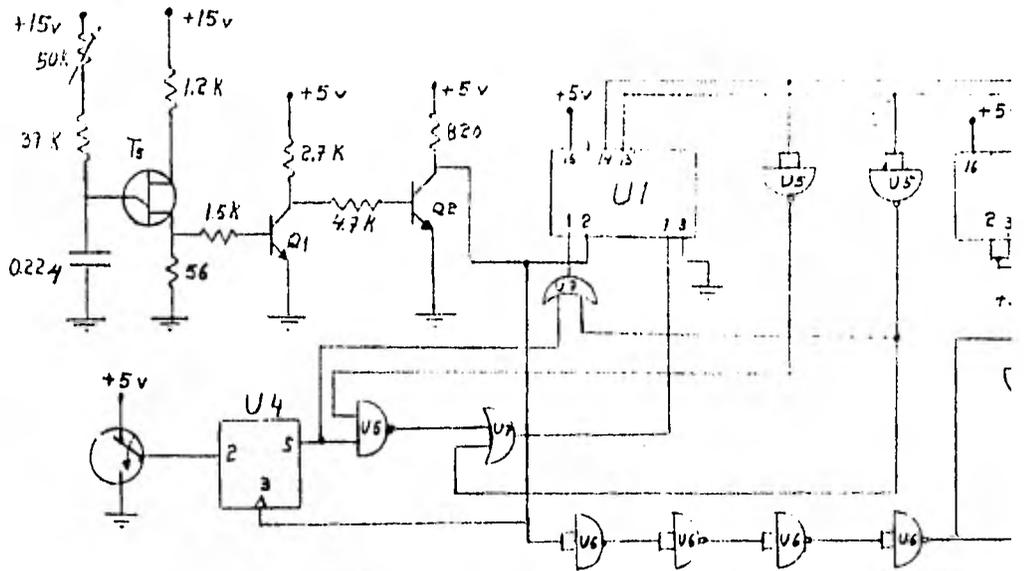


Figura 42.

la figura 39, es necesario seleccionar apropiadamente los pulsos recibidos del reloj, de tal manera que tengamos una salida cuya frecuencia sea la mitad de la frecuencia del UJT, y otra salida con frecuencia igual a la mitad de la frecuencia del UJT, pero defasada 180° con respecto de la otra salida. Para lograr este defasamiento, se emplea un contador que normalmente trabaja de 0 a 15.

Para nuestro caso diseñamos un circuito con lógica TTL, el cual actuará sobre la entrada "clear" y sobre la entrada "enable" del contador, de modo que en operación normal ("enable" = "1" lógico), el contador lleve a cabo la cuenta "00", "01" en sus salidas "A" y "B"; y que al aplicar una señal externa de "reset" aparezca un "0" lógico en la entrada "enable" en el momento en que las salidas del contador presenten la cuenta "10", permaneciendo indefinidamente en este estado, en el cual no existirá ninguna señal aplicada a las compuertas de los SCR's. Este estado se mantendrá hasta que la señal externa "reset" sea removida; en este instante se sincronizará el contador y volverá a empezar el ciclo normalmente.

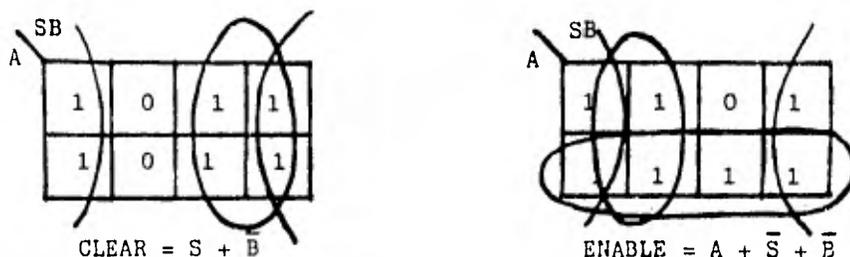
El diseño del sistema digital para controlar el contador es el siguiente:

Tabla de verdad para el control del contador:

S	B	A	CLEAR	ENABLE
0	0	0	1	1
0	0	1	1	1
0	1	0	0	1
0	1	1	0	1
1	0	0	1	1
1	0	1	1	1
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

donde S es la señal externa de "reset" y A y B son las salidas del contador.

