

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

“ARAGON”

APUNTES DE: ELECTRONICA DE POTENCIA

T E S I S

Que para obtener el Título de:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P r e s e n t a

JOSE LUIS MORALES JUAREZ

San Juan de Aragón, Edo. de Méx.

1994

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

A MIS PADRES:

Alejandro Morales Méndez y Virginia Juárez Valencia quienes pasaron muchas penurias para que llegara a ser un profesionista. A ellos muchas gracias.

A MIS HERMANOS:

Heladio, Juan, Alejandro, Genaro, Florencio y Carlos quienes siempre me brindaron su apoyo para continuar adelante.

A Bertha y Guadalupe quienes son dos de las personas que significan más para mí.

A mis sobrinos Alma Rosa, Norma Edith, Dulce Alejandra Lucero Anahó, Denizli Alejandra, Omar Alejandro y Jessica Alejandra quienes son lo más hermoso y preciado que tengo y que son el incentivo para seguir adelante.

Al Ing. Benito Zúñiga Villegas quien me brindó su apoyo desde el inicio del presente trabajo.

A todos mis compañeros quienes me brindaron su apoyo incondicional y desinteresado.

A todas las personas que me apoyaron en la realización del presente trabajo.

PRESENTACION		v
CAPITULO 1 INTRODUCCION		
1.1	DEFINICION Y UBICACION DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA	1
1.2	CIRCUITOS CON INTERRUPTORES IDEALES Y DIFERENTES CARGAS	7
1.3	CIRCUITOS CON DIODO VOLANTE	38
CAPITULO 2 DISPOSITIVOS ELECTRONICOS DE CONTROL DE POTENCIA		
2.1	CARACTERISTICAS DEL DIODO DE POTENCIA	49
2.2	CARACTERISTICAS Y FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR DE POTENCIA PARA CONMUTACION	53
2.3	CARACTERISTICAS Y FUNCIONAMIENTO DE LOS TIRISTORES: EL SCR, EL TRIAC, EL GTO	61
2.4	LIMITACIONES Y PROTECCIONES DE LOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA	85
CAPITULO 3 CIRCUITOS DE CONMUTACION NATURAL		
3.1	CONTROL DE FASE: PRINCIPIOS, CIRCUITOS BASICOS, APLICACIONES	101
3.2	RECTIFICADORES: MONOFASICOS, TRIFASICOS, MIXTOS	122
3.3	CICLOCONVERTIDORES: DEFINICION, PRINCIPIO DE OPERACION, CARACTERISTICAS, CIRCUITOS COMUNES	152
CAPITULO 4 CIRCUITOS DE CONMUTACION FORZADA		
4.1	TROCEADORES: PRINCIPIO DE OPERACION, CIRCUITOS DE BLOQUEO, EL TROCEADORPR SERIE, EL TROCEADOR PARALELO	161
4.2	INVERSORES: PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO, EL INVERSOR SERIE, EL INVERSOR PARALELO, EL INVERSOR DE MCMURRAY	181
		iii

4.3 CICLOINVERSORES: PRINCIPIO DE OPERACION, CIRCUITOS BASICOS	190
---	------------

CAPITULO 5 APLICACIONES

5.1 CIRCUITOS DE APLICACION A PROCESOS ELECTROQUIMICOS	196
5.2 CONTROL DE TEMPERATURA EN HORNOS	200
5.3 IMPULSORES DE MOTORES DE C. D.	204
5.4 IMPULSORES DE MOTORES DE C. A.	210
5.5 TRANSMISION DE CORRIENTE DIRECTA Y ALTO VOLTAJE	216
CONCLUSIONES	220
BIBLIOGRAFIA	223
GLOSARIO DE TERMINOS	229

P R E S E N T A C I O N .

El presente trabajo de tesis es un intento de poder dar a conocer el gran desarrollo que ha tenido la Electrónica de Potencia, gracias a la aparición del dispositivo semiconductor conocido como tiristor o SCR (Rectificador Controlado de silicio) a partir de 1960.

El desarrollo se ha ido incrementando gracias al mejoramiento de técnicas de fabricación de diferentes semiconductores de potencia. Mediante estos dispositivos se ha logrado una gran variedad de montajes lográndose en la actualidad conocerse cuatro tipos de convertidores. Se pretende mostrar en este trabajo los principios de los diferentes tipos de convertidores que se han logrado desarrollar gracias a los diferentes dispositivos semiconductores. Podemos mencionar los siguientes convertidores:

- Convertidores Alterna-Alterna.
- Convertidores Alterna-Continua.
- Convertidores Continua-Continua.
- Convertidores Continua-Alterna.

Los convertidores Alterna-Alterna son los que se encargan de realizar el cambio de frecuencia de la tensión alterna suministrada a la entrada del convertidor o en la salida nos puede presentar una tensión diferente o igual solo que con frecuencia diferente la cual puede ser menor o mayor a la de entrada. Dentro de estos tipos de convertidores se pueden considerar a los variadores de corriente alterna, los cicloconvertidores, y algún otro multiplicador de frecuencia.

Los convertidores Alterna-Continua son mayormente conocidos como rectificadores, los cuales pueden ser del tipo controlado (con tiristores) o no controlados (con diodos) y

tambien llegar a ser mixtos (diodos y tiristores) y pueden ser monofásicos y trifásicos.

Los convertidores Continua-Continua o Troceadores o tambien conocidos por el término anglosajón de Chopper se encarga de variar la corriente directa de suministro hacia una carga, es decir, a su salida puede presentar una tensión menor o mayor y proporcionar determinada corriente a la carga. Este tipo de convertidor ha tenido su mayor aplicación dentro de los sistemas de tracción teniendo un gran desarrollo en la actualidad debido a su gran capacidad de regeneración de energía.

Los convertidores Continua-Alternas son los que se encargan de suministrar a determinada carga una corriente alterna mientras que la fuente de alimentación del convertidor es de corriente directa. La señal alterna de salida puede ser de frecuencia variable o fija dependiendo del tipo de aplicación. A este tipo de convertidor tambien se le conoce como inversor.

Los anteriores convertidores utilizan diferentes tipos de conmutación, es decir, para realizar el intercambio de energía dentro de estos tipos de convertidores se utiliza lo que se conoce como Conmutación Forzada y Conmutación Natural.

La Conmutación Natural se caracteriza por utilizarse dentro de los montajes que funcionan con corriente alterna, asimismo estos montajes no necesitan circuitos auxiliares de apagado para los semiconductores, debido a que la propia fuente de alterna lo realiza.

La Conmutación Forzada se utiliza en los montajes alimentados con corriente directa y debido a esto los semiconductores necesitan de circuitos auxiliares de apagado (resistencias, condensadores, bobinas, etc.) ya que al no existir un paso por cero de la corriente de suministro los semiconductores no logran su apagado por medio de la fuente de alimentación.

En la actualidad con el gran avance que ha tenido la Electrónica de Potencia se ha logrado que en diferentes aplicaciones se puedan implementar estos tipos de convertidores mejorándose aún más mediante dispositivos de potencia de mejores prestaciones que el tiristor original.

C A P I T U L O 1

I N T R O D U C C I O N .

1.1 DEFINICION Y UBICACION DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA.

1.1.1 ORIGENES DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA.

La electrónica, en sus inicios, enfocó principalmente sus aplicaciones a los sistemas de transmisión y recepción de altas frecuencias. Estos sistemas se basaban en los principales dispositivos electrónicos existentes en ese tiempo (tiratrón, tubos amplificadores, etc.)

Nos estamos refiriendo a 1950, época en donde la electrónica no había hecho su aparición en el campo de la industria. Esto se debía a que los dispositivos no tenían la suficiente confiabilidad y rapidez necesaria y no podían manejar altas potencias que se requerían para una instalación industrial.

Ante tales exigencias los científicos comenzaron a desarrollar nuevos dispositivos capaces de superar a los anteriores pero siempre tomando como base a la válvula de vacío, dispositivo que tenía que superar a los anteriores para que la electrónica lograra entrar de lleno a las aplicaciones

industriales. Es así, como surgen los nuevos dispositivos que por sus características se les da el nombre de semiconductores o de estado sólido, que son materiales con propiedades conductoras entre las de un conductor y un aislante.¹

En el año de 1956 surge un nuevo dispositivo desarrollado en Bell Telephone Laboratories en los Estados Unidos y presentado comercialmente por la compañía General Electric en 1957.

El nuevo dispositivo satisfacía las exigencias que entonces se deseaban como son: menor tamaño, bajo costo, rapidez en su respuesta, confiabilidad en su operación y manejo de gran potencia.

Se le conoció primeramente como SCR (Silicon Controlled Rectifier) o Rectificador Controlado de Silicio, aunque actualmente se le ha dado genéricamente el nombre de tiristor. Esta palabra proviene del griego y significa puerta.²

A partir de este dispositivo de cuatro capas comenzaron a desarrollarse nuevos dispositivos tales como el SCS (Silicon Controlled Switch); Interruptor Controlado de Silicio, el GTO (Gate Turn Off Switch); Interruptor controlado por Compuerta, el LASCR (Light Activated SCR) SCR activado por luz.³

Con los nuevos dispositivos desarrollados, en la actualidad se cuenta con una infinidad de aplicaciones en la industria como son: control de motores de CA y CD, inversores, cicloconvertidores, rectificadores, etc.

Gracias a estos dispositivos la electrónica logra entrar de lleno en las aplicaciones industriales, lo que nos permite

¹ Johnson, Dav El et al. Análisis Básico de Circuitos Eléctricos Rrentic Hall, México 1988, Tercera Edición, Pag.

² Malvino, PhD. Al ...: Paul. Principios de Electrónica McGraw Hill (México) 1990, Tercera Edición, Pag 755.

³ Estos dispositivos se estudiarán más adelante.

considerar una clasificación de la Electrónica Industrial en Electrónica de Potencia y Electrónica de Regulación y Control como el siguiente diagrama lo muestra. (Ver figura 1.1).

La figura señala la vinculación que existe entre la Electrónica de Potencia y la Electrónica de Regulación y Control para llevar a cabo una instalación completa, esta unión se logra por medio de pequeñas señales de control basándose en elementos digitales, analógicos e híbridos que permiten manejar diferentes elementos de potencia que a su vez manejan una gran corriente, necesaria para una instalación completa. Esta instalación puede tener diferentes elementos que pueden comprender máquinas eléctricas, hidráulicas, térmicas, etc.

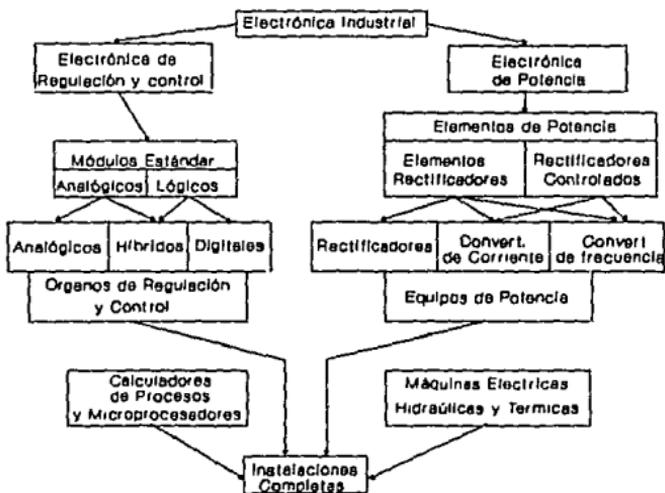


Fig. 1.1 Clasificación de la Electrónica Industrial.⁴

⁴ Bühler, Manaruedi. Electrónica Industrial. Gustavo Gili. Barcelona, España 1985. Pag. 10

1.1.2 DEFINICION Y CARACTERISTICAS DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA.

En la sección anterior mencionamos la vinculación que existe entre la Electrónica de Regulación y Control con la Electrónica de potencia en las diferentes aplicaciones industriales.

Para nuestro estudio nos enfocaremos hacia la electrónica de Potencia ya que la Electrónica de Regulación y Control sale de nuestro alcance.

Comenzaremos primeramente por tratar de dar una definición acorde con lo anteriormente escrito para tener una idea más clara de lo que es la Electrónica de Potencia.

La Electrónica de Potencia se puede definir como la rama de la electrónica que se encarga del estudio de los diferentes componentes semiconductores, así como también, se enfoca al estudio de los diferentes arreglos basados en estos semiconductores que auxiliados por otros componentes (resistencias, condensadores, bobinas, etc.) permiten el manejo de grandes potencias, necesarias para cualquier aplicación industrial.

De acuerdo con la definición anterior anotamos que este manejo de potencia es primordial ya que nos permite manejar desde unos cuantos watts hasta cantidades muy superiores.

Dentro de la Electrónica de Potencia lo que más interesa es el rendimiento ya que si se deseara una amplificación basándonos en los componentes presentes, existiría una gran caída de tensión provocando grandes pérdidas.

Es por esto, que la Electrónica de Potencia sólo puede trabajar en un régimen de conmutación, es decir, que sólo puede trabajar como un interruptor abierto o cerrado. Con estas

características se logra un mejor rendimiento del dispositivo y así se evita una gran caída de potencial.

A continuación anotamos las características de los estados de conmutación:

Abierto: En este estado el dispositivo evita el paso de corriente alguna a pesar de que en sus bornes exista un gran potencial.

Cerrado: En esta condición el semiconductor permite el paso de la corriente oponiendo una resistencia nula, teniendo una diferencia de potencial pequeña o nula.

Pero no solo basta conocer los estados de conmutación de los diferentes dispositivos de potencia lo más importante es poder transmitir cierta señal que nos permita hacer que el dispositivo pase de un estado a otro. A este tipo de señal se conoce como Señal de Control, señales que permiten a los semiconductores pasar de un estado a otro. La señal de control es pequeña en comparación con la potencia que maneja el semiconductor.

En la figura siguiente se muestran las funciones básicas de la Electrónica de Potencia que resume lo anteriormente escrito.

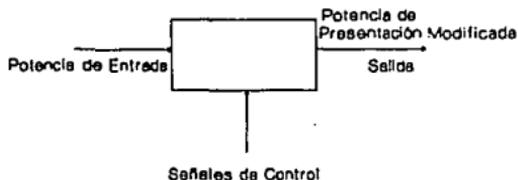


Fig. 1.2 Funciones Básicas de la Electrónica de Potencia.

1.1.3 CAMPOS DE APLICACION DE LA ELECTRONICA DE POTENCIA.

A partir de la aparición del tiristor a principios de la década de los 60's y ante el creciente deseo del hombre de poder tener un mejor control sobre las diferentes aplicaciones industriales, se ha dado un gran desarrollo en la Electrónica de Potencia en lo que se refiere al campo de aplicación permitiendo que logre entrar en áreas en donde anteriormente no se podría creer que tuviera aplicación. Estas aplicaciones son:

Accionamientos Regulados	Máquinas Herramientas Laminadoras Ascensores Ventiladores
Equipos de Tracción	Regulación de Arranque Frenado , Velocidad Marcha Automática
Centrales y Redes Eléctricas	Transmisión de CD Regulación de Frecuencia Interconexión de Redes
Máquinas Herramientas	Controles Secuenciales Controles Numéricos
Instalaciones de Investigación Nuclear	Alimentación de Imanes Regulación de Corriente
Procesos Químicos y Metalurgicos	Alimentación en Hornos y Baños Electrolíticos

Fig 1.3 Aplicaciones de la Electrónica de potencia.⁵

⁵ Bühler, Op. Cit. Pag. 12

Una de las pocas aplicaciones de la Electrónica de Potencia en nuestro país es a la que se refiere a los equipos de tracción, esta aplicación la observamos comúnmente en el Sistema de Transporte Colectivo (Metro) ya que en este tipo de aplicación se observa todo un conjunto de elementos de potencia que involucra la regulación de velocidad, arranque, frenado, utilizando diferentes tipos de convertidores de potencia que serán tratados más adelante.

1.2 CIRCUITOS CON INTERRUPTORES IDEALES Y DIFERENTES CARGAS.

1.2.1 EL CONCEPTO DE INTERRUPTOR IDEAL.

Un interruptor es aquel dispositivo que tiene la capacidad de poder interrumpir o permitir la conducción de corriente. Este dispositivo se ha manejado a base de elementos mecánicos, es decir, que anteriormente se utilizaban en todas las aplicaciones los dispositivos conocidos como relevadores, que contienen una bobina y diferentes contactos que pueden estar normalmente abiertos o normalmente cerrados.

Cuando la bobina recibe una excitación sus contactos correspondientes cambian de estado, es decir, de abiertos a cerrados y viceversa.

Pero estos dispositivos aún tienen la desventaja de no ser lo suficientemente rápidos y eficientes ya que presentan ciertos problemas como los que mencionaremos a continuación:

1.-Sus contactos están siempre propensos a que en su superficie se adhieran sustancias que impidan su funcionamiento óptimo (polvo, grasa, etc.) evitando que sus contactos cierren adecuadamente.

2.-Al contar con partes móviles están expuestos al desgaste y tener un número limitado de operaciones.

3.-Otra desventaja es la rapidez con la cual operan, ya que existen aplicaciones en donde la velocidad de operación es primordial y este dispositivo carece de esta rapidez.

4.-Sus partes móviles ocasionan un fenómeno denominado de "rebote", el cual es muy característico en este tipo de dispositivos. El "rebote" hace que el contacto cierre y abra en repetidas ocasiones antes de que se llegue al cierre total; la siguiente figura ilustra lo antes dicho.

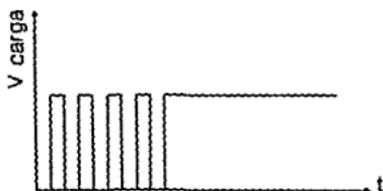


Fig. 1.4 Fenómeno de Rebote.

Una desventaja más de este dispositivo es el daño que sufre al desenergizar una carga inductiva, ya que esta carga produce una fuerza contraelectromotriz inducida que ocasiona un arco entre los contactos del dispositivo. Con este daño la vida del dispositivo disminuye.

Para resolver estos problemas se pensó en un interruptor ideal, es decir, que tuviera un mejor rendimiento que los anteriores dispositivos mecánicos.

El interruptor ideal se puede definir como un dispositivo que posee características de conmutación que permiten una mejor rapidez, seguridad, y que está libre de los problemas propios de los interruptores mecánicos.

Con la aparición de los dispositivos semiconductores se logra un gran avance en lo que se refiere a interruptores ideales ya que estos dispositivos tienen la capacidad de trabajar en estados de conmutación requeridos para funcionar como interruptores.

Una primera aproximación de interruptor ideal es a base del diodo semiconductor, el cual es un dispositivo de dos capas, P (Ánodo) y N (Cátodo) que al conectarlo en directa o en inversa nos proporciona las características propias de un interruptor, tal y como se ilustra en la siguiente figura denotando los dos estados de conmutación.

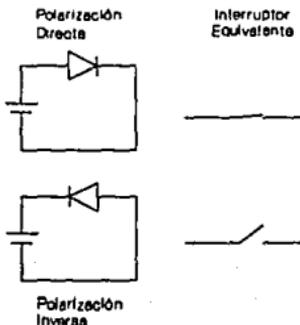


Fig. 1.5 Operación del Diodo como Interruptor.

Pero este dispositivo no puede aún considerarse como un verdadero interruptor ideal porque se carece de un mejor control de este dispositivo para poder abrir o cerrar (permitir o impedir la conducción de corriente) el interruptor.

Otro dispositivo semiconductor que también puede funcionar como un interruptor es el dispositivo denominado transistor, este elemento consta de tres terminales, Base, Colector y emisor; su símbolo es el siguiente:

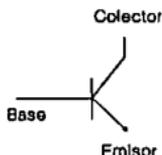


Fig. 1.6 Configuración del Transistor NPN.

Damos el símbolo del transistor tipo NPN porque es el más común que se utiliza como interruptor aunque también el del tipo PNP puede utilizarse.

El transistor para que pueda funcionar como un interruptor abierto o cerrado se deben de cumplir las condiciones:

Abierto: el transistor se debe de mantener en corte, es decir, que en la unión base-emisor no exista un flujo de corriente.

Cerrado: El transistor se debe de mantener en saturación, que exista un voltaje de entrada lo suficientemente grande para que el transistor se sature y exista una corriente de colector lo suficientemente apta para poder alimentar a la carga.

La siguiente figura muestra un arreglo sencillo para poder considerar al transistor como un interruptor.

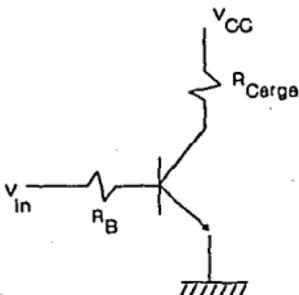


Fig. 1.7 El Transistor como Interruptor.

Cuando el $V_{BE} \approx 0.7$ volts el transistor actúa como un interruptor cerrado.

Cuando el $V_{BE} < 0.7$ volts el transistor se comporta como un interruptor abierto.

Tomando como base al circuito de la figura 1.7 mostraremos algunos cálculos relacionados con el transistor para que éste desempeñe su función como interruptor.

Sabemos que:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad V_{CE} = 0$$

$$\beta I_B = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Sustituyendo:
$$\beta I_B = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad y \quad I_B = \frac{V_{CC}}{R_C \beta}$$

Entonces:

$$V_{in} = I_B R_B + V_{BE} \qquad V_{in} = \frac{V_{CC}}{R_C \beta} R_B + V_{BE}$$

Esta expresión nos da el voltaje de entrada para que el transistor pase de un estado de conmutación a otro.