Aplicando mapas de Karnaugh:



La implementación de las ecuaciones booleanas se realizó con compuertas TTL, como se muestra en la figura 42.

La señal S (reset), se obtiene por un switch de dos polos, un tiro, conectado a +5 volts y tierra. Ya que un switch mecánico produce señales que pueden ser interpretadas erróneamente, se utilizó un flip-flop para resolver tal problema y que además sincroniza la señal S con los pulsos del reloj-- (UJT).

Obtenidos ya los pulsos en las salidas A y B del contador, éstas se conectan a las entradas de los multiplexores (U_2 , U_3 , en la figura 42), en las patas 10 y 11.

Los multiplexores U_2 y U_3 han sido programados de modo que cuando en las salidas A y B del contador se tenga la cuenta "00", el multiplexor U_2 presente un estado alto ("1" lógico) en su salida (pata 5), y el multiplexor U_3 en esta cuenta presente un estado bajo ("0" lógico) en su salida. Cuando se presenta la cuenta "01", la salida del multiplexor U_2 presente un estado bajo y la salida del multiplexor U_3 presente un estado alto. De esta manera se consigue un defasamiento de 180° entre ambas señales. La salida de los multiplexo

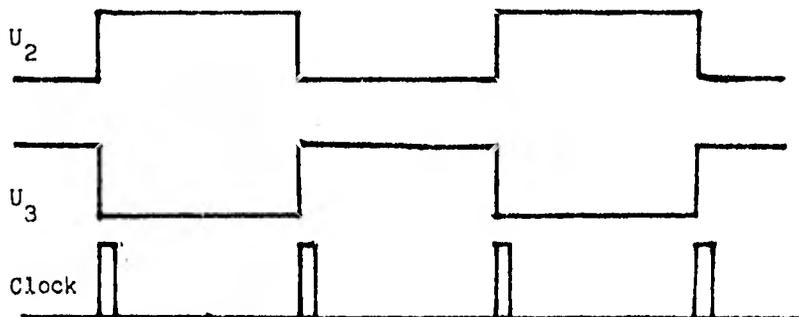


Figura 43. Forma de onda de los multiplexores.

res presentan una forma de onda cuadrada como se muestra en la figura 43.

Estas señales no pueden ser aplicadas a las compuertas de los SCR's, ya que generarían una potencia muy alta que dañaría a los mismos y además los SCR's no conmutarían.

Para evitar el problema anterior, se vió prácticamente que al hacer la operación lógica "AND" de la salida de los multiplexores con los pulsos retardados (U_6) del reloj, se obtenían los pulsos deseados.

Fué necesario el retraso de los pulsos ya que éstos estaban sincronizados con el flanco de subida y bajada de los multiplexores. Entonces, realizando la operación lógica "NOT" cuatro veces, se logro el retraso necesario para obtener los pulsos deseados en la compuerta de los SCR'S. Estos pulsos se muestran en la figura 44.

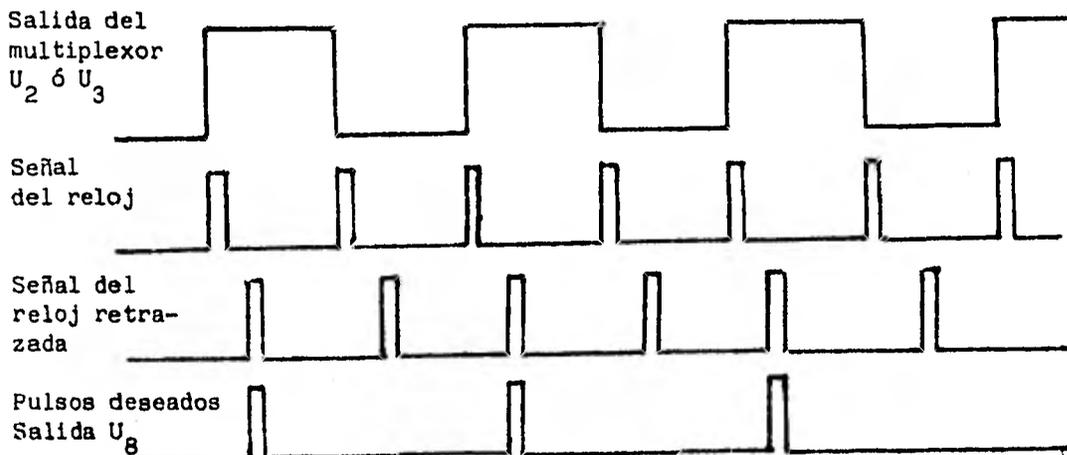


Figura 44. Diagrama de tiempo.

Los pulsos obtenidos a la salida de la compuerta "AND" (U_8), son pulsos con características TTL, es decir, son pulsos que tienen valores de voltaje y corriente muy bajos, de tal manera que si se conectaran directamente a las compuertas de los SCR's, éstos no lograrían dispararse. Por tanto fué necesario diseñar un circuito de interface para amplificar esta señal.

Circuito de Interface.

Este circuito consta de dos transistores, uno NPN y otro PNP, los cuales operan en las regiones de corte y saturación, y su función es la de suministrar el voltaje y la corriente necesarios para disparar a los SCR's. Se emplea un circuito de interfase para cada SCR. Dicho circuito está conectado a la salida de las compuertas "AND" (U_8 en la figura 42). Recibe los pulsos de aproximadamente 4.8 volts y 2.6 miliamperes y luego los amplifica de la siguiente manera: al presentarse los pulsos, los transistores NPN (Q_3, Q_4, Q_5 y Q_6 en la figura 42) entrarán en saturación, obteniéndose un voltaje colector-emisor de 0.2 volts, el cual alimenta la base de cada uno de los transistores PNP --- (Q_7, Q_8, Q_9 y Q_{10}) saturándose éstos y obteniéndose en sus colectores pulsos de 14.8 volts que aseguran el disparo de los SCR's. Los diodos D_1, D_2, D_3 y D_4 impiden el regreso de corriente del circuito de potencia al circuito de interfase y además protegen a los transistores PNP cuando aparece el voltaje de alimentación a la carga de 110 volts. La resistencia de $1\text{ K}\Omega$ en serie con los diodos limitan la corriente de compuerta, evitando la destrucción de los ----- SCR's. Este análisis se realizó para un sólo pulso, tomando en cuenta que los demás pulsos se comportan de la misma manera.

Circuito Puente.

El circuito puente es el circuito de potencia el cual se encarga de suministrar el voltaje y la corriente necesaria a una frecuencia variable - (30 a 60 Hz.) a la carga. Este circuito emplea conmutación propia del tipo resonante paralelo.

El funcionamiento básico ya ha sido discutido en el capítulo IV de inversores, por lo que sólo se mencionarán particularidades del mismo.

Para una carga inductiva-resistiva de $L = 500\text{ mH}$. y $R = 50\Omega$, que es nuestro caso, y considerando que:

$$L/L_1 = 300; \quad R/(C/(2L_1))^{1/2} = 3 \text{ ó } 5;$$

obtendríamos un valor de capacitancia C sumamente alto. Por tanto al realizar prácticas experimentales se llegó a la conclusión de que el valor del capacitor a usar es de 28 microfadarios, ya que con este valor el circuito trabaja -

en forma aceptable. Se observó además que empleando valores mayores de capacitancia se tenía un exagerado consumo de potencia en los elementos de conmutación en relación con la potencia consumida en la carga. Otra cosa que se observó fué que para valores menores de 4 microfaradios había un calentamiento excesivo de los SCR's y el rango de variación de la frecuencia era aproximadamente de 10 Hz. (50 a 60 Hz.).

Resumiendo, los elementos de conmutación son:

L = 3.1 milihenrios.

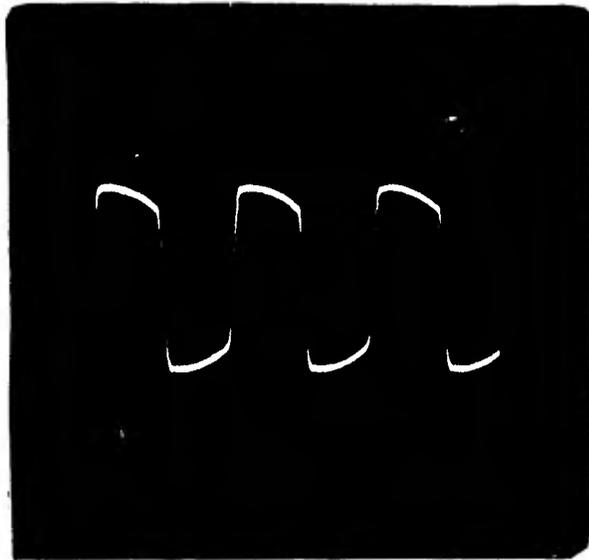
C = 28 microfaradios.