Uno de los problemas que presenta el transistor, es la dificultad que a veces presenta para poder desactivarse, es decir, para poder pasar del estado de saturación al estado de corte. En ocasiones el voltaje de entrada pequeño no logra desactivar al transistor (pasarle al estado de corte) por lo que es necesario tomar ciertas precauciones o arreglos necesarios que nos permitan desactivar al transistor.

Otro elemento semiconductor que es el que más se aproxima a un interruptor ideal, es el dispositivo denominado Tiristor.

Este nombre se le ha dado genéricamente a los dispositivos de cuatro capas los cuales cuentan con tres terminales, una terminal de control llamada gatillo o compuerta que le permite poder pasar al estado de conducción, una terminal denominada cátodo y una terminal llamada ánodo.

Su símbolo es el siguiente:

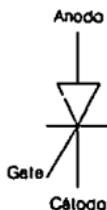


Fig. 1.8 Configuración del Tiristor.

Decimos que se acerca más a un interruptor ideal porque comparándolo con el transistor, el tiristor presenta ventajas primordiales, estas ventajas son:

- Maneja mucho mayor voltaje y corriente.
- El transistor requiere de una polarización continua para poder mantener su estado de conducción, en cambio, el tiristor únicamente necesita un pulso en el gatillo para que este pueda pasar del estado de no conducción al estado de conducción.

Para poder apagar al tiristor se requiere de varias técnicas de apagado, estas técnicas se tratarán más adelante.

1.2.2 CIRCUITOS CON CARGAS DIFERENTES QUE INVOLUCRAN ECUACIONES DIFERENCIALES DE PRIMER ORDEN.

Cuando nosotros manipulamos un circuito, ya sea que apliquemos tensión, bloqueemos el circuito, es decir, que provocamos el cambio de estado del semiconductor o de un interruptor producimos regímenes transitorios determinada por una ecuación diferencial en donde se puede observar la perturbación denotada en este caso por $x(t)$ pero que puede ser un voltaje o una corriente.

$$\frac{dx(t)}{dt} + ax(t) = f(t) \quad 1$$

Su forma es:

$$\frac{dy}{dx} + Py = Q \quad 2$$

Para resolver la primera ecuación aplicamos el método general de la segunda ecuación mostrada.

$$e^{\int p dx} = e^{\int a dt} = e^{at}$$

$$e^{at} \left(\frac{dx(t)}{dt} + ax(t) \right) = e^{at} f(t)$$

$$\frac{d}{dt} [e^{at} x(t)] = e^{at} f(t)$$

Integrando ambos lados tenemos:

$$\int \frac{d}{dt} [e^{at} x(t)] = \int e^{at} f(t) dt + A$$

$$x(t) = e^{-at} \int e^{at} f(t) dt + Ae^{-at}$$

Esta solución nos da la respuesta completa. Para obtener el valor de la constante A se utilizan las condiciones iniciales del circuito.

La respuesta consta de dos partes:

1.- La respuesta forzada cuya ecuación está dada por:

$$e^{-at} \int e^{at} f(t) dt$$

2.- La respuesta natural cero cuya ecuación es:

$$Ae^{-at}$$

La solución de la primera parte está dada por:

$$xf(t) = e^{-at} \int e^{at} dt f(t)$$

Para facilitar la solución suponemos a $f(t) = C$, es decir, como una constante lo cual nos da:

$$xf(t) = e^{-at} C \int e^{at} dt$$

$$xf(t) = C e^{-at} \frac{1}{a} e^{at}$$

$$xf(t) = \frac{C}{a}$$

La respuesta natural está dada por:

$$Xn(t) = A e^{-at}$$

Por lo tanto la respuesta completa está dada por:

$$X(t) = Xf(t) + Xn(t)$$

$$X(t) = \frac{C}{a} + A e^{-at}$$

Como se observa, la solución consta de una solución constante más una solución exponencial.

Lo anterior nos dice que la respuesta natural es la respuesta transitoria, es la que va decreciendo exponencialmente conforme va transcurriendo el tiempo, se caracteriza por una constante de tiempo τ .

La respuesta forzada que también es conocida como la respuesta permanente, es la que permanece cuando la respuesta natural desaparece.

Enseguida presentaremos diferentes circuitos con diferentes cargas en donde se involucran estos tipos de respuesta.

CIRCUITO DE CD CON CARGA RL.

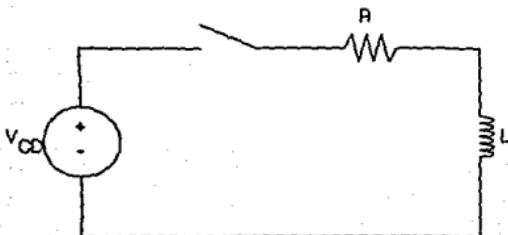


Fig. 1.9 Circuito RL.

Haciendo la suma de voltajes en el circuito.

$$V_R + V_L = V_{CD}$$

$$iR + L \frac{di}{dt} = V_{CD}$$

Ordenando tenemos:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V_{CD}$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i = \frac{V_{CD}}{L}$$

Lo cual nos da una ecuación de la forma:

$$\frac{dy}{dt} + Py = Q$$

Para la cual resolvemos.

$$\int \frac{R}{L} dt = e^{\frac{R}{L}t}$$

$$e^{\frac{R}{L}t} \left(\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i \right) = e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_{CD}}{L}$$

$$\frac{d}{dt} (e^{\frac{R}{L}t} i) = e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_{CD}}{L}$$

Integrando ambos lados se obtiene:

$$\int \frac{d}{dt} (e^{\frac{R}{L}t} i) = \int e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_{CD}}{L} + A$$

$$e^{\frac{R}{L}t} i = \int e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_{CD}}{L} + A$$

$$i = e^{-\frac{R}{L}t} \int e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_{CD}}{L} + Ae^{-\frac{R}{L}t}$$

$$i(t) = e^{-\frac{R}{L}t} \int e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_{CD}}{L} + Ae^{-\frac{R}{L}t}$$

$$i(t) = e^{-\frac{R}{L}t} \left(\frac{L}{R} \right) e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_{CD}}{L} + Ae^{-\frac{R}{L}t}$$

$$i(t) = \frac{V_{CD}}{R} + Ae^{-\frac{R}{L}t}$$

Esta expresión nos da la respuesta completa.

Separando ambas respuestas:

$$\text{Respuesta Forzada: } i_f(t) = \frac{V_{CD}}{R}$$

$$\text{Respuesta Natural: } i_n(t) = Ae^{-\frac{R}{L}t}$$

Para hallar la constante A de la respuesta natural damos valores iniciales a la ecuación que contiene tanto la respuesta forzada como la respuesta natural. Los valores iniciales para la ecuación son $i=0$ y $t=0$ los cuales se sustituyen en la respuesta completa.

$$i = \frac{V_{CD}}{R} + Ae^{-\frac{R}{L}t}$$

$$A = i - \frac{V_{CD}}{R}$$

pero $i=0$

$$A = -\frac{V_{CD}}{R}$$

Sustituyendo en:

$$i(t) = \frac{V_{CD}}{R} - \frac{V_{CD}}{R}e^{-\frac{R}{L}t}$$

$$i(t) = \frac{V_{CD}}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t})$$

Así se obtiene la respuesta completa.

CIRCUITO CON CARGA L.

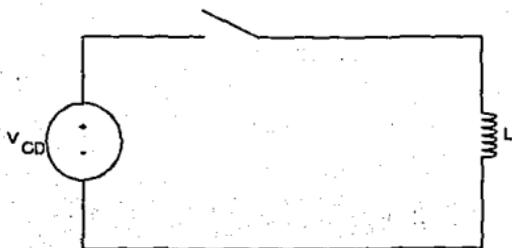


Fig. 1.10 Circuito inductivo.

$$V_{CD} = V_L$$

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

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

$$\int di = \frac{V_{CD}}{L} \int dt$$

$$i = \frac{V_{CD}}{L} t$$

CIRCUITOS CON SWITCH Y DIODO.

CIRCUITO RC.

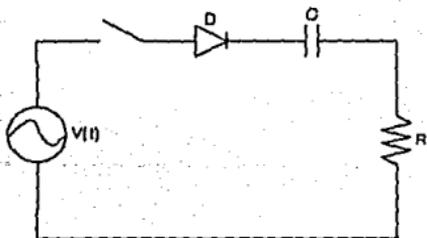


Fig 1.11 Circuito RC con switch y diodo.

Este circuito RC está alimentado por medio de una fuente de corriente alterna, cuando el switch se cierra se produce la conducción del diodo, de donde se puede hacer el siguiente análisis:

$$V = V_C + V_R + V_D$$

Considerando el V_D despreciable tenemos:

$$\frac{1}{C} \int i dt + Ri = \sqrt{2} V_S \sin \omega t$$

Primeramente hallaremos la respuesta natural; igualando a cero la anterior ecuación tenemos:

Derivando:

$$\frac{1}{C} i + Ri = 0$$

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

Esta ecuación es de la forma:

$$\frac{dy}{dx} + Py = Q$$

por lo cual resolvemos.

$$e^{\int \frac{1}{RC} dt} = e^{\frac{1}{RC}t}$$

$$e^{\frac{1}{RC}t} \left(\frac{di}{dt} + \frac{1}{RC}i \right) = 0$$

$$\frac{d}{dt} (e^{\frac{1}{RC}t} i) = 0$$

Integrando tenemos: $\int \frac{d}{dt} (e^{\frac{1}{RC}t} i) = \int 0$

$$e^{\frac{1}{RC}t} i = C$$

$$i_n(t) = Ce^{-\frac{1}{RC}t}$$

Para hallar la otra parte de la respuesta hacemos el siguiente procedimiento.

De acuerdo a la ecuación original:

$$\frac{1}{C} \int i dt + Ri = \sqrt{2}V \text{ Sen } \omega t$$

Sustituyendo en la ecuación la siguiente expresión:

$$\text{Sen } \omega t = A \text{ Sen } \omega t + B \text{ Cos } \omega t$$

que nos da la respuesta forzada de acuerdo a la siguiente tabla.

$f(t)$	X_f
K	A
t	At + B
t ²	At ² + Bt + C
e ^{at}	Ae ^{at}
Sen. bt, Cos bt	A Sen bt + B Cos bt
e ^{at} Sen bt, e ^{at} Cos bt	e ^{at} (A Sen bt + B Cos bt)

Tabla 1.1 Respuestas Forzadas.⁶

$$\frac{1}{C} \int (A \text{ Sen} \omega t + B \text{ Cos} \omega t) dt + R(A \text{ Sen} \omega t + B \text{ Cos} \omega t) = \sqrt{2}V \text{ Sen} \omega t$$

Desarrollando tenemos:

$$\frac{1}{C} \left(-\frac{A}{\omega} \text{Cos} \omega t + \frac{B}{\omega} t \text{ Sen} \omega t \right) + RA \text{ Sen} \omega t + RB \text{ Cos} \omega t = \sqrt{2}V \text{ Sen} \omega t$$

Agrupando términos semejantes:

$$-\frac{A}{\omega C} \text{Cos } \omega t + RB \text{ Cos } \omega t + \frac{B}{\omega C} \text{ Sen } \omega t + RA \text{ Sen } \omega t = \sqrt{2}V \text{ Sen } \omega t$$

⁶ Johnson, Op. Cit. Pag. 285

$$\left(-\frac{A}{\omega C} + RB\right) \cos \omega t + \left(\frac{B}{\omega C} + RA\right) \sin \omega t = \sqrt{2}V \sin \omega t$$

Formando un sistema de ecuaciones tenemos:

$$\left(-\frac{A}{\omega C} + RB\right) \cos \omega t = 0$$

$$\left(RA + \frac{B}{\omega C}\right) \sin \omega t = \sqrt{2}V \sin \omega t$$

A lo cual obtenemos:

$$-\frac{A}{\omega C} + RB = 0 \quad -1$$

$$RA + \frac{B}{\omega C} = \sqrt{2}V \quad -2$$

Multiplicando en 1 por R y en 2 por $1/\omega C$ tenemos:

$$-\frac{RA}{\omega C} + R^2B = 0$$

$$\frac{RA}{\omega C} + \frac{B}{(\omega C)^2} = \frac{\sqrt{2}V}{\omega C}$$

Sumando:

$$R^2B + \frac{B}{(\omega C)^2} = \frac{\sqrt{2}V}{\omega C}$$

$$B\left(R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}\right) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega C}$$

$$B = \frac{\frac{\sqrt{2}V}{\omega C}}{\left(R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}\right)}$$

Sustituyendo B en 1 tenemos:

$$-\frac{A}{\omega C} + R\left(\frac{\frac{\sqrt{2}V}{\omega C}}{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}\right) = 0$$

$$A = \left(\frac{\frac{R\sqrt{2}V}{\omega C}}{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}\right)\omega C$$

$$A = \frac{R\sqrt{2}V}{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}$$

Sustituyendo en: $i_f = A \text{ Sen } \omega t + B \text{ Cos } \omega t$

$$i_f = \frac{R\sqrt{2}V}{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}} \text{ Sen } \omega t + \frac{\frac{\sqrt{2}V}{\omega C}}{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}} \text{ Cos } \omega t$$

$$i_f = \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}} (R \text{ Sen } \omega t + \frac{1}{\omega C} \text{ Cos } \omega t)$$

Utilizando la identidad trigonométrica dada por:

$$A \text{ Sen } \omega t + B \text{ Cos } \omega t = \sqrt{A^2 + B^2} (\text{Sen } \omega t \text{ Cos } \phi + \text{Cos } \omega t \text{ Sen } \phi)$$

Donde $A=R$ y $B=1/\omega C$

A su vez: $\text{Sen } \omega t \text{ Cos } \phi + \text{Cos } \omega t \text{ Sen } \phi = \text{Sen } (\omega t + \phi)$

Sustituyendo valores obtenemos:

$$i_f = \frac{\sqrt{2}V}{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}} \sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}} (\text{Sen } \omega t \text{ Cos } \phi + \text{Cos } \omega t \text{ Sen } \phi)$$

$$i_f = \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}} \text{Sen } (\omega t + \phi)$$

Ahora ya tenemos la respuesta completa dada por:

$$i(t) = C e^{-\frac{1}{\tau} t} + \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}} \text{Sen } (\omega t + \phi)$$

Haciendo:

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}$$

$$i(t) = C e^{-\frac{1}{\tau} t} + \frac{\sqrt{2}V}{Z} \text{Sen } (\omega t + \phi)$$

Para hallar la constante C damos valores iniciales $i=0$, $t=0$ y sustituyendo en:

$$i(t) = C e^{-\frac{1}{\tau} t} + \frac{\sqrt{2}V}{Z} \text{Sen } (\omega t + \phi)$$

$$C = -\frac{\sqrt{2}V}{Z} \text{Sen } \phi$$

Sustituyendo:

$$i(t) = -\frac{\sqrt{2}V}{Z} \text{Sen } \phi e^{-\frac{1}{\tau} t} + \frac{\sqrt{2}V}{Z} \text{Sen } (\omega t + \phi)$$

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{Z} (\text{Sen } (\omega t + \phi) - \text{Sen } \phi e^{-\frac{1}{RC}t})$$

Con esta expresión obtenemos la respuesta completa del circuito.

CIRCUITO RL.

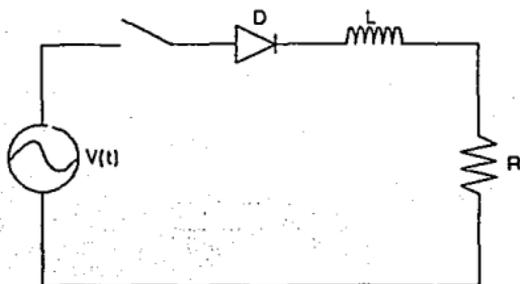


Fig. 1.12 Circuito RL con switch y diodo.

Cuando el diodo conduce:

$$V_L + V_R = V - V_D$$

Considerando a V_D despreciable tenemos:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V_m \text{ Sen } \omega t$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} i = \frac{V_m}{L} \text{ Sen } \omega t$$

La ecuación es de la forma :

$$\frac{dy}{dx} + Py = Q$$

y su solución es:

$$e^{\int \frac{R}{L} dt} = e^{\frac{R}{L}t}$$

$$e^{\frac{R}{L}t} \left(\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i \right) = e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_m}{L} \text{ Sen } \omega t$$

$$\frac{d}{dt} (e^{\frac{R}{L}t} i) = e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_m}{L} \text{ Sen } \omega t$$

$$\int \frac{d}{dt} (e^{\frac{R}{L}t} i) = \int e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_m}{L} \text{ Sen } \omega t + C$$

$$e^{\frac{R}{L}t} i = \int e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_m}{L} \text{ Sen } \omega t + C$$

$$\int e^{\frac{R}{L}t} \frac{V_m}{L} \text{ Sen } \omega t = 0$$

Haciendo:

$$e^{\frac{R}{L}t} i = C \quad i_n = C e^{-\frac{R}{L}t}$$

Esta expresión nos da la componente natural de la respuesta completa.

Para obtener la respuesta forzada nuevamente utilizamos la expresión inicial dada por:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V_m \text{ Sen } \omega t$$

y utilizando la expresión tomada de la tabla 1.1

$$f(t) = \text{Sen } \omega t \quad i_f = A \text{ Sen } \omega t + B \text{ Cos } \omega t$$

Sustituyendo tenemos:

$$L \frac{d}{dt} (A \text{ Sen } \omega t + B \text{ Cos } \omega t) + R(A \text{ Sen } \omega t + B \text{ Cos } \omega t) = V_m \text{ Sen } \omega t$$

$$L(A\omega \text{ Cos } \omega t - B\omega \text{ Sen } \omega t) + RA \text{ Sen } \omega t + BR \text{ Cos } \omega t = V_m \text{ Sen } \omega t$$

$$LA\omega \text{ Cos } \omega t - LB\omega \text{ Sen } \omega t + RA \text{ Sen } \omega t + BR \text{ Cos } \omega t = V_m \text{ Sen } \omega t$$

Agrupando términos:

$$(LA\omega + BR) \text{ Cos } \omega t + (RA - LB\omega) \text{ Sen } \omega t = V_m \text{ Sen } \omega t$$

Formando nuestras ecuaciones tenemos:

$$(LA\omega + BR) \text{ Cos } \omega t = 0 \quad LA\omega + BR = 0 \quad 1$$

$$(AR - LB\omega) \text{ Sen } \omega t = V_m \text{ Sen } \omega t \quad AR - LB\omega = V_m \quad 2$$

Multiplicando 1 por R y 2 por $-L\omega$ tenemos:

$$ALR\omega + BR^2 = 0$$

$$-ARL\omega + (L\omega)^2 B = -L\omega V_m$$

Sumando:

$$BR^2 + (L\omega)^2 B = L\omega V_m$$

$$B(R^2 + (L\omega)^2) = L\omega V_m$$

$$B = -\frac{L\omega V_m}{R^2 + (L\omega)^2}$$

Sustituyendo B en 1:

$$AL\omega + \left(-\frac{L\omega V_m}{R^2 + (L\omega)^2}\right)R = 0$$

$$A = \frac{V_m R}{R^2 + (L\omega)^2}$$

Sustituyendo en : $i_f = A \text{ Sen } \omega t + B \text{ Cos } \omega t$

$$i_f = \frac{V_m R}{R^2 + (L\omega)^2} \text{ Sen } \omega t + \left(-\frac{L\omega V_m}{R^2 + (L\omega)^2}\right) \text{ Cos } \omega t$$

$$i_f = \frac{V_m}{R^2 + (L\omega)^2} (R \text{ Sen } \omega t - L\omega \text{ Cos } \omega t)$$

Utilizando la identidad trigonométrica:

$$A \text{ Sen } \omega t + B \text{ Cos } \omega t = \sqrt{A^2 + B^2} (\text{Sen } \omega t \text{ Cos } \phi - \text{Cos } \omega t \text{ Sen } \phi)$$

A su vez:

$$A = R$$

$$B = L\omega$$

con lo cual nos da:

$$i_f = \frac{V_m}{R^2 + (L\omega)^2} \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} (\text{Sen } \omega t \text{ Cos } \phi - \text{Cos } \omega t \text{ Sen } \phi)$$

A su vez:

$$\text{Sen } \omega t \text{ Cos } \phi - \text{Cos } \omega t \text{ Sen } \phi = \text{Sen } (\omega t - \phi)$$

Con lo cual:

$$i_f = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \text{ Sen } (\omega t - \phi)$$

Así tenemos la respuesta completa dada por:

$$i(t) = i_c + i_n$$

Sustituyendo la respuesta natural y forzada tenemos:

$$i(t) = C e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \text{Sen}(\omega t - \phi)$$

Ahora para hallar la constante damos valores iniciales $i=0$ y $t=0$.

$$C = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \text{Sen} \phi$$

Sustituyendo en $i(t)$;

$$i(t) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \text{Sen} \phi e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \text{Sen}(\omega t - \phi)$$

Haciendo:

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

$$i(t) = \frac{V_m}{Z} (\text{Sen}(\omega t - \phi) + \text{Sen} \phi e^{-\frac{R}{L}t})$$

CIRCUITO RL CON FUERZA ELECTROMOTRIZ.

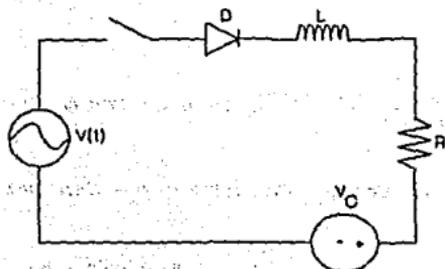


Fig. 1.13 Circuito con fuerza electromotriz.