El SCR elegido fué el 2N6397, el cual generalmente se emplea en circuitos inversores debido a que su tiempo de recuperación es relativamente bajo. A continuación se dan las características de este SCR.

Voltaje pico de bloqueo en directa	400 volts.
Corriente ánodo-cátodo	12 amperes.
Corriente pico accidental en directa	100 amperes.
dv/dt	50 v/microsegundo.
Tiempo de conmutación t_q	de 15 a 35 microsegundos.
Tiempo de encendido	de 1 a 2 microsegundos.
Corriente de mantenimiento	40 miliamperes.
Voltaje de disparo aplicado a la compuerta	0.7 a 1.5 volts.
Corriente de disparo	30 miliamperes.

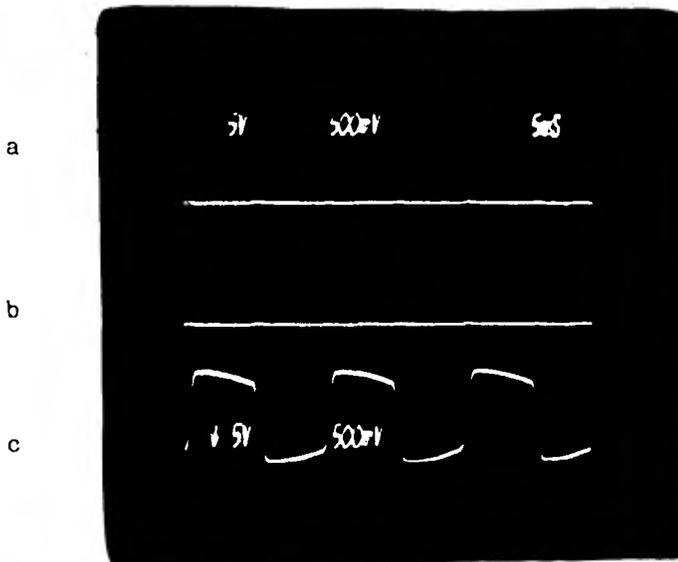
Se puede apreciar que el valor de voltaje y corriente nominales, así como la corriente pico están sobrados, ya que comercialmente no existen SCR's a valores de potencia menores. Esto influye desde el punto de vista económico, debido a que solamente es un prototipo y no se requieren mayores gastos, sin que se pierda el objetivo de este trabajo.

A continuación se presentan una serie de fotografías mostrando las formas de onda y diagramas de tiempo del circuito prototipo.



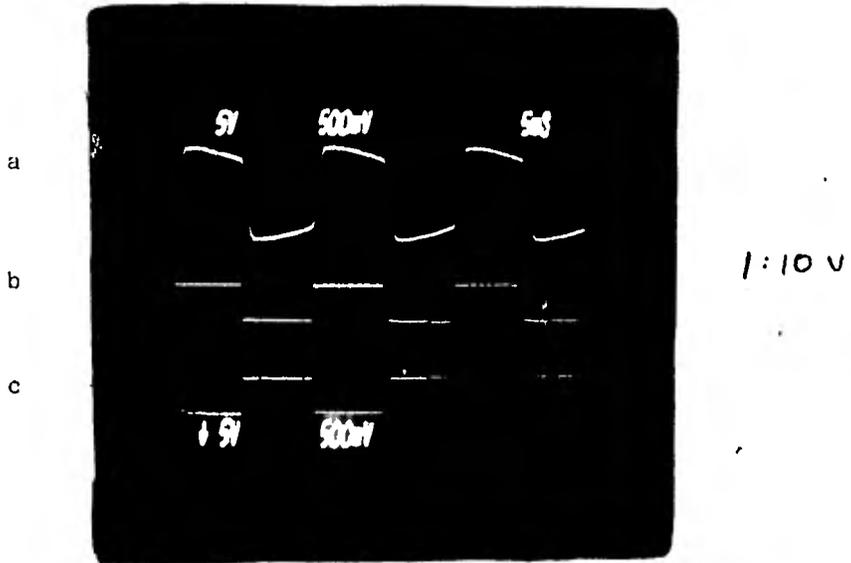
ATENUADOR
1: 10 VOLTS.