Tomando resultados anteriores como la respuesta forzada para circuitos RL tenemos:

$$i_f = \frac{\sqrt{2}V_m}{Z} \text{ Sen } (\omega t - \phi)$$

Obteniendo la componente debido a la fuerza electromotriz.

$$i_c = -\frac{V_c}{R}$$

Sabemos que la respuesta natural de un circuito RL es:

$$i_n = Ce^{-\frac{R}{L}t}$$

La corriente total es la suma de las tres componentes anteriores.

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \text{ Sen } (\omega t - \phi) - \frac{V_c}{R} + Ce^{-\frac{R}{L}t}$$

1.2.3 CIRCUITOS CON CARGAS DIFERENTES QUE INVOLUCRAN ECUACIONES DIFERENCIALES DE SEGUNDO ORDEN.

Dentro de los circuitos que involucran ecuaciones de segundo orden se pueden encontrar constantes reales, la variable de entrada, que puede ser un voltaje o una corriente y la función de las fuentes independientes. Lo cual nos da la siguiente ecuación característica de segundo orden.

$$a \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + cx = f(t)$$

donde: x es la variable de entrada.

a, b, c , son constantes reales.

$f(t)$ función conocida de las fuentes independientes.

De esta ecuación también hallamos la respuesta completa la cual consta de una respuesta natural y una respuesta forzada, en forma de ecuación tenemos:

$$X(t) = X_n + X_f$$

Para hallar la respuesta natural se recurre a la ecuación característica siguiente:

$$as^2 + bs + c = 0$$

Resolviendo esta ecuación se tiene:

$$s_{1,2} = -\frac{b}{2a} \pm \sqrt{\frac{b^2}{4a^2} - \frac{c}{a}}$$

donde: $\alpha = \frac{b}{2a}$ $\beta = \sqrt{\frac{c}{a}}$

Con lo que se obtienen dos componentes naturales S_1 y S_2 por lo que tenemos:

$$X_{n1} = A_1 e^{\alpha t}$$

$$X_{n2} = A_2 e^{\alpha t}$$

La respuesta natural queda:

$$X_n = X_{n1} + X_{n2}$$

$$X_n = A_1 e^{\alpha t} + A_2 e^{\alpha t}$$

Las componentes naturales S_1 y S_2 presentan tres casos, a saber:

Caso 1.-RAICES REALES DIFERENTES: CASO SOBREAMORTIGUADO.

En este caso la respuesta empieza a decrecer o en otras palabras se amortigua con el tiempo.

Para saber cuando se cumple esta condición $\bar{\Delta} > \bar{\Delta}$.

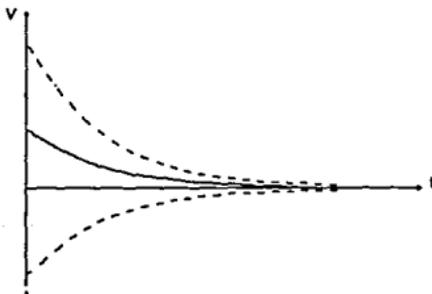


Fig. 1.14 Comportamiento del caso 1.

En la figura se observa que se carece de oscilaciones, los mismos elementos amortiguan la tendencia a oscilar.

CASO 2.-RAICES COMPLEJAS: CASO SUBAMORTIGUADO ($\bar{\Delta} < \bar{\Delta}$).

En este caso la respuesta natural S_1 y S_2 viene a ser de la forma compleja la cual tiene la forma siguiente:

$$s_{1,2} = c \pm jd$$

Donde la respuesta natural queda de la siguiente manera:

$$X_n = A_1 e^{(c + jd)t} + A_2 e^{(c - jd)t}$$

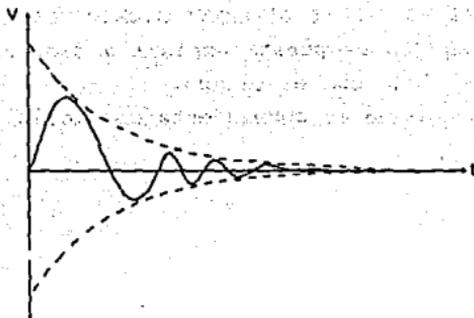


Fig. 1.15 Comportamiento del caso 2.

CASO 3.-RAICES REALES IGUALES.CASO CRITICAMENTE AMORTIGUADO ($\alpha = \beta$).

En este caso $S_1 = S_2 = k$ y su solución está dada por:

$$X_n = (A_1 + A_2 t) e^{kt}$$

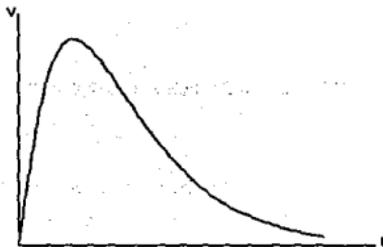


Fig. 1.16 Comportamiento del caso 3.

Para obtener la respuesta forzada, ésta debe satisfacer la ecuación:

$$a \frac{d^2x}{dt} + b \frac{dx}{dt} + cx = f(t)$$

y no debe de tener constantes arbitrarios.

Con la obtención de la respuesta forzada comprobamos que proviene de una fuente constante.

CIRCUITO CON CARGA RLC.

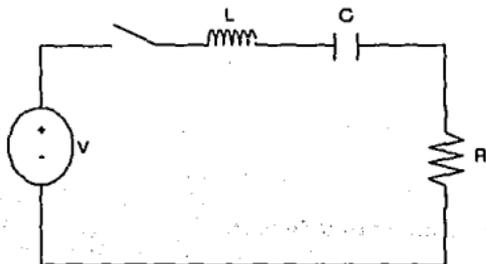


Fig. 1.17 Circuito RLC.

$$V = V_L + V_C + V_R$$

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

Derivando:

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

ordenando la ecuación tenemos:

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

La cual nos da una ecuación característica de segundo orden.

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

Resolviendo la ecuación:

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

El circuito RLC está sobreamortiguado si:

$$\frac{R}{2L} > \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

Con lo cual la respuesta está dada por

$$i = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t}$$

El circuito está amortiguado si:

$$\frac{R}{2L} = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

en donde:

$$s_1 = s_2 = -\frac{R}{2L}$$

y la solución es:

$$i = (A_1 + A_2 t) e^{s_1 t}$$

El circuito está subamortiguado si:

$$\frac{R}{2L} < \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

Su solución :

$$i = e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t)$$

donde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \alpha = \frac{R}{2L} \quad \omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

CIRCUITO RLC CON FUENTE DE CA.

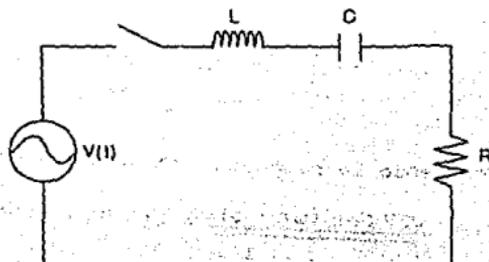


Fig. 1.18 Circuito RLC de CA.

$$V_L + V_C + V_R = V(t)$$

$$L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + Ri = \sqrt{2}V \text{ Sen } \omega t$$

Derivando la ecuaci3n:

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{1}{C} i + R \frac{di}{dt} = \sqrt{2}V\omega \text{ Cos } \omega t$$

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = \frac{\sqrt{2}V\omega}{L} \text{ Cos } \omega t$$

Para obtener la componente natural tenemos:

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

Donde obteniendo la soluci3n tenemos:

$$i_n = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t}$$

La componente forzada del circuito se obtiene utilizando nuevamente la tabla 1 , proporcionándonos la siguiente solución:

$$i_f = \frac{\sqrt{2}V \text{ Sen } (\omega t - \phi)}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}$$

Con lo que escribiendo la respuesta completa tenemos:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V \text{ Sen } (\omega t - \phi)}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} + A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t}$$

1.3 CIRCUITOS CON DIODO VOLANTE.

1.3.1 EL CONCEPTO DE DIODO VOLANTE.

El poder manejar dispositivos semiconductores adicionales a elementos dinámicos nos permite tener un mejor control y protección sobre corrientes transitorias o corrientes que pueden permanecer latentes en nuestros circuitos de potencia cuando dejan de funcionar estos.

La protección es necesaria porque evita daños contra sobretensiones que son dañinas, estas sobretensiones se originan por la apertura o cierre de un circuito eléctrico. En tal tipo de operación la corriente tiene una variación muy rápida, lo cual provoca las sobretensiones.

El elemento semiconductor encargado de permitir el paso de las corriente para que se disipen en otros elementos o bifurquen a otras partes de nuestro circuito de potencia es el diodo.

Este dispositivo permite poder disipar (con la ayuda de una resistencia) o permitir el flujo de la corriente que queda almacenada o latente en un elemento dinámico (capacitor, inductor) hacia un sistema diferente, como es el caso del sistema de transporte eléctrico el cual permite recircular la tensión generada hacia la línea de alimentación.

Se utiliza el diodo porque este dispositivo únicamente permite el paso de la corriente en un solo sentido por lo que se le ha dado el nombre de diodo volante, diodo de rueda libre o de circulación libre.

Por lo anterior se puede definir al diodo volante o de rueda libre como el elemento semiconductor que se encarga de poder disipar la corriente ayudado por una resistencia o de reducir la ondulación de la corriente y sobre todo para eliminar los intervalos de corriente nula.⁷

Como anotamos anteriormente este elemento también se utiliza para la recirculación de corriente a la línea de alimentación, este método es muy utilizado en los sistemas de transporte eléctrico.

La operación del diodo volante se puede considerar dentro de dos etapas:

Primera Etapa.- En esta etapa el diodo no influye porque su polaridad no se lo permite.

Segunda Etapa.- Al desconectarse el circuito eléctrico y al tenerse almacenada cierta energía en un elemento dinámico entra en operación el diodo, y permite que se recircule la energía almacenada o se disipe por medio de una resistencia.

⁷ Séguier, Guy. Electrónica de Potencia. Funciones de Base. Gustavo Gill, México 1987. Cuarta Edición. Pág. 22

El elemento dinámico más utilizado en conjunto con el diodo de rueda libre es el inductor.

Un inductor es un dispositivo de dos terminales que consiste en un alambre conductor en bobinado. Una corriente que fluya a través del dispositivo produce un flujo magnético ϕ el cual forma trayectorias cerradas encerrando las bobinas construidas en el inductor.⁸

La siguiente figura muestra un modelo sencillo de un inductor.

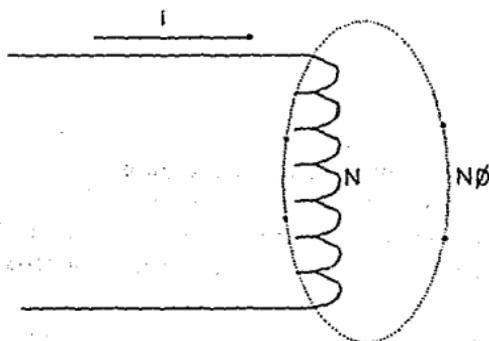


Fig. 1.19 Modelo simple de un inductor.

Los inductores se oponen a cualquier cambio brusco de corriente. Se construyen a base de alambre de cobre revestido, con aislamiento esmaltado tienen un núcleo que puede ser de aire o de hierro.

El inductor al recibir una corriente produce una fuerza contra electromotriz, evitando así que la corriente aumente instantáneamente por lo que se requiere que transcurra determinado tiempo para que llegue a un valor máximo de

⁸ Johnson, Op. Cit. Pág. 190

corriente.

Así también cuando al inductor se le retira la corriente que está circulando sobre sí, la corriente empieza a disminuir pero nuevamente la fuerza contraelectromotriz se opone a que disminuya instantáneamente y empieza a descender paulatinamente desde el valor máximo alcanzado hasta un valor mínimo.

Las siguientes curvas muestran el comportamiento de carga y descarga del inductor.

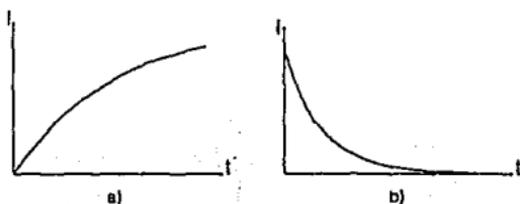
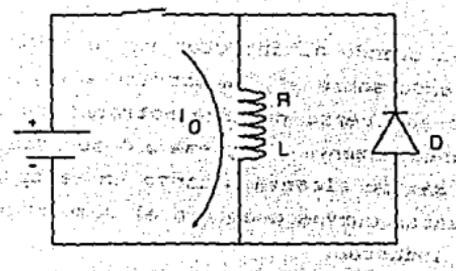


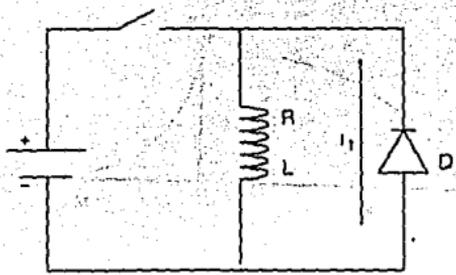
Fig. 1.20 Curvas de carga y descarga de un inductor.

1.3.2 APLICACIONES DEL DIODO VOLANTE.

Como se explicó anteriormente el diodo de rueda libre tiene su principal aplicación en circuitos con cargas inductivas por lo que consideramos necesario el explicar primeramente como se comporta este dispositivo en un circuito sencillo de rueda libre con carga inductiva. El circuito es el siguiente:



a)



b)

Fig. 1.21 Operación del diodo volante.

En la figura a) se observa que al estar cerrado el interruptor circula una corriente por la inductancia⁹, y el diodo no interfiere. Esta es la primera etapa de funcionamiento del diodo de rueda libre.

Para cuando el interruptor es abierto, la inductancia deja de recibir una corriente que circule por ella, y la corriente que mantiene almacenada la inductancia se bifurca hacia el diodo, permitiendo que la corriente se extinga en la resistencia

⁹ En esta figura se está considerando una inductancia real que presenta cierta resistencia, por esta razón se considera la inductancia juntamente con la resistencia (L en serie con R).

Analizando el comportamiento cuando se abre el interruptor en forma matemática tenemos:

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = 0 \qquad \frac{di_1}{dt} + \frac{R}{L}i_1 = 0$$

$$\frac{dy}{dt} + Py = Q$$

Su forma es:

Resolviendo tenemos: $e^{\int \frac{R}{L}t} = e^{\frac{R}{L}t}$

$$e^{\int \frac{R}{L}t} \left(\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i \right) = 0$$

$$\frac{d}{dt} (e^{\frac{R}{L}t} i) = 0$$

$$\int \frac{d}{dt} (e^{\frac{R}{L}t} i) = \int 0$$

$$e^{\frac{R}{L}t} i = 0$$

$$i = Ce^{-\frac{R}{L}t}$$

La expresión anterior muestra que la corriente que circula después de abrirse el interruptor decrece exponencialmente.

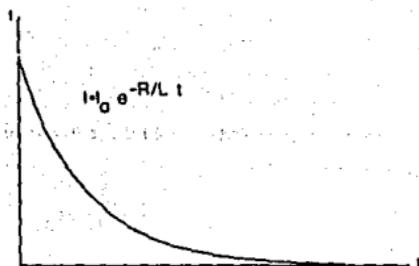


Fig. 1.22 Comportamiento de i en la inductancia.

La siguiente figura muestra una aplicación del diodo de rueda libre.

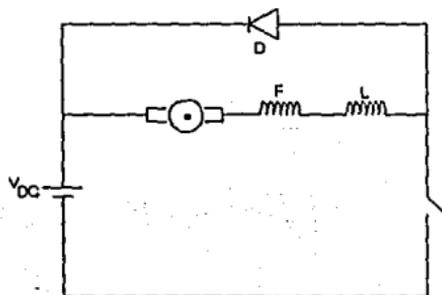
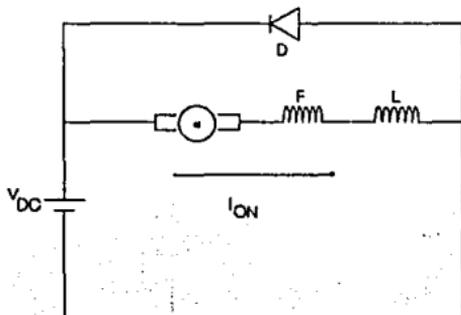


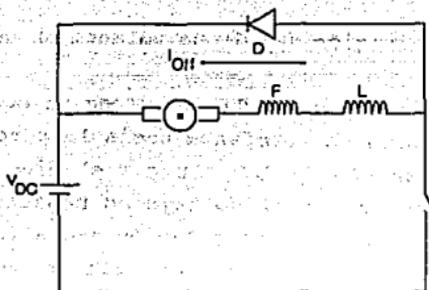
Fig. 1.23 Circuito de aplicación del diodo volante.

Este circuito consta de un motor con su devanado de campo en serie, una inductancia L que evita que el motor serie se desboque, un diodo de rueda libre y su respectiva fuente junto con un interruptor.

Cuando el interruptor cierra circula una corriente a través del motor permitiendo que el motor empiece a funcionar (ver figura a)).



a)



b)

Fig. 1.24 Operación del diodo volante.

Cuando el interruptor se abre el motor deja de funcionar y la corriente que circulaba anteriormente se desvía a través

del diodo de rueda libre, permitiendo que la energía almacenada en L se recircule a través del diodo de rueda libre y permita que la corriente decrezca en forma exponencial. (ver figura b)).

El siguiente circuito con diodo volante se aplica en la rectificación de un voltaje alterno.

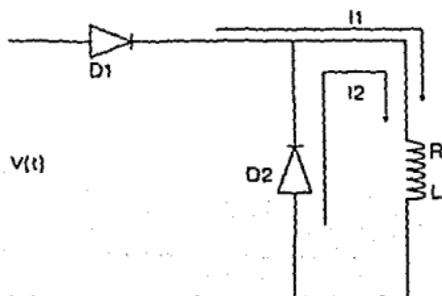


Fig. 1.25 Operación del diodo volante en un rectificador.

En el intervalo $0 < t < T/2$ el diodo $D1$ conduce y permite que haya circulación de corriente hacia la carga RL .

Para el intervalo de $T/2 < t < T$ el diodo $D1$ se bloquea porque el voltaje es negativo, entonces $D2$ conduce y permite que haya circulación hacia la carga.

El siguiente circuito es la aplicación a un sistema motocompresor utilizado en la apertura y cierre de puertas de un tren del sistema de transporte colectivo.

NOTA: Para simplificar el circuito se han eliminado algunos elementos.

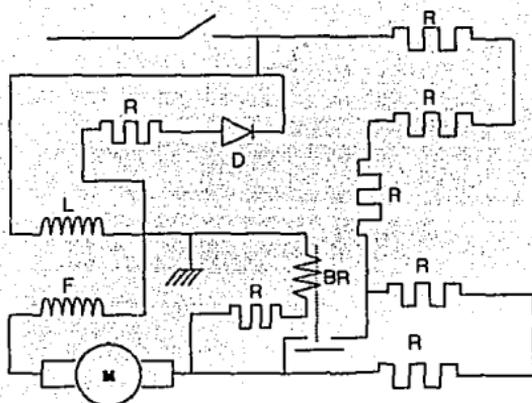


Fig. 1.26 Aplicación del diodo de rueda libre en un sistema motocompresor.

En este circuito cuando se cierra el interruptor permite el paso de la corriente a través de las resistencias permitiendo que el motor empiece a funcionar en forma moderada, es decir, a baja velocidad. Después, cuando se alcanza una diferencia de potencial en la bobina del relevador (BR) permite que se cierre su contacto y así se logra la eliminación de dos resistencias permitiendo que el motor aumente su velocidad.

Cuando se abre el contacto se impide el flujo de corriente y el motor detiene su operación, pero la energía almacenada en la inductancia se recircula hacia el grupo formado por la resistencia y el diodo, que está haciendo la función de un diodo de rueda libre.

C A P I T U L O 2

DISPOSITIVOS ELECTRONICOS DE CONTROL DE POTENCIA.

2.1 CARACTERISTICAS DEL DIODO DE POTENCIA.

2.1.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

El diodo es un dispositivo semiconductor que consta de dos materiales, el material tipo P y el material tipo N, los cuales dan las características propias de este dispositivo.

El diodo tiene la capacidad de poder comportarse como un interruptor dependiendo de la polarización que se le aplique.

Para cuando al diodo se le aplica una polarización inversa, es decir, la terminal P (Anodo) conectada al negativo de la polarización y la terminal N (Cátodo) al positivo de la polarización, este se comporta como un interruptor abierto.

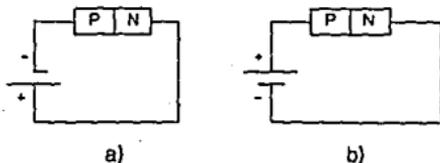


Fig. 2.1 Formas de Polarización de un Diodo.

Polarizando directamente al diodo tenemos un interruptor cerrado que permite la conducción de corriente en la dirección de P a N (ánodo-cátodo) como se observa en la figura 2.1b.

La figura 2.2 nos muestra la característica voltaje corriente del dispositivo junto con el símbolo del diodo.

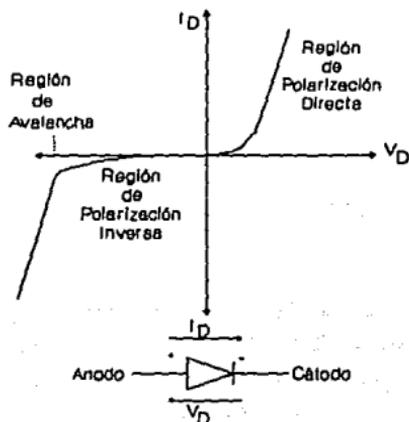


Fig. 2.2 Característica V-I del Diodo.

En la gráfica voltaje corriente se nota una tercer característica del diodo, esta característica se logra polarizando inversamente al diodo. Para lograr esta característica la polarización inversa debe ser muy grande ocasionando que el potencial inverso proporcione una ruptura y así permita la circulación inversa de corriente en la dirección opuesta. A esta característica se le conoce como ruptura por avalancha.

El máximo voltaje inverso que se le puede aplicar a un diodo se conoce como VPI (Voltaje Pico inverso).

Dentro de la operación del diodo se debe de considerar la resistencia de CD o estática, la cual va disminuyendo o aumentando según la polaridad que se le este aplicando (la resistencia es menor polarizado directamente y mayor polarizado inversamente).

Para la resistencia dinámica o de CA la entrada es variable y moverá al punto de operación hacia arriba y hacia abajo.

Las expresiones que nos permiten obtener tanto la resistencia dinámica como la estática son las siguientes:
Resistencia Estática:

$$R_{CD} = \frac{V_D}{I_D}$$

Resistencia Dinámica:

$$R_{CA} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D}$$

2.1.2 INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA EN EL DIODO.

El diodo, como todo dispositivo debe de tener ciertas especificaciones para su funcionamiento, es decir, que su capacidad debe de estar previamente definida para evitar que el dispositivo se dañe por rebasar la magnitud máxima permisible.

Es por esto que se debe de poner mucha atención en la polarización y en la circulación de la corriente por el diodo, así como su máxima disipación de potencia.

La circulación de la corriente provoca que el dispositivo incrementa su temperatura y aquí es donde empieza la dependencia de las características del diodo con la temperatura.

La temperatura debe de mantenerse dentro de los niveles máximos permisibles, ya que en caso de que se llegara a rebasar esta temperatura el diodo se empezaría a deteriorar e incluso podría llegar a su total destrucción.

La máxima temperatura con la cual puede trabajar el dispositivo generalmente está dada por el fabricante.

La disipación de potencia también depende de la corriente, así como del voltaje aplicado al dispositivo, para potencias disipadas en donde existen tensiones variables con el tiempo existe una expresión para obtenerla:

$$P_j = \frac{1}{T} \int V_D(t) I_D(t) dt$$

En tanto que para la corriente continua está dada por:

$$P_j = V_D I_D$$

La disipación de la potencia eléctrica como calor en el diodo hace que la temperatura de la unión aumente. Este aumento de temperatura se debe de mantener dentro de los límites aceptables o de lo contrario el diodo se deteriorará.¹⁰

En la actualidad existen diodos con capacidades de 5000 Volts y 3000 Amperes. Además de que existen diodos rápidos con velocidades de docenas de nanosegundos hasta algunos microsegundos.

¹⁰ Schilling y Belova. Ctos. Electrónicos Discretos e Integrados. Marcombo, México 1989. Segunda Edición Pag. 55

2.2 CARACTERISTICAS Y FUNCIONAMIENTO DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA PARA CONMUTACION.

2.2.1 EL TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR.

El transistor es otro de los dispositivos semiconductores que se utilizan dentro de la Electrónica de Potencia.

Es un dispositivo que consta de tres capas, de las cuales dos capas pueden ser de material tipo P o de material tipo N con una capa de material tipo N o tipo P intercaladas respectivamente. Formando así los transistores tipo PNP y tipo NPN. Aunque generalmente los transistores que se utilizan como interruptores son los del tipo NPN. La figura 2.3 muestra su símbolo así como la consideración de sus capas dependiendo del tipo de transistor.

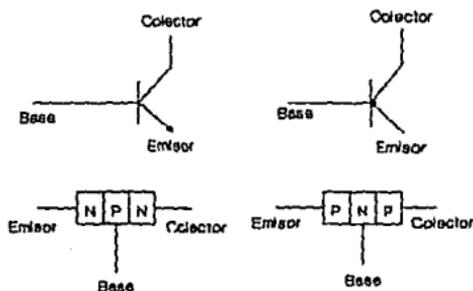


Fig. 2.3 Configuración del Transistor.

Para que un transistor funcione como un interruptor es necesario que el dispositivo pueda tener ciertos estados que le permiten hacer la conmutación de un régimen a otro.

Los estados de conmutación son los siguientes:

- 1.- Estado Abierto o de corte.
- 2.- Estado Cerrado o en Saturación.

ESTADO EN CORTE.

En este régimen el transistor se comporta como un interruptor abierto impidiendo el flujo de la corriente hacia la carga, esto se debe a que la corriente de base es nula y evita que exista un flujo de corriente en la unión base-emisor.

En esta condición la corriente de colector es despreciable (zona OY). Es importante resaltar que al estar el transistor en corte presenta en sus terminales un voltaje colector emisor muy grande el cual depende de algunos factores como son:

- a) El gradiente de voltaje aplicado dv/dt .
- b) Polarización de la unión base-emisor.
- c) Tecnología de fabricación.

El más importante de estos factores es el gradiente dv/dt ya que este puede provocar la conducción brusca del transistor.

ESTADO DE SATURACION.

La condición de saturación es aquella en la cual la corriente de colector es lo suficientemente grande para que todo el voltaje de alimentación, aparezca en las terminales de la carga.¹¹

¹¹ J. Maloney Timothy. Electrónica Industrial. Dispositivos y Sistemas. Prentice Hall, México 1983. Pag. 2

carga. Aquí la corriente de base juega un papel muy importante ya que es la que se encarga de que el transistor conmute.

Su característica principal en este régimen es su corriente de colector I_C y la tensión de saturación V_{CE} .

Utilizando I_B y la I_C nos da una relación conocida:

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

donde: β es la ganancia del transistor.

Dentro de la condición de saturación se debe de definir la corriente I_C como la corriente nominal máxima permisible para el dispositivo, ya que si se llegara a rebasar el valor de I_C tendría efectos secundarios en la tensión V_{CE} y en su funcionamiento.

Se debe también de aclarar que la corriente I_B debe ser lo suficientemente grande para poder mantener la conducción del dispositivo.

En la figura 2.4 se muestran los estados del transistor en conmutación.

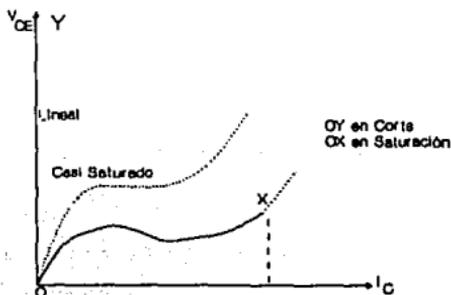


Fig.2.4 Estados del Transistor.

2.2.2 ZONAS DE FUNCIONAMIENTO.

De acuerdo con la figura 2.4 se pueden considerar las siguientes zonas de funcionamiento del transistor.

- a) Zona de Saturación. La corriente de colector es máxima en tanto que $V_{CE}=0$.
- b) Zona Lineal. Aquí la corriente I_C es prácticamente constante.
- c) Zona de Casi Saturación. En esta zona β influye mayormente en el valor de V_{CE} para una corriente de colector I_C dada.
- d) Zona de Corte. En este estado la I_C es despreciable y la corriente de base es nula .

Dentro de la zona más viable para trabajar es la zona de saturación ya que existen pocas pérdidas por el V_{CE} pequeño como se ve en la siguiente expresión.

$$P = V_{CE(SAT)} I_C$$

2.2.3 DESCRIPCION DE LA CONMUTACION EN LOS TRANSISTORES.

En esta sección explicaremos gráficamente la conmutación que existe en los transistores, tomando como referencia el circuito mostrado en la siguiente figura.

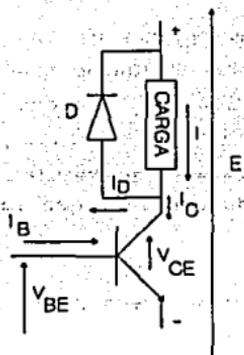


Fig. 2.5 Circuito de Conmutación por Transistor.

El diodo D se encarga de regular la corriente I , se supone que la base está alimentada por ondas de corriente unidireccionales.

Cuando el transistor está bloqueado $I_C = 0$, $V_{CE} = +E$, $I_D = I$, $I_B = 0$, $V_{BE} = 0$.

Cuando la corriente de base I_B se hace lo suficientemente grande el transistor se activa.

En $t=0$ es en donde se envía el pulso de corriente, en la figura 2.6 se observa que hay un tiempo de retardo necesario para que el transistor alcance el nivel de conducción. La corriente de colector I_C va aumentando paulatinamente, mientras esto continúe, el diodo sigue conduciendo y la tensión V_{CE} sigue siendo igual a $+E$, en tanto la I_C no alcance su valor máximo.

Cuando $I_C = I$ el voltaje V_{CE} comienza a descender hasta que el transistor alcanza el valor de saturación; I_C máxima, V_{CE} aproximadamente cero y el diodo deja de conducir.

Para cuando $t=1/2T$ el pulso de corriente de base se suprime como se observa en la figura 2.6.

Durante el intervalo $(1/2T, t_4)$ el transistor aún continúa en saturación.

Entre el intervalo (t_4, t_5) el V_{CE} empieza a aumentar, en estas condiciones el diodo D aún no puede conducir.

En (t_5, t_6) la corriente I_C comienza a decrecer hasta que llega a cero y el $V_{CE} = +E$, es entonces que el diodo empieza a conducir y transistor pasa al estado de corte.

En resumen se puede concluir que *la subida de tensión se produce en presencia de corriente, la bajada de corriente en presencia de tensión.*¹²

En otras palabras se puede decir que $V_{CE} = +E$ cuando $I_C = 0$ y $V_{CE} = 0$ cuando $I_C = i$.

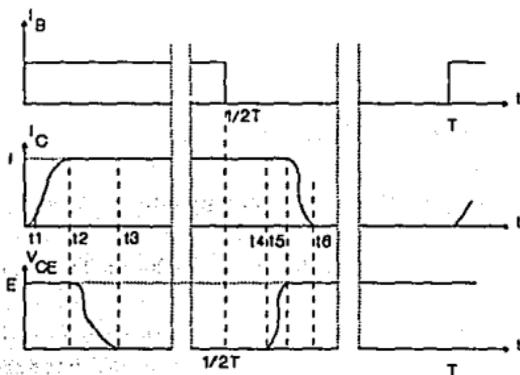


Fig. 2.6 Gráfica de Conmutación del Transistor.

¹² Ségurier, Op. Cit. Pag. 226

2.2.4 AREA DE SEGURIDAD PARA LOS TRANSISTORES.

El area de seguridad de un transistor está definida dentro del plano $I_C - V_{CE}$ en donde se fija el funcionamiento del transistor.

Para conocer el area de seguridad de un transistor es necesario saber en que tipo de régimen está trabajando, ya sea en régimen lineal o en régimen de conmutación.

El régimen lineal es el que proporcionan todos los fabricantes tomando al transistor como polarizado directamente, se pueden conocer cuatro rectas de delimitación.

- 1.-Recta horizontal $I_C = I_{Cmax}$.
- 2.-Recta de disipación térmica $P = I_C V_{CE}$.
- 3.-Recta que determina la segunda ruptura ligada a la formación local de puntos calientes cuya temperatura sobrepasa la temperatura máxima admisible.
- 4.-Recta vertical V_{CE} , determina el máximo valor de V_{CE} en estado de conducción.

El régimen de conmutación se determina según el tipo de polarización de la unión base emisor.

Para la polarización directa la tensión V_{BE} se mantiene siempre positiva y con una resistencia de base-emisor mayor a un valor especificado.

Para la polarización inversa se caracteriza por tener una I_B inversa y un V_{BE} inverso con una resistencia R_{BE} menor a un valor especificado.

2.2.5 OTROS PARAMETROS.

Dentro de los parámetros que hay que tomar en cuenta para los transistores son los tiempos de encendido y apagado los cuales se definen a continuación.

Para el tiempo de apagado su expresión es la siguiente.

$$t_{off} = t_s + t_f$$

donde: t_{off} es el tiempo de apagado.

t_s tiempo de almacenamiento del transistor.

t_f tiempo de decrecimiento de la corriente de colector.

El tiempo de encendido está determinado por la siguiente expresión:

$$t_{on} = t_d + t_r$$

donde: t_{on} tiempo de encendido.

t_d tiempo de crecimiento de la I_C .

t_r tiempo de retardo del crecimiento de la corriente de colector.

Otro parámetro importante es la disipación de potencia máxima, la cual es proporcionada por el fabricante. Su expresión está dada por:

$$P_{max} = \frac{T_j - 25^\circ C}{R_{th(j-c)}}$$

T_j temperatura de unión

$R_{th(j-c)}$ resistencia térmica (unión cápsula).

2.3 CARACTERISTICAS Y FUNCIONAMIENTO DE LOS TIRISTORES, EL SCR, EL TRIAC Y EL GTO.

2.3.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS TIRISTORES.

El término tiristor define cualquier dispositivo semiconductor que tiene una acción biestable dependiendo de la acción regenerativa de sus capas PNPN. Los tiristores pueden ser de dos, tres o cuatro terminales y manejar corrientes unidireccionales o bidireccionales.

Este dispositivo puede presentar dos estados; un estado de circuito abierto o de no conducción, que puede resistir grandes voltajes y en el otro estado puede llegar a tener una baja impedancia permitiendo que la corriente circule a través del dispositivo. Es por esto que este dispositivo cumple con las características de aproximación para considerarlo como un interruptor ideal.

Como anteriormente señalamos, este dispositivo cuenta con cuatro capas alternadas de material tipo P y N, las cuales son de silicio.

El autor Robert Chauprade nos da una distinción arbitraria de las capas distintivas de un tiristor.

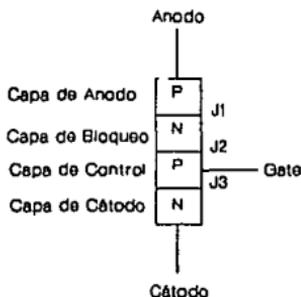


Fig. 2.7 Capas de un Tiristor.

Las uniones existentes en las capas P y N, se les denomina como J_1 , J_2 , J_3 siendo J_1 y J_3 las uniones emisoras en tanto que J_2 es la union colectora.

Se les ha dado este nombre a las uniones por tener una analogia con los diodos .

Una analogia muy conocida es la realizada a base de dos transistores complementarios, es decir, un transistor PNP y un transistor NPN conectados de la siguiente manera:

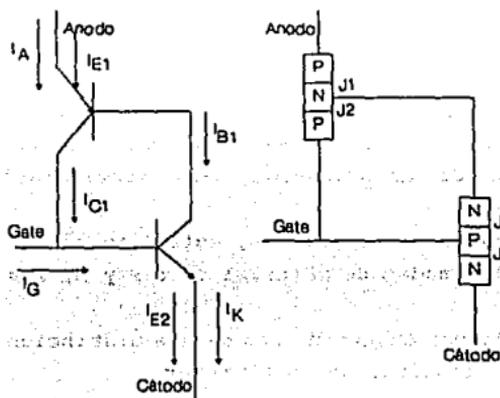


Fig. 2.8 Analogia de un Tiristor a base de Transistores.

Esta conexión permite que exista una acción regenerativa de la corriente permitiendo que permanezca fluyendo a través del dispositivo.

A continuación haremos el análisis de la analogia con transistores.

Tomando para el transistor Q1

$$I_{B1} = I_A - I_{C1} \quad 1$$

Sabemos que:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad 2$$

Despejando I_C :

$$I_C = I_E \alpha \quad 3$$

Sustituyendo 3 en 1 tenemos:

$$I_{B1} = I_A - I_E \alpha_1$$

Pero $I_A = I_E$ por lo que:

$$I_{B1} = I_A - I_A \alpha_1$$

$$I_{B1} = I_A (1 - \alpha_1) \quad 4$$

Del análisis de Q2 se observa que:

$$I_{B1} = I_{C2} \quad 5$$

$$I_{C2} = I_{E2} \alpha_2 \quad 6$$

$$I_{E2} = I_K \quad 7$$

Analizando el transistor Q2 y Q1 como un solo nodo nos da:

$$I_K = I_A + I_G \quad 8$$

Sustituyendo 4 en 5

$$I_A (1 - \alpha_1) = I_{C2} \quad 9$$

Sustituyendo 6 en 9.

$$I_A (1 - \alpha_1) = I_{BZ} \alpha_2 \quad 10$$

Sustituyendo 7 en 10.

$$I_A (1 - \alpha_1) = I_K \alpha_2$$

Ahora despejando la I_K tenemos:

$$I_K = \frac{I_A (1 - \alpha_1)}{\alpha_2} \quad 11$$

Sustituyendo 11 en 8.

$$I_K = I_A + I_G$$

$$\frac{I_A (1 - \alpha_1)}{\alpha_2} = I_A + I_G$$

Ahora realizando diferentes operaciones para obtener la I_A tenemos:

$$I_A (1 - \alpha_1) = (I_A + I_G) \alpha_2$$

$$I_A - I_A \alpha_1 - I_A \alpha_2 = I_G \alpha_2$$

$$I_A (1 - \alpha_1 - \alpha_2) = I_G \alpha_2$$

$$I_A = \frac{I_G \alpha_2}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

En esta última expresión tenemos que cuando el término $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ la corriente de anodo I_A alcanza un valor infinito, es decir, que cuando la corriente de compuerta es lo

suficientemente grande como para que $\alpha_1 + \alpha_2$ sea igual a 1 el tiristor se disparará y permanecerá conduciendo indefinidamente.

No solo basta conocer este análisis de la corriente de ánodo que va a circular por el tiristor para tener un perfecto conocimiento del tiristor. Es necesario conocer como juegan un papel muy importante las tres uniones existentes en el tiristor.

Por las características de la figura 2.10 sabemos que las regiones J_1 y J_3 son polarizadas directamente mientras que la unión J_2 está polarizada inversamente.

La anterior razón nos da el porque un tiristor no puede conducir únicamente con que esté presente un cierto voltaje en las terminales de ánodo y cátodo; ya que la unión J_2 mientras esté polarizada inversamente no existirán portadores libres que permitan la conducción.

En el siguiente párrafo explicaremos como se lleva a cabo la conducción de un tiristor.

Cuando existe un pulso positivo entre la compuerta y el cátodo la unión J_3 inmediatamente se polarizará directamente, permitiendo que exista una conducción de corriente en sentido directo y establecerá una corriente de electrones de la capa de cátodo a la capa P de control.¹³

Debido a lo anterior los electrones saturarán la capa de control, penetrando en la barrera de potencial de J_2 y causarán una circulación de corriente de ánodo a cátodo. Los anteriores efectos permiten que el dispositivo pase al estado permanente de conducción.

¹³ Chauprade Robert. Control Electrónico de Motores de CC. Gustavo Gili. Barcelona, España 1983. Pag. 34

Los factores que influyen principalmente en el encendido de compuerta son las siguientes:

- a) La amplitud y el tiempo de subida del voltaje y corriente de compuerta.
- b) La magnitud de la corriente de carga.
- c) El voltaje de apagado que soporta antes de ser encendido.
- d) La temperatura del dispositivo.

El tiristor puede recobrar su estado de no conducción sólo cuando la corriente circulante por él disminuye hasta un valor no permitido por el dispositivo, ocasionando que el tiristor se apague. Cuando el tiristor está conduciendo una corriente alterna; con la simple inversión de la polaridad ánodo-cátodo el dispositivo se bloquea.

Para detener la conducción de corriente directa es necesario utilizar circuitos auxiliares.

El efecto que se lleva a cabo cuando se apaga un tiristor es que los electrones que permanecen desplazándose de cátodo a ánodo se ven bruscamente obligados a cambiar su dirección de recorrido propiciando una corriente inversa ocasionando que el tiristor lleve a cabo su bloqueo.

El efecto anterior trae consigo que se formen nuevamente barreras de potencial, las cuales se forman al nivel de las uniones J_1 , J_2 y J_3 .

La figura 2.9 nos muestra como se lleva a cabo la conmutación en un tiristor cuando se enciende por medio de un pulso de compuerta.

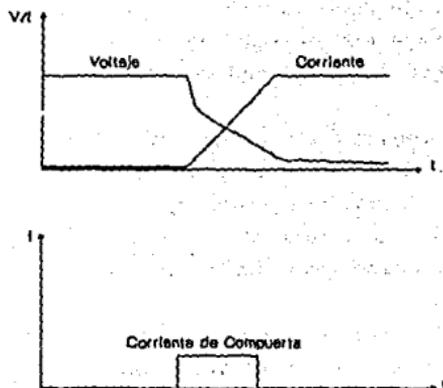


Fig. 2.9 Conmutación de un Tiristor.

2.3.2 FUNCIONAMIENTO EN ESTADO ESTÁTICO.

Dentro de las características que se deben de considerar en un tiristor antes de que éste entre en funcionamiento está la tensión inversa y la tensión directa, con la cual van a trabajar.

Aunque generalmente tanto la tensión inversa como la tensión directa son aproximadamente de igual magnitud en el tiristor; debe de existir un margen de seguridad dentro de estos dispositivos.