1.- Forma de onda de voltaje en la carga a una frecuencia de 60 Hz.

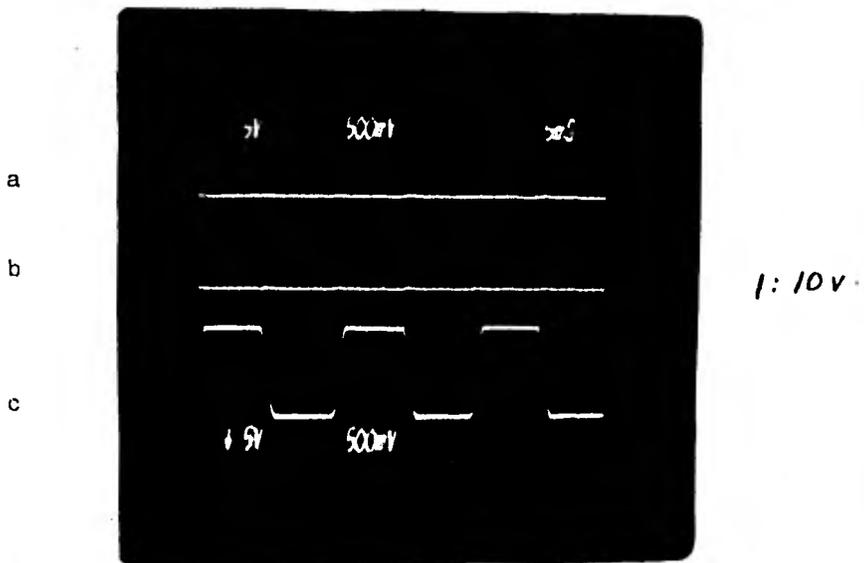


1: 10 V

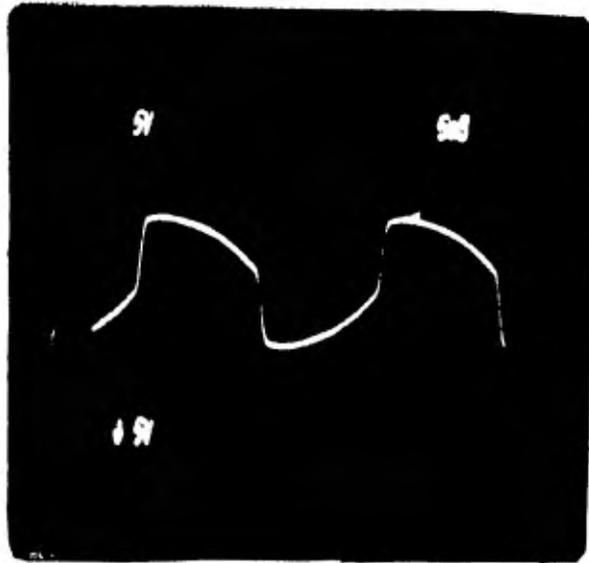
2.- a) y b), pulsos de disparo de los SCR's.
c) Voltaje en la carga.



3.- a) Voltaje en la carga.
b) y c); salida de los multiplexores.



4.- a) y b), pulsos defasados a la entrada de la interfase.
c) Forma de onda de voltaje sin carga.



5.- Forma de onda de voltaje en la carga con una frecuencia de 34 Hz.

APENDICE

Teoría Básica del Motor de Inducción Polifásico.

El motor de inducción tiene un embobinado de estator polifásico si métrico el cual está conectado a una alimentación de A.C. polifásica balanceada. La máquina de rotor devanado también tiene un embobinado polifásico en el rotor, y las terminales están conectadas a los anillos deslizantes, los cuales están usualmente en corto circuito.

En un motor jaula de ardilla, los conductores individuales del rotor están cortocircuitados a las terminales de los anillos. Así, el embobinado del rotor del motor de inducción no tiene conexión externa, y recibe su alimentación por inducción del estator. Las corrientes del estator establecen una on da de fuerza magnetomotriz (fmm) rotatoria, y esto produce una onda de flujo de amplitud constante con una velocidad rotatoria uniforme, moviéndose a través de un par de polos creado en cada ciclo de la frecuencia de alimentación. La velocidad de rotación del campo es por lo tanto: $\omega_1 = 2\pi f_1 / P$ (rad/seg) ó $N_1 = 60f_1 / P$ (revoluciones/minuto), donde P es el número de pares de polos en el estator y f_1 es la frecuencia de alimentación en ciclos/seg ó Hertz. Esta es la velocidad síncrona del motor de inducción.

Para una operación normal, el voltaje y la frecuencia de alimentación son constantes. Cuando la máquina está en reposo, el campo síncrono rotatorio induce fuerzas electromotrices de la misma frecuencia de alimentación en el rotor estacionario. Estas fuerzas electromotrices en el rotor están indicadas en la figura A.1, para una máquina de rotor de jaula de dos polos con un flujo de entrehierro girando en el sentido contrario de las manecillas del reloj.

Los conductores del rotor están cortocircuitados cada uno en sus terminales. Si el circuito es puramente resistivo, la corriente y la fem se distribuyen idénticamente.

La contribución de par de cada conductor es proporcional al producto de la corriente del conductor y de la densidad de flujo local. En la figura A.1a, el conductor del rotor con la corriente mayor apoyada en la región de al

ta densidad de flujo, contribuye a producir un par de sentido contrario a las manecillas del reloj; la dirección está indicada por las flechas. Estas son -- las condiciones óptimas para la producción de un par electromagnético. Si el -- circuito del rotor es puramente inductivo, el par resultante es cero, como indica la figura A.1b. En la práctica, el factor de potencia del rotor es siem--

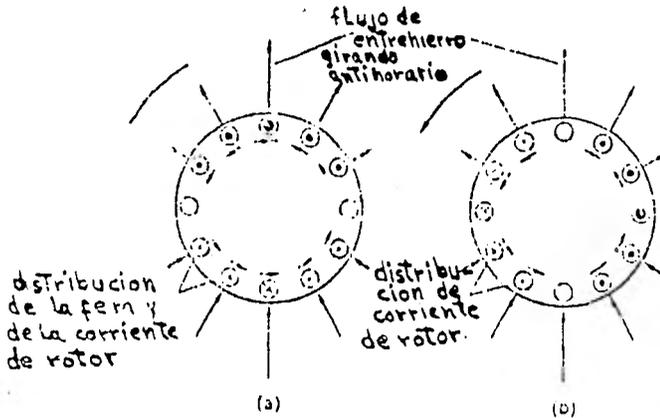


Figura A.1. Producción del par en un rotor de jaula de ardilla.
 a) Par máximo de rotor en un circuito de rotor puramente resistivo.
 b) Par de rotor en un circuito de rotor puramente inductivo.

pre mayor que cero, y por este motivo el par del motor es desarrollado a causa del movimiento del motor.

Asúmase que el motor está girando a una velocidad n , la cual es menor que la velocidad síncrona n_1 . La diferencia, $(n_1 - n)$, es llamada la velocidad de deslizamiento de la máquina y se expresa usualmente como una fracción de la velocidad síncrona para dar el deslizamiento fraccional, $s = (n_1 - n)/n_1$. Como el campo del entrehierro barre al rotor a una velocidad relativa de $(n_1 - n)$, la frecuencia del rotor está dada por:

$$f_2 = ((n_1 - n)/n_1) (f_1) = sf_1 \dots\dots\dots (I)$$

Para condiciones normales de carga, se puede considerar como una buena aproximación que el flujo del entrehierro es constante. La magnitud de la fuerza electromotriz del rotor es entonces proporcional al deslizamiento --

fraccional s . Si el rotor gira en sincronismo exacto con el campo de entrehierro, la fuerza electromotriz inducida es cero y el motor desarrolla un par igual a cero. En la práctica, aún sin carga, un pequeño par-motor es requerido para vencer el peso del embobinado y la fricción, y el motor corre a una velocidad ligeramente menor que la velocidad síncrona. Cuando la carga se aplica al eje del motor, la velocidad cae más abajo que la síncrona induciéndose en el rotor corrientes muy grandes. Esto permite el incremento del par necesario demandado por la carga. Cuando una corriente del rotor fluye, el estator se induce una componente adicional de corriente. Al igual que en un transformador, esta corriente de estator neutraliza la fuerza magnetomotriz del rotor y deja el flujo resultante del entrehierro practicamente inalterable.