La expresión para obtener el margen de seguridad se da enseguida:

$$V_t = \frac{V_{PI}}{\sqrt{2}V}$$

donde: VPI = Voltaje Pico Inverso.

V = Voltaje RMS de entrada.

V_f = Factor de seguridad de voltaje.

El rango de seguridad fluctúa entre 1.5 y 2, aunque varía según los fabricantes del dispositivo.

Otra de las consideraciones que se deben de tomar en cuenta son las llamadas corrientes de fuga las cuales nos dan valores de miliamperios y va aumentando con la temperatura y la tensión aplicada.

Cuando el tiristor está en conducción existe una caída de tensión en sus terminales, este valor está comprendido entre 1 y 2 volts cuando está trabajando con una corriente nominal y no hay sobrecarga, en caso de que exista una sobrecarga esta caída de tensión va aumentando considerablemente.

Una característica más que se debe de considerar es la posibilidad de poder disparar al semiconductor y hacerlo que pase al estado de conducción. El conocimiento de estas características permite el poder disparar al tiristor y evitar que se aplique un pulso mayor al permitido y ocasionar que el dispositivo se dañe en su unión puerta-cátodo.

Existen tres zonas para la unión puerta-cátodo que nos dan las características para su posible disparo del dispositivo, las cuales son las siguientes.

- a) Zona de Disparo imposible. En esta zona no es posible que el tiristor conduzca.
- b) Zona de Disparo Posible Pero No Seguro. En esta zona el dispositivo puede pasar a conducción mas no es realmente seguro que se llegue a tal estado.
- c) Zona de Disparo seguro. En este estado el dispositivo permanecerá en conducción por tiempo indefinido.

2.3.3 FUNCIONAMIENTO EN ESTADO DINAMICO.

Dentro del funcionamiento en estado dinámico de los tiristores se debe de considerar el tiempo que tarda el tiristor en pasar del estado de bloqueo al estado de conducción. Este tiempo es de algunos microsegundos y se ha considerado que tiene dos tiempos.

Un tiempo de retardo al crecimiento y un tiempo de crecimiento.

$$T_{ON} = T_{RET} + T_{CREC}$$

El tiempo de retardo depende principalmente de tres parámetros:

- a) La tensión ánodo cátodo.
- b) La temperatura (el tiempo de retardo al crecimiento disminuye si estas magnitudes aumentan).
- c) La corriente de compuerta.

El tiempo de crecimiento depende esencialmente de la amplitud y el gradiente de la corriente de ánodo; aumenta con éstos.¹⁴

Así como existe un tiempo necesario para que el tiristor pase al estado de conducción existe también un tiempo necesario para que éste pase al estado de bloqueo, el cual también consta de dos tiempos.

Un tiempo de recuperación inversa y un tiempo de recuperación de la puerta.

$$T_{OFF} = T_{RI} + T_{RG}$$

¹⁴ Chauprade, Op. Cit. Pág. 44

Para el primer tiempo (T_{RI}) los electrones son sometidos a una tensión inversa obligándolos a cambiar su dirección de recorrido.

En el segundo tiempo (T_{RG}) existen portadores en la unión de control propiciando que el desplazamiento de éstos sea lento.

*El tiempo de bloqueo decrece, en un cierto limite, cuando aumenta la tensión inversa.*¹⁵

Una característica más y a la que se debe de dar una importancia primordial es a la variación de voltaje conocida como dv/dt . Esta variación de voltaje cuando no es controlada puede provocar que el dispositivo se dispare ocasionando que el semiconductor permita la conducción.

Este efecto de incremento de voltaje se puede evitar colocando circuitos de protección que amortiguen el voltaje que se está incrementando en el dispositivo ya sea por conmutación o transitorios de voltaje, el circuito más comúnmente usado es el RC el cual se conecta en paralelo entre ánodo y cátodo.

En la actualidad existen dispositivos que pueden manejar valores de incremento desde 500 hasta 1500 $V/\mu\text{seg}$, esta característica permite que los elementos de protección se puedan simplificar.

Otra consideración que va muy ligada a la anterior es el incremento de corriente di/dt la cual al incrementarse bruscamente provoca que aparezcan zonas con una fuerte densidad de corriente que mantienen una tensión ánodo cátodo importante, lo que da lugar localmente a una disipación de potencia excesiva y a temperaturas capaces de provocar microfusiones en la unión.¹⁶

¹⁵ Chauprade, Op. Cit. Pag. 45

¹⁶ Ibid.

El anterior efecto provoca que el tiristor comience a deteriorarse paulatinamente hasta llegar a su total destrucción.

Al igual que el anterior efecto, el di/dt también se puede suprimir por medio de elementos amortiguadores externos tales como las inductancias o en dado caso una inductancia saturable que retrasa el inicio de la aparición de la corriente.

2.3.4 FORMAS DE DISPARO Y TIPOS DE CONMUTACION EN LOS TIRISTORES.

Las consideraciones de disparo de los tiristores son necesarias conocerlas porque éstas nos permiten determinar la forma más adecuada para poder disparar al tiristor, algunas son aptas y otras no las pueden ser. A continuación mencionamos las principales formas de disparo de los tiristores.

DISPARO POR RADIACION.- Este tipo de disparo se emplea para los tiristores que se activan por luz, ya que este dispositivo se le bombardea por medio de fotones propiciando que exista un incremento de corriente y el dispositivo se dispara.

DISPARO POR VOLTAJE.- Cuando se incrementa el voltaje directo aplicado propicia que la corriente de bloqueo aumente y el dispositivo se dispare.

DISPARO TERMICO.- Conforme la temperatura aumenta, la capa de agotamiento de un tiristor decrece y propicia que el dispositivo se dispare.

DISPARO POR dv/dt .- Si el incremento de voltaje supera el valor crítico el tiristor se dispara.

DISPARO POR COMPUERTA.- Esta forma de disparo es la más utilizada ya que permite un pulso positivo a la compuerta ocasionando que el dispositivo semiconductor se dispare y permita la conducción.

Una vez que ya conocemos los diferentes modos de disparo de un tiristor es conveniente también la forma de apagar a un tiristor.

Para que un tiristor se logre apagar es necesario que exista una conmutación.

La conmutación se define como el efecto de transferir la corriente de carga de una rama del montaje a otra propiciando que el tiristor se apague. Las formas de conmutación son principalmente dos: Conmutación Natural y Conmutación Forzada.

La Conmutación Natural se utiliza principalmente en circuitos de corriente alterna. Este tipo de conmutación se lleva a cabo cuando la corriente que circula se anula por sí misma cuando pasa por el cero natural y automáticamente se produce una inversión de polaridad en el voltaje que se está aplicando a las terminales del dispositivo, esto hace que el dispositivo se bloquee.

La Conmutación Forzada se utiliza principalmente en circuitos de corriente continua; en este tipo de conmutación se necesitan circuitos auxiliares para lograr la conmutación, ya que aquí no es posible la anulación de la corriente por sí sola como sucede en los circuitos de corriente alterna.

De estas dos formas de conmutación se derivan otros tipos de conmutación que reciben el nombre dependiendo de la forma de realizar este tipo de conmutación; a continuación se muestra un esquema con los diferentes tipos de conmutación existente.

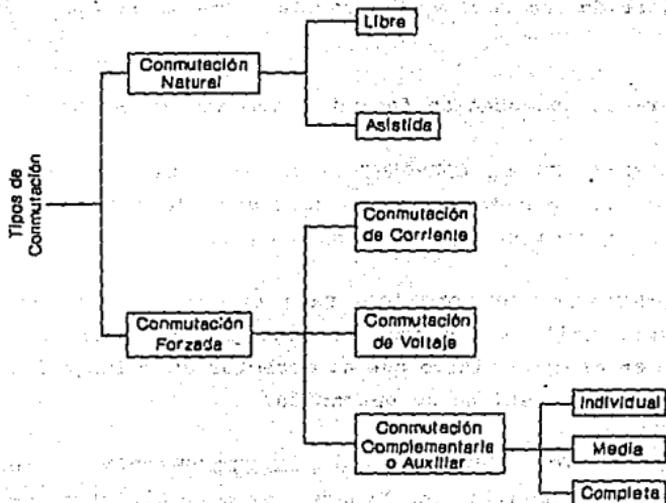


Fig. 2.10 Tipos de Conmutación.

Como se observa dentro del esquema en la conmutación natural se consideran dos tipos de conmutación, a saber:

CONMUTACION NATURAL LIBRE.- En este tipo de conmutación, la corriente circulante se anula por si misma o en el momento en que se dispone a entrar en operación la otra rama del circuito.

CONMUTACION NATURAL ASISTIDA.- Aquí la corriente se transfiere de una rama a otra con la ayuda de la fuente o de la carga.

Para la conmutación forzada vemos que existen:

CONMUTACION DE CORRIENTE.- En este tipo de apagado la corriente cae por debajo de la corriente de mantenimiento del tiristor propiciando que éste se apague.

CONMUTACION DE VOLTAJE.- Este tipo de conmutación es el mayormente utilizado porque permite proporcionar un voltaje inverso en el dispositivo que al detectar un voltaje inverso en sus terminales detiene su operación.

CONMUTACION AUXILIAR O COMPLEMENTARIA.- Aquí la conmutación se realiza con la ayuda de otro tiristor, es decir, para poder apagar al tiristor principal es necesario que se active otro tiristor para que el tiristor principal se apague.

Dentro de este tipo de conmutación se engloban los tipos de conmutación Individual, Media y Completa.

En la conmutación individual el tiristor principal conmuta mediante un tiristor auxiliar.

En la conmutación media se utilizan varios tiristores auxiliares para conmutar a diferentes tiristores principales.

La conmutación completa es otra forma de conmutación auxiliar en la que el apagado se logra por medio del disparo de un dispositivo auxiliar.

Existe también otro tipo de conmutación, que es llamada Conmutación Armónica en donde la conmutación se lleva a cabo por medio de un suministro armónico exterior durante un rango de 360°.

2.3.5 CARACTERISTICAS TERMICAS.

La temperatura en un tiristor es la característica que se debe de considerar en el funcionamiento del dispositivo, cuando la temperatura en el semiconductor aumenta puede crear problemas en el tiempo de encendido, del voltaje de ruptura y de su propia estabilidad térmica.

La variación de la temperatura puede deberse principalmente a sobrecargas eléctricas y variaciones de la temperatura ambiente.

De acuerdo a las variaciones que existen en el dispositivo se pueden considerar cinco tipos de pérdidas.

PERDIDAS EN EL ESTADO DE BLOQUEO DIRECTO O INVERSO.-Este tipo de pérdidas generalmente no se toman en cuenta por ser relativamente pequeñas.

PERDIDAS EN EL DISPARO DEL TIRISTOR.- Este tipo de pérdidas se consideran despreciables en los dispositivos de conmutación natural pero sí se toman en cuenta en los circuitos de conmutación forzada.

PERDIDAS EN EL BLOQUEO.- Este tipo de pérdidas está en función de la corriente principal, de su velocidad de crecimiento, de la resistencia interna del tiristor y de la caída de tensión de la unión central.¹⁷

PERDIDAS DE PUERTA.- Estas pérdidas son pequeñas, tanto que para los tiristores de potencia se desprecian.

PERDIDAS POR CONDUCCION.- Este tipo de pérdidas son las que más se consideran dentro del dispositivo. La siguiente expresión nos da las pérdidas instantáneas.

$$P_{cond} = \Delta V_T I_T$$

Para la obtención de las pérdidas medias se obtienen por medio de la expresión siguiente:

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_0^T \Delta V_T I_T dt$$

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_0^T V_T I_T dt + \frac{1}{T} \int_0^T I_T^2 r_T dt$$

La segunda parte de la expresión es la energía que produce el calentamiento de la unión del tiristor.

$$P_{cond} = \frac{1}{T} V_T I_T + \frac{1}{T} I_T^2 r_T,$$

que evaluada en el intervalo (0,T) nos da:

$$P_{cond} = V_T I_T + I_T^2 r_T$$

Para la obtención de las pérdidas totales basta con hacer la suma de las cinco pérdidas consideradas anteriormente.

¹⁷ Chauprade, Op. Cit. Pág. 42

2.3.6 DESCRIPCION DEL SCR.

El SCR (Silicon Controlled Rectifier) es un dispositivo semiconductor perteneciente a la familia de los tiristores.

El símbolo del SCR se muestra en donde se observan sus terminales principales así como la dirección de la corriente.

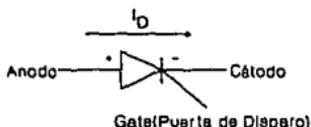


Fig. 2.11 Símbolo del SCR.

Se puede decir que se trata de un diodo controlado, ya que éste permite la conducción en un sólo sentido (sólo que el diodo no tiene una puerta de control).

El SCR puede hacer la función de un dispositivo rectificador o de un dispositivo de switcheo.

Su característica voltaje corriente se muestra ahora.

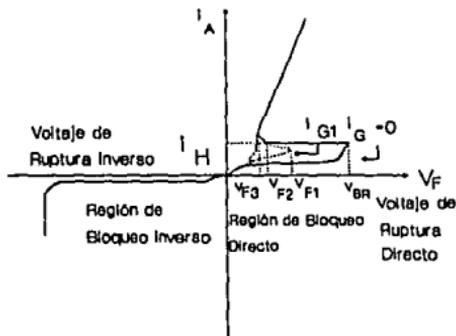


Fig. 2.12 Característica V-I del SCR.

Con las características mostradas en la figura se pueden considerar sus zonas de funcionamiento.

Primera Zona.- es cuando el SCR está polarizado inversamente, por lo tanto se encuentra en bloqueo.

Segunda zona.- cuando el SCR está polarizado pero sin tener un impulso en la puerta, por lo tanto también permanece en bloqueo.

Tercera Zona.- cuando el SCR está polarizado y se le aplica un impulso en la puerta permitiéndole que pase a conducción.

Se puede considerar una cuarta zona, pero ésta vendría cayendo dentro de la segunda ya que el SCR puede llegar a conducir cuando está polarizado y se va incrementando el voltaje hasta que éste llega a la conducción por ruptura de avalancha (sin haber dado un impulso a la compuerta).

Dentro de la primera zona se considera una corriente inversa de fuga, en la segunda se considera la corriente directa de fuga, mientras que en la tercera se considera una caída de tensión directa (siendo ésta muy pequeña) con una corriente circulando muy grande.

*La tensión directa que un tiristor puede soportar con corriente de puerta nula es del mismo orden que la tensión inversa máxima.*¹⁸

Para que el SCR permanezca en conducción es necesario que tenga una corriente mínima de mantenimiento, en caso contrario, cuando no se tiene esta corriente el SCR se bloqueará.

¹⁸ Séquier, Op. Cit. Pag. 18

Para poder apagar al SCR se pueden considerar estos métodos:

- 1.- Disminuir la corriente que circula.
- 2.- Eliminar la tensión ánodo cátodo.
- 3.- Invertir la polaridad de ánodo cátodo.

Los SCR para conducir mayor corriente se pueden conectar en paralelo y para soportar mayores tensiones se pueden conectar en serie. Esto se lleva a cabo dependiendo del tipo de aplicación.

2.3.7 DESCRIPCION DEL TRIAC.

El TRIAC es otro dispositivo semiconductor perteneciente a la familia de los tiristores. Este dispositivo a diferencia del SCR puede conducir en ambas direcciones, es decir, es un tiristor bidireccional.

En la siguiente figura se muestra su símbolo así como su analogía con dos SCR's conectados como se observa.

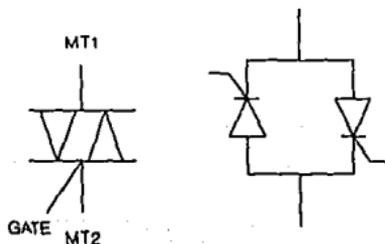


Fig. 2.13 a) Símbolo del TRIAC.

b) Analogía a base de SCR's.

MT1 y MT2 son las terminales principales que se encargan de transportar la corriente y GATE es la terminal de compuerta utilizada para poder disparar al TRIAC.

El TRIAC puede dispararse por medio de fuentes de CA, CD, Corriente Rectificada o también por medio de pulsos.

La figura 2.14 muestra la característica voltaje corriente del TRIAC.

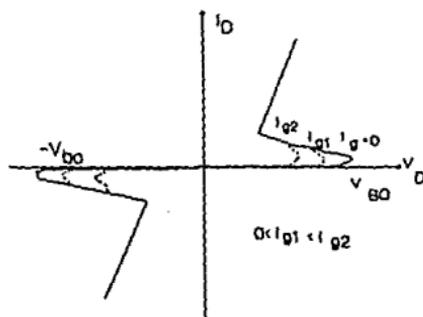


Fig. 2.14 Característica V-I del TRIAC.

El TRIAC permanece en estado de bloqueo cuando no se le aplica ninguna señal por la puerta.

Cuando existe un voltaje a través de sus terminales MT1 y MT2 también permanece en bloqueo, siempre y cuando éste voltaje no supere el voltaje de ruptura, éste voltaje puede ser positivo o negativo.

Para que el TRIAC conduzca es necesario que se le aplique un pulso a través de la puerta; éste puede ser positivo o negativo.

Como anteriormente señalamos el TRIAC puede conducir en cualquier dirección. Por ésta razón existen cuatro posibles modos de disparo como se explica a continuación.

- Cuadrante 1- MT2 (+) G(+).
- Cuadrante 2- MT2 (+) G(-).
- Cuadrante 3- MT2 (-) G(-).
- Cuadrante 4- MT2 (-) G(+).

La siguiente figura ilustra lo anterior:

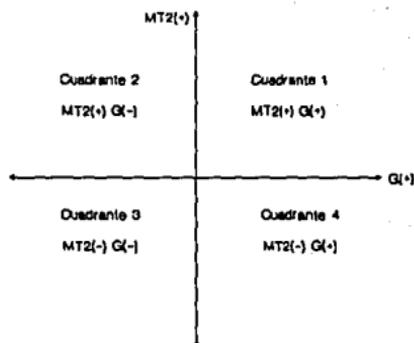


Fig. 2.15 Cuadrantes de Operación.

Para poder apagar al TRIAC es necesario que su corriente de mantenimiento disminuya drásticamente; otro método de apagado es el switcheo de cruce por cero, es decir, que en el momento en que la corriente pase por cero el dispositivo se puede apagar utilizando elementos auxiliares. Por ésta razón el TRIAC solo está limitado a una frecuencia de 60 Hz. y frecuencias menores de operación.

2.3.8 DESCRIPCION DEL GTO.

El GTO (Gate Turn-Off) es un dispositivo semiconductor de 4 capas que es similar al SCR.

Este dispositivo se controla a través de la compuerta tanto para encenderlo como para apagarlo, es por esto que se le da el nombre de interruptor controlado por compuerta o interruptor de apagado por compuerta.

El GTO tiene varias ventajas propias del SCR, el símbolo del GTO se muestra en la siguiente figura.

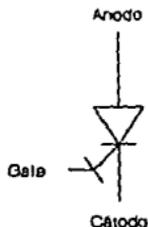


Fig. 2.16 Símbolo del GTO.

Para encender el GTO, el mecanismo es el mismo para un SCR, aplicándole un pulso a través de la compuerta.

La diferencia primordial del GTO con el SCR radica en su forma de apagado.

Basándonos en la analogía a base de transistores dada en la sección 2.3.1 explicaremos la forma de apagado del GTO.

Sabemos que existe una regeneración interna debida a los transistores que existen por la analogía antes mencionada.

Para poder apagar al GTO la regeneración interna es reducida, esto se logra mediante la disminución de la ganancia del transistor PNP.

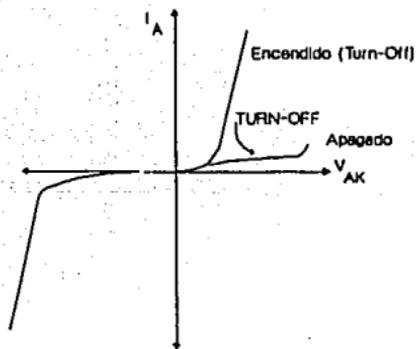


Fig. 2.17 Característica V-I del GTO.

Cuando se aplica un pulso de corriente a la compuerta del GTO, el exceso de portadores son inducidos de la región de la base del transistor NPN y la corriente del colector del transistor PNP es desviada dentro del circuito externo de compuerta. Así el manejo de la base de el transistor NPN es removida y entonces se remueve la base del transistor PNP, es decir, al dejar de funcionar el transistor NPN quitando la corriente de base automáticamente se corta el transistor y por lo tanto se logra el corte del transistor PNP ocasionando que el dispositivo logre su apagado total.

En la siguiente figura se muestran las formas de onda del voltaje y de la corriente durante el apagado de un GTO.

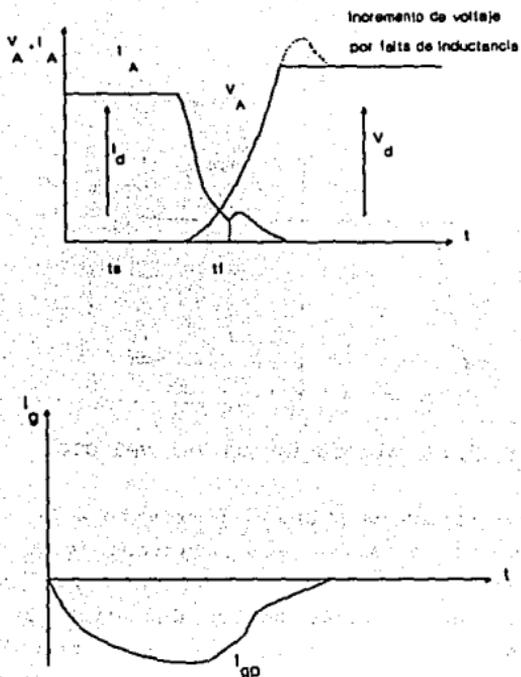


Fig. 2.18 Formas de Onda en el Apagado del GTO.