Características Par-Velocidad.

Asumiendo flujo constante en el entrehierro, la fuerza electromotriz del rotor es proporcional al deslizamiento fraccional y , en un circuito de rotor puramente resistivo, la corriente y el par son también proporcionales al deslizamiento. De esta forma, el motor de inducción tiene una característica propia par-velocidad, y la velocidad decrece linealmente al aumentarse el par de carga. Este análisis es válido para operación en bajo deslizamiento, cerca de la velocidad síncrona, en el momento que la frecuencia del rotor es de unos pocos Hertz. En estas bajas frecuencias la reactancia de flujo del rotor es despreciable, pero ésta viene a ser más significativa a medida que la velocidad decrece y la frecuencia f_2 de deslizamiento se incrementa. La corriente del rotor sufre una reducción como resultado del incremento de la impedancia del rotor y, además, la corriente se atrasa con respecto a la fuerza electromotriz por un ángulo de fase ϕ_2 en el circuito del rotor. En general, la corriente del rotor puede ser dividida en dos componentes, una componente en fase con la fuerza electromotriz del rotor y la otra componente atrasada a 90° . La corriente en fase tiene la distribución en el rotor como se muestra en la figura A.1a, y la corriente en cuadratura tiene la distribución de la figura A.1b. La última distribución no produce par resultante y, por tanto, la distribución de la figura A.1a representa la componente de par producida por la corriente del rotor. Así, de esta forma, si I_2 es la corriente R.M.S. en un

conductor del rotor y ϕ_2 es el ángulo de fase del rotor, el par electromagnético está determinado por la corriente en fase $I_2 \cos \phi_2$. El par rotor T es también proporcional al flujo del entrehierro por polo Φ , y por tanto $T = K \Phi I_2 \cos \phi_2$, donde K es una constante. Este análisis es también válido para máquinas de rotor devanado si I_2 es el valor R.M.S. de la corriente en fase con el rotor.

Circuito Equivalente.

El circuito equivalente del motor de inducción es muy similar al del transformador, ya que el motor de inducción es esencialmente un transformador con un secundario rotatorio. Al igual que en un transformador estático, la corriente del estator o primario establece un flujo mutuo, el cual enlaza el devanado secundario o rotor, y también un flujo de fuga, el cual solamente enlaza el devanado primario. Este flujo de fuga induce una fem primaria, la cual es proporcional a la razón de cambio de la corriente primaria, y su efecto puede ser representado por una reactancia de fuga en serie X_1 en cada fase del estator (figura A.2). R_1 es la resistencia del estator por fase y $R_1 + jX_1$

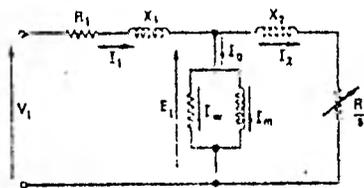


Figura A.2. Circuito equivalente del motor de inducción.

es la llamada impedancia de fuga del estator.

El flujo mutuo entre el entrehierro induce una frecuencia de deslizamiento en el rotor y suministra frecuencia para el estator. La caída de voltaje a través de la impedancia de fuga en el estator es la que causa la fem --

por fase en el estator, E_1 , y el flujo mutuo por polo $\bar{\Phi}$, para decrecer ligeramente cuando la carga es aplicada al motor. La corriente resultante I_1 se compone por la corriente de excitación y la componente de carga de corriente del estator la cual cancela la fmm debida a la corriente del rotor. La corriente de excitación I_o consiste de las componentes de las pérdidas en el cobre, I_m e I_w respectivamente.