El GTO tiene ventajas sobre cualquier otro tipo de tiristor debido a que no necesita circuitos auxiliares de conmutación para su apagado.

De acuerdo a la figura 2.21 la corriente I_{gp} que es la corriente de apagado de compuerta está en función de la corriente de ánodo I_d . La relación I_d/I_{gp} está limitada de 3 a 5 veces su ganancia.

La corriente controlable o que está circulando es la máxima corriente de ánodo que puede ser interrumpida por apagado de compuerta.

2.4 LIMITACIONES Y PROTECCIONES DE LOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.

2.4.1 CONSIDERACIONES PARA LA PROTECCION.

Todo dispositivo semiconductor necesita que tenga ciertos tipos de protección para evitar que éstos se deterioren ya sea por sobreintensidades, sobretensiones o por el incremento excesivo de su temperatura. Es por esto que para que un dispositivo tenga un funcionamiento satisfactorio es necesario que existan diversos sistemas de protección, pero, ¿qué función deben de realizar estos tipos de protecciones ?

Las funciones que debe realizar un sistema de protección contra las sobrecorrientes, sobretensiones o cualquier otro tipo de falla son las siguientes:

- Limitar la duración de las sobrecargas y la frecuencia de aparición de éstas.
- Limitar la duración y magnitud de corto circuito.
- Limitar la duración y magnitud de la corriente de falla a través de los semiconductores.
- Limitar voltajes transitorios por switcheo o conmutación.
- Limitar la temperatura máxima que pueda soportar el dispositivo.

Para poder seleccionar cualquier tipo de protección para los diferentes dispositivos semiconductores se debe de referir a las características o necesidades requeridas del sistema en el que se esté trabajando. Se mencionan a continuación algunas consideraciones necesarias para poder seleccionar algún tipo de protección.

- El grado de seguridad del sistema esperado.
- La posibilidad de que las cargas provoquen fallas.
- La magnitud y la variación admisible de la corriente de falla.
- La máxima temperatura admisible en el dispositivo de potencia.

Dependiendo de la aplicación, alguna de las anteriores consideraciones deberá tener mayor importancia para una mejor protección del dispositivo semiconductor o el sistema en general.

Ya hemos señalado las finalidades que se persiguen para un mejor funcionamiento del dispositivo y evitar que éste se dañe, pero no hemos señalado como es que surgen los problemas de sobreintensidades, sobretensiones y de incremento de temperatura. Los siguientes párrafos tratarán de explicar como surgen estos problemas y en las siguientes secciones de este capítulo se explicarán los métodos comúnmente utilizados para solucionarlos.

Los problemas de sobreintensidades se originan ya sea por cortocircuitos del sistema o también por defectos de funcionamiento de la carga, por sobrecargas impuestas por la propia carga o el mal funcionamiento del mismo dispositivo semiconductor.

Las sobretensiones son otro problema que se originan en diferentes partes del sistema que esté en funcionamiento, éste

malfuncionamiento puede provocar el daño de los dispositivos semiconductores. En general se consideran los siguientes tipos de sobretensiones.

Sobretensiones internas debidas al efecto de acumulación de portadores de carga en el elemento rectificador.

Sobretensiones externas debidas a fenómenos atmosféricos o de corte que proceden de la fuente de alimentación o de la carga.¹⁹

El problema que surge con la temperatura se debe a la circulación de corriente que pasa a través del semiconductor. El flujo de corriente provoca que el dispositivo incremente su temperatura provocando un calentamiento de éste, si no se logra controlar la temperatura del semiconductor éste puede destruirse o dejar circular la corriente en sentido inverso.

2.4.2 PROTECCION CONTRA LAS SOBREINTENSIDADES.

Dentro de los elementos que se encargan de proteger a los dispositivos semiconductores se pueden considerar dos tipos.

La primera clasificación incluye a los dispositivos que se encargan de interrumpir o prevenir el flujo de la corriente.

La otra clase de dispositivos son elementos que encargan de limitar el incremento del flujo de la corriente valiéndose de su propia impedancia. En otras palabras se puede decir que se trata de un elemento amortiguador.

Algunos de los elementos que se pueden considerar dentro de la primera clasificación se encuentran:

¹⁹ Bühler, Op. Cit. Pag. 45

- Los fusibles o breakers que desconectan por entero la alimentación de la fuente, este tipo de elemento también puede aislar a un elemento semiconductor para evitar que éste sea dañado.

- El disyuntor rápido que se encarga de abrir parte de un circuito y evitar que el flujo de corriente continúe creciendo, su tiempo de apertura es de aproximadamente 0.05 segundos.

Dentro de la segunda clasificación se consideran los siguientes elementos:

- Fuente de impedancia.

- Transformador de impedancia.

- Inductancia y Resistencia en serie con el dispositivo semiconductor o en la carga del circuito. También se puede colocar una inductancia en serie con un capacitor.

Dentro de los elementos que más se utilizan se encuentra la protección por fusibles. En esta protección debe de existir una coordinación completa con las características del dispositivo semiconductor junto con las características del fusible.

Los distribuidores de fusibles generalmente nos dan algunas características del fusible las cuales mencionamos en seguida.

- Valores de I^2t .

- Corrientes de falla anticipada.

- Curva de corrientes de cresta alcanzada versus corriente RMS anticipada.

La siguiente figura nos muestra la curva característica de una corriente en caso de fallo.

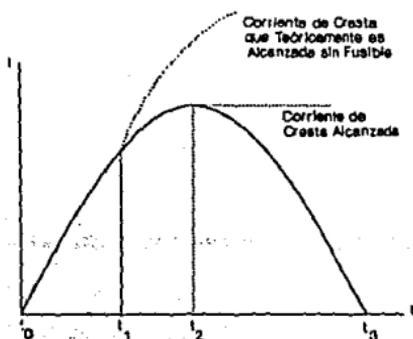


Fig. 2.19 Forma de la Corriente en Caso de Fallo.

Los fusibles deben de tener la capacidad de poder evitar que el dispositivo semiconductor llegue a dañarse.

Una de las características que se recomiendan es la siguiente:

$$I^2t \text{ (fusible)} < I^2t \text{ (tiristor)}$$

la cual debe de garantizar una protección completa del dispositivo.

El valor de I^2t viene dado según la figura 2.27 como:

para $t_0 - t_1$ tiempo de fusión.

para $t_1 - t_3$ tiempo de arco.

lo cual nos da:

$$I^2t \text{ total del fusible} = I^2t_{\text{FUSION}} + I^2t_{\text{ARCO}}$$

Existe otra aplicación del fusible en combinación con el disyuntor rápido. El fusible se coloca en serie con el dispositivo semiconductor para protegerlo de corrientes elevadas; en tanto que el disyuntor interviene en sobreintensidades medias y se coloca en el circuito de carga.

La inductancia es considerada como un elemento amortiguador ya que ésta se encarga de evitar el crecimiento de la corriente y también reduce el di/dt .

La inductancia se puede conectar en serie con una resistencia para reducir mayormente el di/dt . Una alta inductancia resulta de una alta resistencia de amortiguamiento.

2.4.3 PROTECCION CONTRA LAS SOBRETENSIONES.

Tanto para las protecciones externas como para las internas de sobretensiones se utilizan en general los circuitos RC.

A este tipo de circuitos se le conoce como circuitos amortiguadores, estos constan de una capacitancia y una resistencia en serie. El capacitor se encarga de limitar el dv/dt mientras que la resistencia limita la oleada de corriente del capacitor.

Este circuito no solo suprime el incremento de voltaje dv/dt durante la conmutación sino que también se encarga de suprimir los voltajes transitorios que pueden ser resultado de fallas en la línea de alimentación.

Este método de protección se aplica para evitar que el dispositivo semiconductor se dispare por los mismos voltajes transitorios.

La figura 2.20 nos muestra el fenómeno que se lleva a cabo cuando no existen circuitos RC conectados en paralelo con el dispositivo, y se lleva a cabo el bloqueo de éste.

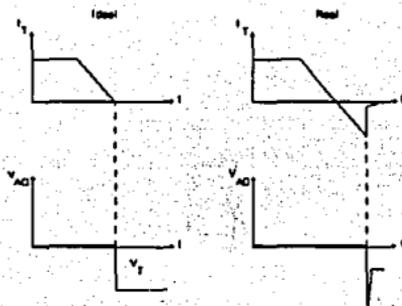


Fig. 2.20 I_T y V_{AC} de un Tiristor en Bloqueo.

La figura nos muestra la diferencia existente entre la característica real e ideal de apagado de un tiristor.

Al apagar al tiristor la corriente I_T se anula cuando esta pasa por cero y el voltaje V_{AC} pasa a su valor negativo. Pero esto solo sucede con características ideales ya que con características reales el semiconductor no puede bloquear instantáneamente el paso de la corriente, esto es debido al efecto de acumulación de portadores de carga. La corriente toma valores negativos durante un breve lapso y cae rápidamente enseguida a cero²⁰, como se observa en la figura 2.20.

Cuando al dispositivo se le coloca el circuito amortiguador RC su comportamiento es distinto según se ve en la siguiente figura.

²⁰ Bühler, O. Cit. Pag. 45

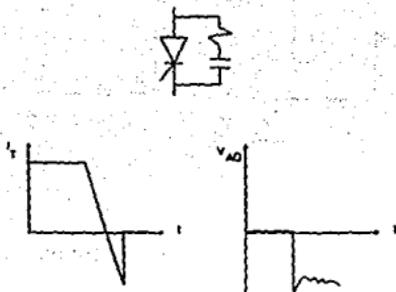


Fig. 2.21 Efecto de Amortiguamiento con RC.

Este amortiguamiento permite que las sobretensiones que se llegan a presentar en el ánodo cátodo del semiconductor no lleguen a dañar o destruir al dispositivo.

Para la protección externa de sobretensiones también se lleva a cabo mediante circuitos RC. En este tipo de protección se debe de tomar en cuenta la frecuencia de resonancia del circuito oscilante formado por la inductancia y el capacitor presentes.

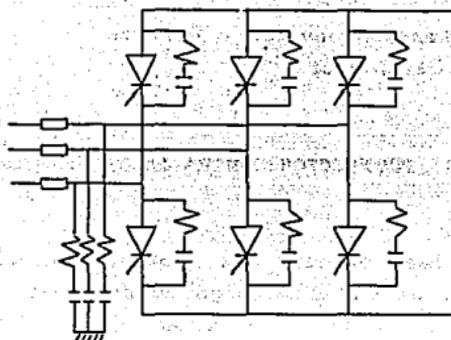


Fig. 2.22 Protección Mediante Circuitos RC.

Otra alternativa para proteger al dispositivo es mediante otro semiconductor, este dispositivo recibe el nombre de varistor o supresor, el cual tiene una característica de dos diodos zener conectados en oposición. La siguiente figura muestra la forma de llevar a cabo la protección que en el último de los casos se puede llegar a considerar también junto con un circuito RC.

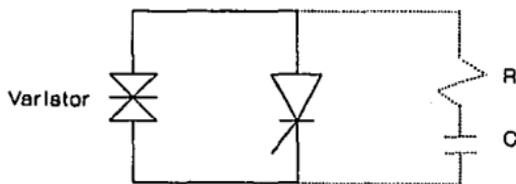


Fig. 2.23 Protección Mediante Varistor.

La tensión de umbral V_g del varistor debe ser un poco inferior a la tensión inversa o directa no repetitiva máxima del elemento rectificador.²¹

2.4.4 PROTECCION CONTRA LA TEMPERATURA.

Una de las causas del sobrecalentamiento de los semiconductores es el alto rango de corriente y voltaje que manejan en estado estático y dinámico. es por esto que es necesario llevar a cabo cierto tipo de protección a los semiconductores para evitar que el dispositivo se sobrecaliente o se destruya o en dado caso que llegue a "cruzarse"²²provocando mayores daños.

Para una protección del dispositivo es necesario que se conozcan sus rangos máximos de corriente y voltaje para proceder a seleccionar el tipo de protección que es necesaria para evitar que el dispositivo llegue a sobrecalentarse.

Una primera protección que se aplica a los dispositivos es a base de disipadores de calor, donde el calor que se disipa depende del area del disipador. *Los disipadores de calor actúan sobre los tiristores para aumentar esta area superficial y disipar el calor de la cubierta del dispositivo.*²³

La capacidad de disipación depende del tipo de material, la forma, el area y el volumen, así como el contacto entre el disipador y el semiconductor.

²¹ Bühler, Op. Cit. Pag. 47-48

²² Este término es utilizado para cuando el semiconductor permite el paso de la corriente en sentido inverso.

²³ Sughandí, R.K. Tiristores Conceptos y Aplicaciones. Limusa, México 1990. Primera Reimpresión Pag. 46

Los disipadores generalmente no logran eliminar totalmente el sobrecalentamiento de los semiconductores por lo que es necesario eliminar el calor hacia el medio ambiente; esto se logra por medio de diferentes formas de transferencia de calor, como la convección natural y la convección forzada.

La convección natural es utilizada en aletas²⁴ verticales en temperaturas que alcanzan hasta los 800°C; para obtener el coeficiente de transmisión de calor en la convección natural se puede obtener por la siguiente expresión:

$$h_c = 0.00221 \left(\frac{\Delta T}{L} \right)^{0.25}$$

donde ΔT = diferencia de temperatura entre la superficie y la temperatura ambiente (°C).

L = Longitud vertical de la aleta (pulgadas).

Para la cantidad de flujo de calor se obtiene por la expresión:

$$q = hA\eta\Delta T$$

y su resistencia térmica de la aleta por:

$$R_{\theta SA} = \frac{1}{hA\eta}$$

donde h = Coeficiente de transmisión de calor total de la aleta.

A = Area de la aleta.

η = Factor efectivo de la aleta.

ΔT = Diferencia de temperatura entre la aleta y la temperatura ambiente.

$R_{\theta SA}$ = Resistencia térmica.

²⁴ Forma más común de disipador.

Para la convección forzada se utilizan elementos mecánicos para lograr el enfriamiento tal como un ventilador o un compresor. Para la obtención del coeficiente de transferencia de calor se toma la siguiente expresión:

$$h_c = 11.2 \sqrt{\frac{V}{L}} \times 10^{-4}$$

donde: V = Velocidad del aire de enfriamiento en corriente libre lineal a través de la superficie de la aleta (ft/min).

L = Longitud de la aleta paralela al flujo de aire.

Cuando se requiere un mayor manejo de corriente se puede utilizar el enfriamiento a base de líquidos, estos líquidos pueden ser agua, aceite o freón.

Enfocaremos nuestra atención en el freón ya que es el líquido que tiene más posibilidad de aplicación en el manejo de altas potencias, además de que tiene un mayor coeficiente de transferencia de calor.

En nuestro país se puede hablar de esta aplicación existente en el Sistema de Transporte Colectivo en donde existe este método de enfriamiento para los semiconductores.

El freón proporciona baja presión de vapor, estabilidad química y no es corrosivo, además de que tiene la propiedad de aislamiento eléctrico.

El principio de funcionamiento se basa en la condensación y ebullición del freón, haciendo que este pase de la fase líquida a la fase de vapor.

Cuando los semiconductores manejan potencia, se empiezan a sobrecalentar, el líquido, que hace contacto con éstos empieza a hervir y pasa a la fase de vapor, se produce vapor

que contiene el calor latente correspondiente al calor generado²⁵este vapor pasa al condensador a través de un tubo el cual se encarga de condensar el vapor aumentando su densidad y provocando que se transforme en líquido,haciendo que el propio líquido caiga por gravedad a través de un tubo destinado para ello.

El proceso llega a formar un ciclo natural que va de la fase líquida a la fase gaseosa y viceversa.

La siguiente figura muestra lo anteriormente explicado.

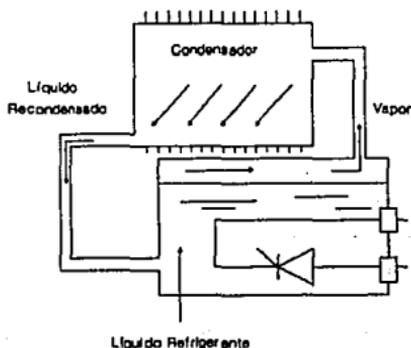


Fig. 2.24 Ciclo de Enfriamiento a Base de Freón.

Para la obtención de la cantidad de calor generado se tiene la siguiente expresión:

$$Q = \alpha (t_f - t_a) S_1$$

²⁵ Kitaoka, Takashi. Nueva Tecnología en el Sistema de Control Chopper. Simposio sobre Tracción Eléctrica.

donde: Q = Cantidad de calor generado por unidad de tiempo.
 α = Coeficiente de transferencia de calor.
 t_f = Temperatura del refrigerante.
 t_a = Temperatura ambiente del sistema.
 S_1 = Area efectiva del condensador.

Para la obtención del coeficiente de transferencia de calor se da por la siguiente expresión:

$$\alpha = \frac{Q}{S_2} \frac{1}{\Delta T}$$

donde: α = Coeficiente de transferencia de calor de ebullición.
 Q = Cantidad de calor generado.
 S_2 = Area efectiva de las aletas.
 ΔT = Diferencia de temperatura de la superficie de la aleta y el líquido refrigerante.

La transferencia de calor a las aletas causa vaporización del refrigerante en la superficie de las aletas y da un incremento a la diferencia de la temperatura entre las aletas y el refrigerante no vaporizado.²⁶

La siguiente figura nos muestra una comparación de diferentes métodos de enfriamiento en donde se observa que el freón es el que tiene un mayor coeficiente de transferencia de calor.

²⁶ Kitaoka, Takashi et al. Chopper Control System for Electric Railcars Using Boiling and Condensing Heat Transfer Cooling and a Microprocessor. IEEE.

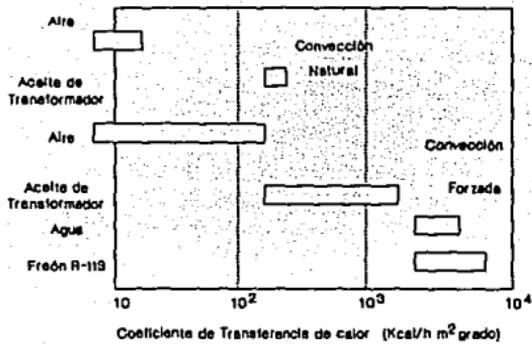


Fig. 2.25 Comparación del coeficiente de Transferencia de Calor de Varios Refrigerantes.

C A P I T U L O 3

CIRCUITOS DE CONMUTACION NATURAL.

3.1 CONTROL DE FASE.PRINCIPIO, CIRCUITOS BASICOS, APLICACIONES.

3.1.1 DEFINICION Y CARACTERISTICAS DEL CONTROL DE FASE.

La necesidad de poder manejar y controlar la potencia eléctrica en diferentes aplicaciones industriales, ha permitido que se lleven a cabo técnicas convenientes para poder controlar el voltaje promedio a una carga.

En principio se logró el control de potencia eléctrica mediante transformadores variables, proporcionando así voltaje de salida variable, otro método es la utilización de un reóstato el cual se colocaba en serie con la carga y se lograba la variación del voltaje proporcionado a la carga.

Pero estos métodos resultaban costosos además de que eran muy grandes para aplicaciones en donde se requería el manejo de grandes potencias y se contaba con poco espacio.

Con la aparición del tiristor, dispositivo semiconductor el cual puede tener la capacidad de poder permitir la conducción o de evitarla, se logró un mejor control del manejo de potencia.

Superando la gran medida al transformador variable y al reóstato, ya que este dispositivo no necesita mantenimiento así como su consumo de potencia es menor y no resulta muy costoso, además de que puede manejar potencias variables.

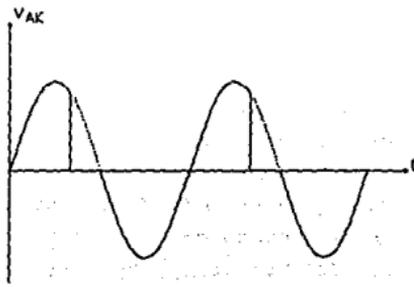
El manejo de potencia mediante este dispositivo recibe el nombre de control de fase, el cual es un proceso de switcheo rápido de encendido y apagado que conecta una fuente de CA a una carga para controlar una fracción de cada ciclo, es decir, el tiristor conecta la carga a la fuente para escoger una porción de cada ciclo de la fuente de voltaje, logrando así la variación de potencia que se le suministra a la carga.

Dentro del control de fase se considera un ángulo de conducción y un ángulo de disparo del tiristor.

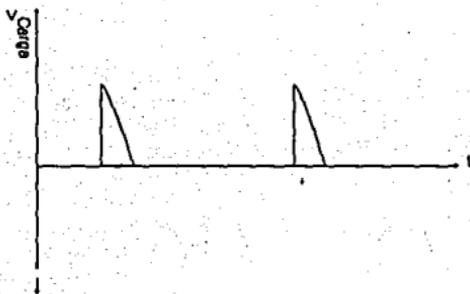
El ángulo de conducción se define como el número de grados de un ciclo de CA durante el cual el tiristor permite la conducción, la conducción puede ser muy pequeña o muy grande dependiendo del tipo de aplicación y del tipo de carga que se desee manejar.

El ángulo de disparo es el número de grados que transcurren antes de que el tiristor permita la conducción.

La figura muestra al ángulo de disparo y conducción.



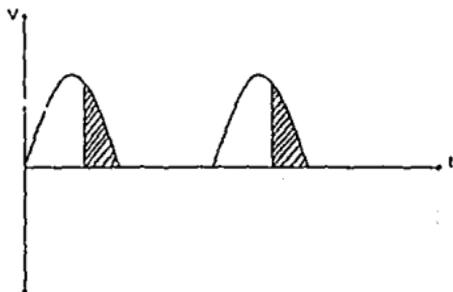
a) Ángulo de disparo.



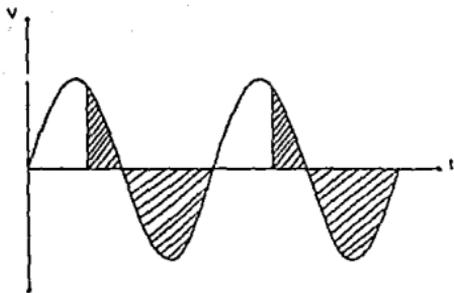
b) Angulo de conducción.

Fig. 3.1 Formas de onda para el control de fase.

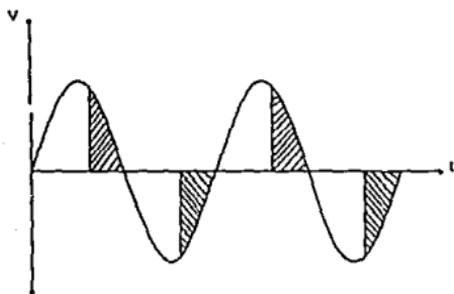
El control de fase puede ser de media onda, de onda completa o de onda completa rectificadas como se muestra en los siguientes diagramas.



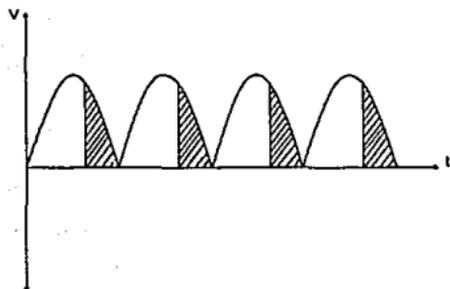
3.2a) Control de media onda rectificada.



3.2b) Control de media onda.



3.2c) control de onda completa.



3.2d) Control de onda completa rectificada.

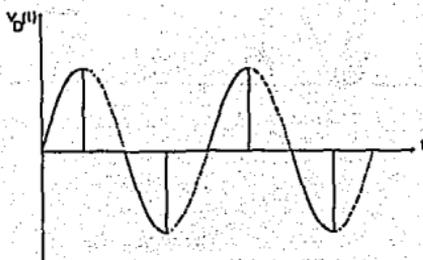
3.1.2 EFECTOS DE LA CARGA EN EL CONTROL DE FASE.

Las diferentes cargas existentes en cualquier tipo de aplicación pueden presentar diferentes efectos sobre determinados elementos o circuitos que estén suministrando determinada potencia, estos efectos pueden ocasionar varias consecuencias dentro de éstos provocando su mal funcionamiento.

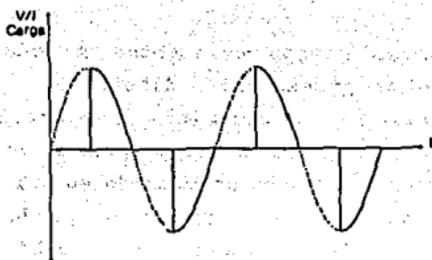
Dentro de las diferentes cargas se pueden considerar la carga resistiva, la carga inductiva o la combinación de ambas, es decir, resistiva inductiva; aunque generalmente se consideran las cargas como resistivas o resistivas inductivas.

La carga resistiva no presenta mucho problema dentro del control de fase, ya que el comportamiento de una carga resistiva se puede considerar como comportamiento lineal, es decir, que no causa mayor influencia dentro de la corriente de carga.

La figura 3.3 explica gráficamente la influencia de la carga resistiva en el control de fase.



a)



b)

Fig. 3.3 Formas de onda para una carga resistiva.

Para una carga inductiva se ven varias complicaciones en la operación del controlador, ya que como se sabe la inductancia provoca que la corriente no pueda cambiar instantáneamente, caso contrario al de la resistencia.

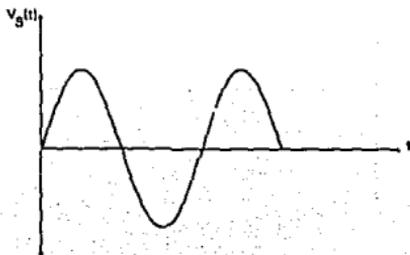
Cuando disparamos al tiristor la corriente en la carga no se incrementará instantáneamente, pero también existirá el efecto de que no se apagará inmediatamente, como anteriormente señalamos este efecto lo provoca la inductancia.

Podemos señalar dos problemas debidos a la carga inductiva.

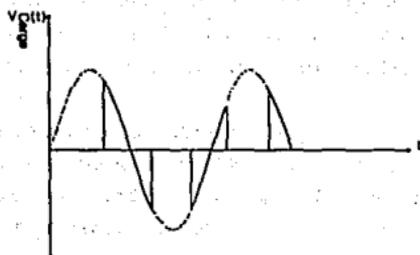
El primero sería que cuando el tiristor se pone en conducción, la inductancia puede provocar que la corriente se incremente en forma demasiado lenta, ocasionando que el tiristor no alcance su valor de mantenimiento cuando se le suprime el pulso de compuerta.

El segundo problema consistiría en que cuando la corriente en la carga aún continúa demasiado grande el tiristor permitiría la conducción en el ciclo siguiente.

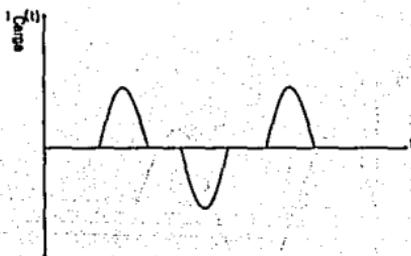
La siguiente figura nos muestra la influencia de una carga inductiva en el control de fase.



a)



b)



c)

Fig. 3.4 Influencia de la carga inductiva en el control de fase.

3.1.3 EL CONTROLADOR DE CA O VARIADOR DE CA.

Un controlador de voltaje es un convertidor alterna-alterna que se encarga de poder variar la corriente que se le suministra a una carga.

Este tipo de controlador se logra a base de tiristores que aseguran el suministro de la corriente de la fuente a la carga. El controlador varía el valor RMS aplicado del voltaje alterno al circuito de carga.

El controlador de voltaje puede tener dos tipos de funcionamiento, a saber:

- 1.- Como Interruptor.
- 2.- Como Regulador (Control de Fase).

En el funcionamiento como interruptor se logra la conexión entre fuente y carga e interrumpirla.

En el funcionamiento como regulador los tiristores son empleados como switches para conectar el circuito de carga a la fuente para escoger una porción de cada ciclo de la fuente de voltaje.

En esta sección analizaremos el Regulador Monofásico con sus diferentes cargas.

Primeramente analizaremos el controlador monofásico de onda completa, que permite la regulación en forma continua del valor eficaz de la corriente que una fuente de tensión alterna suministra a una carga. El circuito es el siguiente:

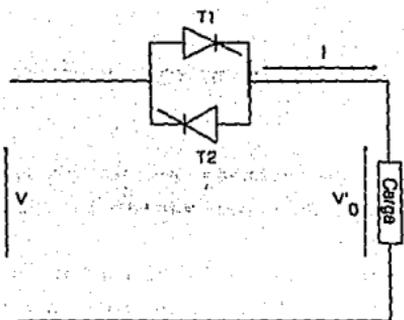


Fig. 3.5 Controlador de CA monofásico.

Para regular la corriente en la carga se lleva a cabo un retardo en el tiempo de conducción de los tiristores T1 y T2. El instante en que se apaguen estos tiristores dependerá mayormente de la carga a la cual se le esté suministrando la corriente.

Se analizará el regulador monofásico con una carga resistiva la cual nos da:

Haciendo el análisis de mallas, suponiendo que está conduciendo alguno de los tiristores de la fig. 3.5

$$Ri = V$$

$$Ri = \sqrt{2}V \text{ Sen } \omega t$$

$$i = \frac{V\sqrt{2}}{R} \text{ Sen } \omega t$$

$$\alpha \leq \omega t \leq \pi$$

$$\pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi$$

en:

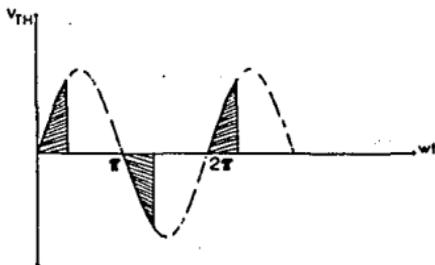
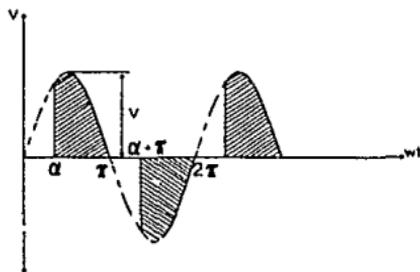
Como se observa en la ecuación la corriente es suministrada por la conducción de uno u otro tiristor que conduce en determinado periodo, así:

T1 se dispara en α y deja de conducir en π .

T2 se dispara en $\alpha + \pi$ y deja de conducir en 2π .

Lo cual hace verdadera la ecuación anteriormente encontrada.

La figura 3.6 muestra las formas de onda del voltaje y de la corriente para una carga resistiva.



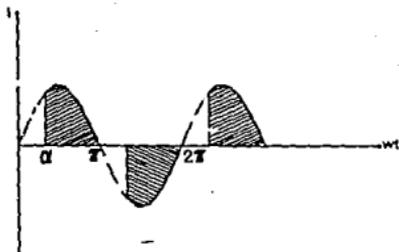


Fig. 3.6 Formas de onda para una carga resistiva.

Para una carga inductiva se tiene:

$$L \frac{di}{dt} = V\sqrt{2} \text{ Sen } \omega t \qquad \frac{di}{dt} = \frac{V\sqrt{2}}{L} \text{ Sen } \omega t$$

$$di = \frac{V\sqrt{2}}{L} \text{ Sen } \omega t \, dt \qquad \int di = \int \frac{V\sqrt{2}}{L} \text{ Sen } \omega t \, dt$$

$$i = -\frac{V\sqrt{2}}{L\omega} \text{ Cos } \omega t + I_0$$

Para hallar la constante de integración I_0 basta con dar valores iniciales para $\omega t = \alpha$ e $i = 0$ entonces tenemos:

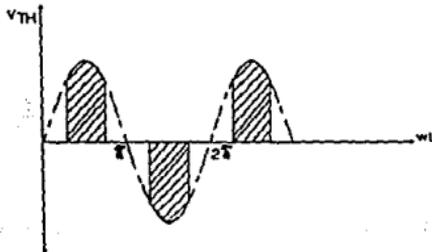
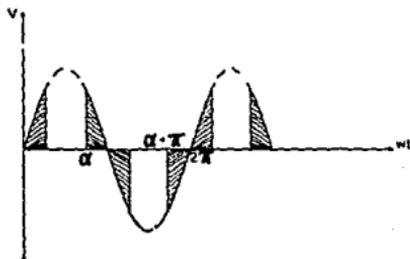
$$I_0 = \frac{V\sqrt{2}}{L\omega} \text{ Cos } \omega t$$

Por lo que:

$$I = -\frac{V\sqrt{2}}{L\omega} \text{ Cos } \omega t + \frac{V\sqrt{2}}{L\omega} \text{ Cos } \alpha$$

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

Como se observa en la figura 3.7 la corriente i se anula en $\omega t = \beta$.



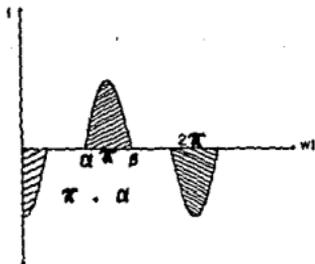


Fig. 3.7 Formas de onda para una carga inductiva.

Para una carga Resistiva Inductiva tenemos:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V\sqrt{2} \text{ Sen } \omega t$$

Obteniendo la solución de esta ecuación tenemos:

$$i = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \text{ Sen } (\omega t - \phi) + Ae^{-\frac{R}{L}t} \quad -1$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} \quad \phi = \tan^{-1} \frac{L\omega}{R}$$

Dando condiciones iniciales $\omega t = \alpha$ e $i = 0$ obtenemos:

$$0 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \text{ Sen } (\alpha - \phi) + Ae^{-\frac{R}{L}\alpha}$$

$$A = \frac{-V\sqrt{2}}{Z} \text{Sen}(\alpha - \phi) e^{\frac{R}{L}t}$$

Sustituyendo en 1

$$i = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \text{Sen}(\omega t - \phi) - \frac{V\sqrt{2}}{Z} \text{Sen}(\alpha - \phi) e^{\frac{R}{L}t} e^{-\frac{R}{L}t}$$

Siendo:

$$\omega t = \alpha$$

$$t = \frac{\alpha}{\omega}$$

$$i = \frac{V\sqrt{2}}{Z} [\text{Sen}(\omega t - \phi) - \text{Sen}(\alpha - \phi)] e^{\frac{R}{L}(\frac{\alpha}{\omega} - t)}$$

Para cuando la corriente se anula:

Sustituyendo $\omega t = \beta$, $i = 0$, $t = \beta/\omega$ en la anterior ecuación.

$$0 = \frac{V\sqrt{2}}{Z} [\text{Sen}(\beta - \phi) - \text{Sen}(\alpha - \phi)] e^{\frac{R}{L}(\frac{\alpha}{\omega} - \frac{\beta}{\omega})}$$

$$\text{Sen}(\beta - \phi) = \text{Sen}(\alpha - \phi) e^{\frac{R}{L\omega}(\alpha - \beta)}$$

El ángulo de conducción se obtiene por $\gamma = \beta - \alpha$ donde β es el ángulo de extinción de la conducción y α es el ángulo de principio de conducción. de acuerdo a la anterior expresión γ no puede sobrepasar el ángulo de 180° por lo que $\alpha \geq \phi$ y $\alpha \leq 180^\circ$.

Dependiendo del valor que tome α con respecto al ángulo de defasamiento ϕ se tienen dos casos, estos dos casos se presentan en el regulador monofásico con carga resistiva inductiva.

De acuerdo a lo anteriormente explicado diremos que para el primer caso tenemos:

Primer Caso: $\alpha \geq \phi$.

Cuando α es mayor que ϕ pero a su vez menor que π tenemos:

$$\text{Sen } (\alpha - \phi) \geq 0$$

por lo que la ecuación:

$$\text{sen } (\beta - \phi) = \text{Sen } (\alpha - \phi) e^{-\frac{R}{L\omega}(\alpha - \beta)}$$

muestra que:

$$\text{Sen } (\beta - \phi) \geq 0$$

$$\beta - \phi = \pi$$

$$\beta \leq \pi + \alpha$$

De acuerdo con la gráfica.

En el instante (β) en que se puede extinguir la conducción del tiristor T1 se observa según la gráfica que está antes del instante ($\pi + \alpha$) que es el tiempo de conducción para T2.

En el instante $\beta < \omega t < \pi + \alpha$ se encuentran los dos tiristores bloqueados, la corriente i_0 y V'_0 en la carga son nulas, en tanto que la tensión de entrada V se encuentra en los bornes del regulador de corriente alterna.

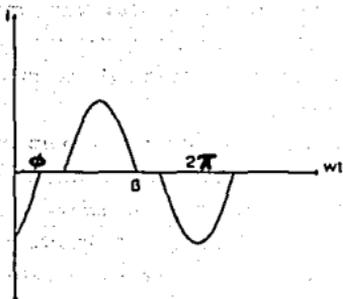
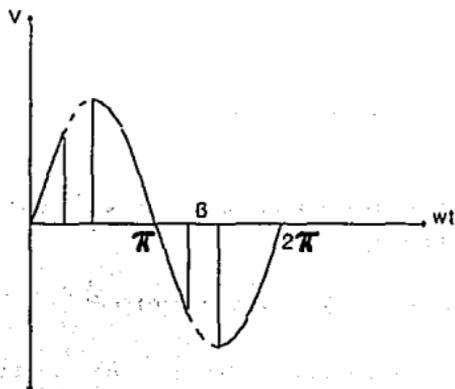
Para $\omega t = \pi + \alpha$ se observa que la tensión es negativa por lo que el tiristor T2 se puede disparar y empieza un semiperiodo idéntico al anterior con la única diferencia del signo. La relación:

$$\text{Sen } (\beta - \phi) = \text{Sen } (\alpha - \phi) e^{-\frac{R}{L\omega}(\alpha - \beta)}$$

muestra que cuando:

$\alpha = \phi$ $\beta = \pi + \phi$ y cada tiristor conduce por un semiperiodo y así el regulador de corriente alterna funciona con onda completa.

Lo anteriormente explicado se verifica en la siguiente figura para el primer caso de conducción del regulador monofásico.



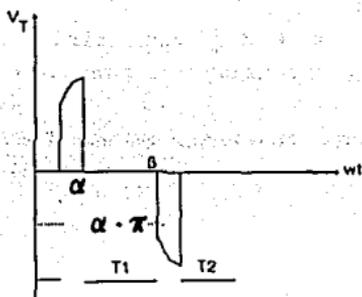


Fig. 3.8 Formas de onda para el primer caso.

Segundo Caso: $\alpha < \phi$

Cuando el ángulo α es menor que ϕ el tiempo de extinción viene dado por la ecuación:

$$\text{Sen}(\beta - \phi) = \text{Sen}(\alpha - \phi) e^{\frac{R}{L\omega}(\alpha - \beta)}$$

Como $\alpha - \phi$ es negativo $\text{Sen}(\beta - \phi)$ también lo es y $\beta - \phi > \pi$ pero dado que $\phi > \alpha$ resulta que $\beta > \pi + \alpha$.

El instante β de extinción del tiristor es posterior al instante $\pi + \alpha$ de envío de impulso de control al tiristor T2.

Dependiendo del tipo de control se pueden considerar dos tipos de funcionamiento.

Mediante impulsos de corta duración en el instante $\pi + \alpha$ el tiristor T1 está todavía conduciendo, por lo que el impulso enviado a T2 no causa el disparo de éste. Cuando T1 se bloquea y la tensión de T2 es positiva, T2 ya no recibe ningún impulso y continúa bloqueado. Para el siguiente periodo solo T1 puede conducir, así el montaje funciona como un rectificador de media onda.

La siguiente figura muestra al primer control.

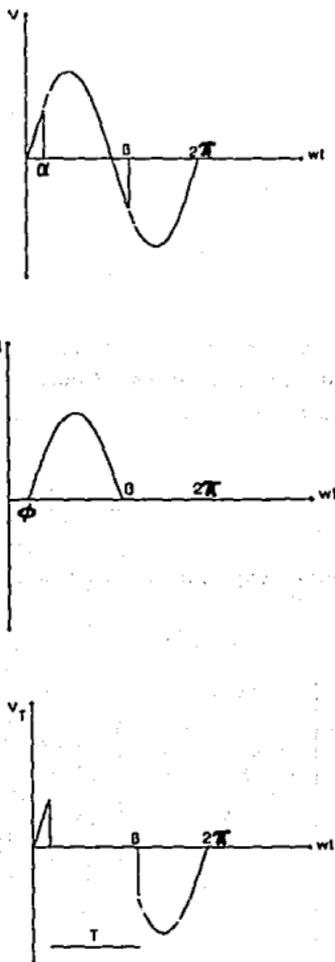


Fig. 3.9 Formas de onda para el segundo caso.

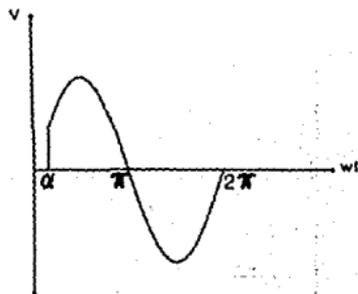
Para el segundo modo de operación se realiza mediante impulsos de larga duración o mediante trenes de impulso, así las señales de compuerta todavía se aplican a T2 en el instante β en que el tiristor T1 se bloquea. Así el tiristor T2 entra en conducción y proporciona la semionda negativa de la corriente. Teniendo la carga el mismo voltaje que el de entrada y se comporta como si estuviera conduciendo T1.

Cuando $\omega t = 2\pi + \alpha$ T2 aún conduce y T1 toma el relevo de T2 el cual está controlado mediante una señal de larga duración.

Por lo tanto siempre hay un tiristor conduciendo, y se obtiene una corriente para la carga igual a la que se obtendría en un régimen permanente.

$$i = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \text{ Sen } (\omega t - \phi)$$

Lo anteriormente explicado se ilustra en la siguiente figura.



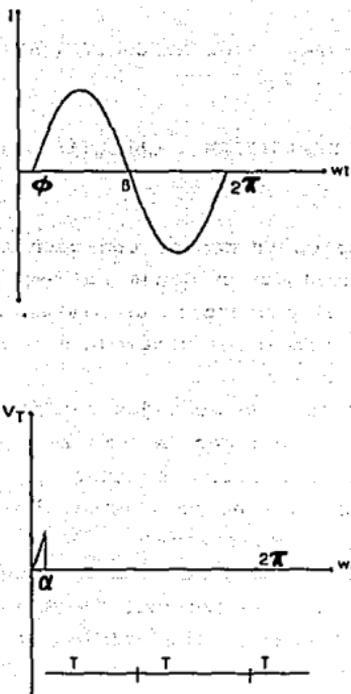


Fig. 3.10 Formas de onda para el segundo control.