Al obtener el circuito equivalente del motor, el devanado de fase o rotor jaula de ardilla se considera que es reemplazado por un devanado de rotor cortocircuitado equivalente, teniendo el mismo número de vueltas y el mismo embobinado del estator. Este es equivalente al procedimiento usado en el transformador para referir cantidades del secundario al primario. La fem inducida por fase del rotor es igual a la fem del estator, E_1 , y la frecuencia del rotor es igual a la frecuencia de alimentación, f_1 . Cuando el motor gira con un deslizamiento s , la fem del rotor, $E_2 = sE_1$, y la frecuencia del rotor es $f_2 = sf_1$. Si R_2 es la resistencia equivalente del rotor por fase, y X_2 es la reactancia de fuga del rotor en condiciones estáticas, entonces la corriente de rotor está dada por:

$$I_2 = \frac{E_2}{R_2 + jsX_2} = \frac{sE_1}{R_2 + jsX_2} \dots\dots\dots (II)$$

y por lo tanto:

$$I_2 = \frac{E_1}{(R_2/s) + jX_2} \dots\dots\dots (III)$$

En la ecuación (II), todas las cantidades del rotor están a la frecuencia de deslizamiento, pero en la ecuación (III) están a la frecuencia de alimentación. Esto muestra que la corriente de rotor I_2 no se altera en magnitud si el rotor es llevado a bloqueo, y la resistencia se incrementa desde R_2 hasta R_2/s . El circuito equivalente de rotor puede por tanto ser unido directamente al circuito del estator, como se muestra en la figura A.2, para dar el circuito equivalente completo para una fase del motor.

Ecuación de Par.

A un deslizamiento s las pérdidas en el rotor en el circuito equivalente son $I_2^2 R_2 / s$ watts/fase considerando que las pérdidas en el cobre del rotor son $I_2^2 R_2$ watts/fase. La pérdida adicional de potencia en el circuito equivalente es el equivalente eléctrico de la potencia de salida mecánica del motor. Si P_{mec} denota la potencia de salida mecánica bruta, incluyendo pérdidas por fricción, entonces:

$$P_{mec} = m_1 (I_2^2 R_2 / s) - (I_2^2 R_2)$$

$$= m_1 I_2^2 R_2 ((1 - s) / s)$$

donde m_1 es el número de fases del estator.

Si ω es la velocidad angular mecánica del rotor y T es el par electromagnético:

$$T \omega = m_1 I_2^2 R_2 ((1 - s) / s)$$

$$T = m_1 I_2^2 R_2 ((1 - s) / s \omega)$$

Este es el par-motor interno, el cual es más grande que el par útil en la flecha del motor por la cantidad requerida para vencer el par de fricción.

Debido a que la velocidad angular síncrona está dada por $\omega_1 = 2\pi f_1 / P$, la ecuación del par puede ser escrita como:

$$T = \frac{m_1 I_2^2 R_2}{s \omega_1} \dots \dots \dots (IV)$$

ó

$$T = \frac{P m_1}{2 f_1} (I_2)^2 \frac{R_2}{s} \dots \dots \dots (V)$$

División de Potencia en el Motor.

Como se ve del circuito equivalente, la potencia eléctrica total -

de entrada al rotor a través del entrehierro desde el estator es:

$$P_{ag} = m_1 I_2^2 R_2 / s \dots\dots\dots (VI)$$

Esta potencia está dividida en la potencia mecánica de salida P_{mec} y las pérdidas en el cobre P_2 . De esta forma:

$$P_{ag} = P_{mec} + P_2$$

donde: $P_{mec} = T \omega$

y $P_2 = m_1 I_2^2 R_2$

combinando las ecuaciones (IV) y (VI):

$$P_{ag} = T \omega_1 \dots\dots\dots (VII)$$

y por tanto la potencia total eléctrica de entrada al motor es igual al par mecánico interno multiplicado por la velocidad angular síncrona.

BIBLIOGRAFIA

- Kosow I.L. "Control Electric Machine"
Prentice-Hall, Inc, Englewood cliffs, 1976.
- Murphy J. M. D. "Thyristor Control of A.C. Motors"
Pergamon Press, 1973.
- Ramamoorty M. "An Introduction to Thyristor and Their Applications"
Mac'Millan Press Limited 1978.
- General Electric C. O. "General Electric SCR Manual"
firts Editions, Electronics Park, Syracuse, N.Y. 1972.
- S. A. Nasar and L. E. Unnewehr "Electromechanics and Electric -
Machines" John Wiley, 1979.