De acuerdo a lo anteriormente escrito se puede concluir que; solo puede existir una regulación de corriente para una carga resistiva inductiva si $\alpha > \phi$. Si $\alpha < \phi$ la conducción solo es posible para un tiristor si los impulsos aplicados a la compuerta de los tiristores es pequeña, si existen impulsos de gran duración o trenes de impulso la variación de α no hace variar a la corriente y no existe por lo tanto la regulación.

3.2 RECTIFICADORES: MONOFASICOS, TRIFASICOS, MIXTOS.

3.2.1 DEFINICION Y CARACTERISTICAS.

La necesidad de poder contar con corriente continua para infinidad de aplicaciones en donde se requiere este tipo de energia; ha llevado al desarrollo de sistemas convertidores de corriente alterna a corriente continua que comúnmente reciben el nombre de rectificadores.

Los rectificadores son montajes basados ya sea en diodos o en tiristores que se encargan de realizar la conversión de la corriente alterna en corriente continua.

La alimentación alterna para este tipo de convertidores puede ser monofásica o polifásica.

Los rectificadores para su funcionamiento y la obtención de la corriente continua se encargan de rectificar un conjunto de n tensiones alternas, las cuales forman un sistema polifásico equilibrado.

Como señalamos anteriormente los rectificadores pueden estar formados por diodos o por tiristores o en dado caso combinar ambos dispositivos. Estos tipos de montajes funcionan con conmutación natural, es decir, que no necesitan algún sistema o elemento para poder bloquear a los dispositivos utilizados.

Para los montajes basados en diodos es necesario conocer el funcionamiento de éstos como conmutadores, que se encargan de seleccionar el paso de las tensiones ya sean positivas o negativas, es por esto que se les conoce como conmutadores positivos o conmutadores negativos.

Para el arreglo de conmutadores más positivos se cuenta con un número n de diodos donde sus cátodos se encuentran unidos. La tensión de salida será la más positiva de todas las tensiones presentes de entrada.

La siguiente figura muestra el arreglo anteriormente señalado.

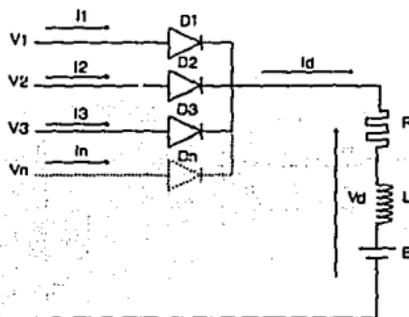


Fig. 3.11 conmutador más positivo.

Así para el intervalo en que el voltaje V_1 es mayor que V_2, V_3, \dots, V_n el diodo D_1 permite la conducción. Por lo tanto $V_d = V_1$, haciendo el análisis de la malla encontramos la corriente circulando por el diodo D_1 que permite que sea conductor.

$$I_1 = I_d = \frac{V_1 - E}{R}$$

El diodo D_1 solamente conduce si V_1 es mayor que E , ya que si E es mayor que cualquiera de las tensiones de entrada el voltaje V_d será igual a E . Así el rectificador estará funcionando en régimen discontinuo.

Para el arreglo de los conmutadores más negativos se hace un arreglo similar al anterior solo que esta vez los que se encuentran unidos son los ánodos de los diodos y aquí solamente entra en conducción el diodo que detecta la tensión más negativa de entrada.

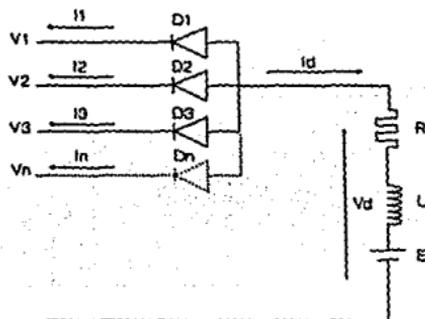


Fig. 3.12 Conmutador más negativo.

Así, por ejemplo, cuando el voltaje V_3 es menor que V_1, V_2, \dots, V_n conducirá el diodo D_3 y los demás diodos permanecerán bloqueados.

Haciendo el análisis de la malla tenemos la corriente I_3 .

$$I_3 = -I_d = \frac{E - V_3}{R}$$

Para garantizar el buen funcionamiento del rectificador, E siempre tiene que ser mayor a las tensiones de entrada, en caso contrario el rectificador funcionará en régimen discontinuo.

Para los montajes basados en tiristores se utilizan los mismos esquemas que para los montajes con diodos.

Al utilizar un tiristor existe la posibilidad de poder controlar el tiempo de conducción del rectificador, esto se logra mediante el ángulo de retardo α . Este tipo de control permite que se pueda variar tanto la tensión de entrada como la de salida.

Dependiendo del valor que llegue a tomar el ángulo de retardo α será el funcionamiento del rectificador. Así para un valor de $\alpha < \pi/2$ el montaje funciona como rectificador, para $\alpha > \pi/2$ el montaje funciona como ondulator.

Más adelante se explicará este tipo de funcionamiento en los montajes con tiristores.

3.2.2 RECTIFICADORES NO CONTROLADOS.

En esta sección analizaremos los montajes basados en diodos, haremos un desarrollo en donde se analizarán los diferentes tipos de rectificadores para n tensiones alternas a rectificar.

Empezaremos el análisis con el rectificador de media onda, despues pasaremos a analizar los montajes de puentes rectificadores, así como tambien los montajes en puente con la fuente conectada en polígono.

Para empezar el análisis mostramos a continuación un esquema general para un rectificador polifásico de media onda.

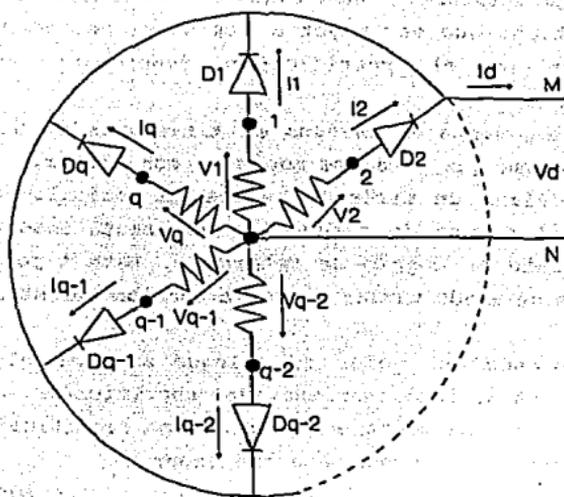


Fig. 3.13 Rectificador polifásico de media onda.

En la figura vemos las n tensiones alternas a rectificar por los diferentes diodos que se encargarán de rectificar las n tensiones.

De acuerdo al anterior esquema las tensiones a rectificar o tensiones de entrada serán:

$$V_1 = \sqrt{2} \text{ Sen } \omega t$$

$$V_2 = \sqrt{2} \text{ Sen } \left(\omega t - \frac{2\pi}{n} \right)$$

$$V_n = \sqrt{2} \text{ Sen } \left(\omega t - (1 - n) \frac{2\pi}{n} \right)$$

Donde n es el número de tensiones a rectificar o número de fases o de pulsaciones.

De acuerdo a las anteriores se puede decir que la tensión rectificadora está formada por q cúspides de senoide de amplitud $V\sqrt{2}$ por periodo T . Su periodo es igual a T/q .

Así, para nuestro estudio consideraremos a $T = 2\pi$ y a $q = n$ por lo tanto la longitud de las senoides será $\omega t = 2\pi/n$.

Analizando los intervalos de conducción para los n diodos se tendrá que su comienzo es en:

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}$$

Para hallar los demás intervalos de conducción se tendrá que sumar la longitud de las senoides; por ejemplo.

Para el primer diodo se tendrá, cuando éste está en conducción:

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}$$

Para el segundo diodo, cuando éste entra en conducción.

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} + \frac{2\pi}{n} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n} + \frac{2\pi}{n}$$

$$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{n}$$

Para el tercer diodo se tendrá entonces:

$$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n} + \frac{2\pi}{n} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{n} + \frac{2\pi}{n}$$

$$\frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{n} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{5\pi}{n}$$

Así sucesivamente para n número de diodos.

Ahora para poder obtener el valor medio de la tensión rectificadora se toma la siguiente expresión:

$$V_0(t) = V_0 + \sum [a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t] V$$

que establece que $V_0(t)$ puede ser definido por un término constante y una serie infinita de términos senoidales y cosenoidales de frecuencia $n\omega_0$.

El valor constante se define como:

$$V_{\omega} = \frac{1}{T} \int_0^T V_0(\omega t) d\omega t$$

Para los demás términos su expresión está dada por:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T V_0(\omega t) \cos n\omega_0 t d\omega t$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T V_0(\omega t) \sin n\omega_0 t d\omega t$$

Las anteriores expresiones nos proporcionan los armónicos de pulsación igual a $n\omega_0$ y sus múltiplos.

Así, tomando la primera expresión podemos obtener fácilmente el valor promedio de la tensión rectificadora; sustituyendo tenemos:

$$V_{\omega} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}} V\sqrt{2} \sin \omega t d\omega t$$

$$V_{\omega} = \frac{n}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}} V\sqrt{2} \sin \omega t d\omega t$$

$$V_{\omega} = \frac{n}{2\pi} V\sqrt{2} (-\cos \omega t) \Big|_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}}$$

$$V_{\omega} = \frac{nV\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{2} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} \right) - \cos \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n} \right) \right]$$

$$V_{\omega} = \frac{nV\sqrt{2}}{\pi} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{2} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}$$

$$V_{\omega} = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}$$

Esta expresión se puede utilizar para cualquier número n de fases o tensiones a rectificar.

Para calcular su valor eficaz utilizamos la siguiente expresión:

$$V_{\text{eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_0(\omega t)^2 d\omega t}$$

Sustituyendo valores conocidos tenemos:

$$V_{\text{eficaz}}^2 = \frac{n}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}} (V\sqrt{2} \operatorname{Sen} \omega t)^2 d\omega t$$

$$V_{\text{eficaz}}^2 = \frac{n}{2\pi} (V\sqrt{2})^2 \left(\frac{\omega t}{2} - \frac{1}{4} \operatorname{Sen} 2\omega t \right) \Big|_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}}$$

$$V_{\text{eficaz}} = V\sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{n}{4\pi} \operatorname{Sen} \frac{2\pi}{n}}$$

Otro factor muy importante que se debe de tomar en consideración en los rectificadores es el factor de rizado o el factor de ondulación que se obtiene en la tensión rectificada,

se caracteriza por tener un valor instantáneo máximo (V_{CDmax}) y un valor instantáneo mínimo (V_{CDmin}).

La tensión rectificadora máxima se obtiene en $\pi/2$ en tanto que la tensión mínima se obtiene en el intervalo $\pi/2 \pi/n$ o sea en sus extremos. Las expresiones siguientes lo muestran.

$$V_{CDmax} = V\sqrt{2} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{2} = V\sqrt{2}$$

$$V_{CDmin} = V\sqrt{2} \operatorname{Sen} \left(\frac{\pi}{2} \pm \frac{\pi}{n} \right)$$

$$V_{CDmin} = V\sqrt{2} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{2} \operatorname{Cos} \frac{\pi}{n} = V\sqrt{2} \operatorname{Cos} \frac{\pi}{n}$$

Realizando la siguiente operación se obtiene lo siguiente:

$$F_{OND} = \frac{V_{CDmax} - V_{CDmin}}{2V_{CD}}$$

$$F_{OND} = \frac{V\sqrt{2} - V\sqrt{2} \operatorname{Cos} \frac{\pi}{n}}{2 \left(\frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n} \right)}$$

$$F_{OND} = \frac{\pi}{2n} \frac{1 - \operatorname{Cos} \frac{\pi}{n}}{\operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}}$$

Para la obtención de los niveles de armónicos presentes se calculan mediante la siguiente expresión:

$$N_{ARM} = \frac{V_{eficaz}}{V_{CD}} = \frac{V\sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{n}{\pi} \text{Sen} \frac{2\pi}{n}}}{\frac{2n}{\pi} V\sqrt{2} \text{Sen} \frac{\pi}{n}}$$

$$N_{ARM} = \frac{\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{n}{\pi} \text{Sen} \frac{2\pi}{n}}}{\frac{n}{\pi} \text{Sen} \frac{\pi}{n}}$$

Los armónicos así como la ondulación de la tensión rectificadora radican en las características del índice de pulsación, es decir, del número de picos de senoide presentes que forman la tensión por cada periodo T.

Así, dentro de los rectificadores de media onda se considera al índice de pulsación p igual a n, cuanto mayor sea el índice de pulsación las tensiones V_{CDmax} y V_{CDmin} se aproximan a la tensión V_{CD} , en tanto que el factor de rizado se aproxima a cero y el nivel de armónicos se aproxima a 1.

Para la obtención de las corrientes en este tipo de rectificadores, se considera que está suministrando una corriente I_d constante, y cada diodo es recorrido por esta corriente en un periodo igual a T/n.

Así, los valores para las corrientes máxima, media y eficaz están dadas por las siguientes expresiones:

$$I_{max} = I_d$$

$$I_{med} = \frac{I_d}{n}$$

$$I_{efl} = \frac{I_d}{\sqrt{n}}$$

Después de obtener las tensiones medias y corrientes del rectificador de media onda consideraremos el factor de potencia tanto para el primario como para el secundario para el montaje monofásico y trifásico.

De acuerdo a la expresión dada para todo transformador:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p} \quad \frac{V_p}{V_s} = \frac{N_s}{N_p}$$

$$N_p I_p = \sum I_s N_s$$

En la anterior expresión se toma la sumatoria porque todo transformador puede tener varios devanados en su secundario. Así, desarrollando para n números de devanados tenemos:

$$N_p I_p = N_s I_{s1} + N_s I_{s2} + \dots + N_s I_{sn}$$

Para la obtención de la corriente en el primario se tiene:

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} I_s$$

En tanto que para la tensión eficaz en el primario tenemos:

$$V_p = \frac{N_s}{N_p} V_s$$

Para la obtención de la potencia aparente primaria se tiene entonces:

$$S_p = V_p I_p$$

Sustituyendo las expresiones anteriores se tiene:

$$S_p = \left(\frac{N_s}{N_p} V_s \right) \left(\frac{N_s}{N_p} I_s \right)$$

$$S_p = V_s I_s$$

si consideramos a $I_s = I_d$ y a $V_s = V$ como la corriente circulante por los diodos y el voltaje de entrada respectivamente la expresión anterior queda:

$$S_p = V I_d$$

Ahora para la obtención del factor de potencia utilizamos las siguientes expresiones:

POTENCIA ACTIVA:

$$P = V_{CD} I_d$$

POTENCIA APARENTE:

$$S = V I_d$$

Para la obtención del factor de potencia se tiene:

$$FP = \frac{P_{activa}}{P_{aparente}}$$

Sustituyendo valores conocidos tenemos:

$$FP = \frac{\frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{Sen } \frac{\pi}{n} I_d}{V I_d}$$

$$FP = \frac{n}{\pi} \sqrt{2} \text{Sen } \frac{\pi}{n}$$

Esta expresión nos dá el factor de potencia primario para un rectificador monofásico.

Para la obtención del factor de potencia en el secundario se hace lo siguiente. Considerando que la corriente del

transformador en su secundario es la misma que atraviesa al diodo entonces se tiene que $I_s = I_d$ considerándola constante durante el periodo T/n y nula en el resto del periodo, nos da por lo tanto la corriente eficaz en el secundario como:

$$I_s = \frac{I_d}{\sqrt{n}}$$

Así, para la potencia activa se tiene entonces:

$$P_d = V_{cd} I_d$$

En tanto que para la potencia aparente se tiene:

$$S_s = n V I_s$$

Para la obtención del factor de potencia sustituyendo valores conocidos tenemos:

$$FP = \frac{P_d}{S_s} = \frac{V_{cd} I_d}{n V I_s}$$

$$FP = \frac{\frac{n}{\pi} V \sqrt{2} \text{Sen} \frac{\pi}{n} I_d}{n V \frac{I_d}{\sqrt{n}}}$$

$$FP = \frac{\sqrt{2n}}{\pi} \text{Sen} \frac{\pi}{n}$$

Esta expresión nos da el factor de potencia para el secundario para n números de fases, si le dieramos valores a la anterior expresión se obtendrían diferentes valores de FP e irían disminuyendo conforme se le aumenta el índice de pulsación, pero esta característica nos da los siguientes inconvenientes:

1.- La realización de los devanados es más costosa.

2.- Las pérdidas por efecto Joule son elevadas.²⁷

Ahora analizaremos los rectificadores en puente, que se caracterizan por utilizar $2n$ diodos para rectificar n tensiones alternas.

La siguiente figura nos muestra un esquema general de conexasión para los rectificadores en puente.

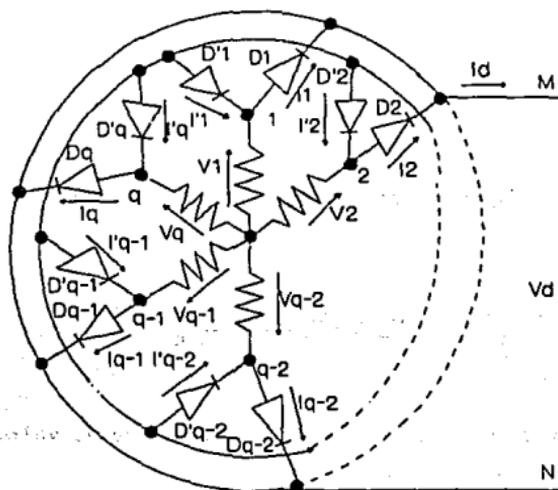


Fig. 3.14 Rectificador en puente.

Se observa que los diodos conectados por los ánodos corresponden a la salida negativa.

Analizando las tensiones de salida en vacío se tiene entonces las siguientes expresiones.

²⁷ Séguier, Guy. Los convertidores Estáticos de Energía. Conversión Alterna-Continua. Gustavo Gili, México 1987. pag. 31

$$V_{CD} = (V_N - V_N)_{med} - (V_N - V_0)_{med}$$

Así, la tensión $V_N - V_0$ es considerada como la tensión que proporcionaba la tensión que proporcionaba la tensión rectificada, el montaje de media onda, por lo tanto:

$$(V_N - V_0)_{med} = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n}$$

Para obtener el valor medio de la tensión rectificada total de este montaje se considera a $V_N - V_0$ como un valor medio igual de signo opuesto al de $V_N - V_0$ por lo tanto la expresión queda:

$$V_{CD} = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} - \left(-\frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} \right)$$

$$V_{CD} = \frac{2n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n}$$

Se observa por la expresión obtenida que el valor medio de la tensión rectificada se duplica.

Aquí existe una diferencia muy importante en lo que se refiere al índice de pulsación ya que si el número de fases n es par el índice de pulsación será $p = n$; pero si el número de fases es impar, entonces el índice de pulsación será $p = 2n$.

Si n es par, las conmutaciones del grupo de diodos con los ánodos unidos coinciden con los del grupo de cátodos unidos.

*Si n es impar, las conmutaciones de los dos grupos de diodos están intercalados.*²⁸

²⁸ séguier, Op. Cit. Pág. 52-53

Para la obtención del factor de ondulación o rizado únicamente se sustituirá n o $2n$ dependiendo si es par o impar respectivamente el número de fases.

Para n par:

$$F_{OND} = \frac{\pi}{2n} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{n}}{\text{Sen} \frac{\pi}{n}}$$

$$F_{OND} = \frac{\pi}{2(2n)} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{2n}}{\text{Sen} \frac{\pi}{2n}}$$

Para n impar:

$$F_{OND} = \frac{\pi}{4n} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{2n}}{\text{Sen} \frac{\pi}{2n}}$$

Las corrientes que se obtienen en este tipo de montajes son las siguientes:

$$I_{\max} = I_d$$

$$I_{\text{med}} = \frac{I_d}{n}$$

$$I_{\text{eficaz}} = \frac{I_d}{\sqrt{n}}$$

De acuerdo con resultados anteriores se puede ahora utilizar nuevamente las expresiones del factor de potencia en el primario mediante la siguiente expresión.

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} I_d$$

$$FP = \frac{V_{co} I_d}{V I_d}$$

$$FP = \frac{\frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{Sen } \frac{\pi}{n} I_d}{V I_d}$$

$$FP = \frac{n}{\pi} \sqrt{2} \text{Sen } \frac{\pi}{n}$$

Para la obtención del factor de potencia en el secundario utilizamos la corriente eficaz dada por la siguiente expresión:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T} I_d^2 \frac{2T}{n}}$$

$$I_s = I_d \sqrt{\frac{2}{n}}$$

Así, el factor de potencia se obtiene por:

$$FP = \frac{V_{co} I_d}{n V I_s}$$

$$FP = \frac{\frac{2n}{\pi} V\sqrt{2} \text{Sen } \frac{\pi}{n} I_d}{n V I_d \sqrt{\frac{2}{n}}}$$

$$FP = \frac{2}{\pi} \sqrt{n} \text{Sen } \frac{\pi}{n}$$

Para el montaje con diodos en puente con la fuente conectada en polígono se presenta el siguiente diagrama.

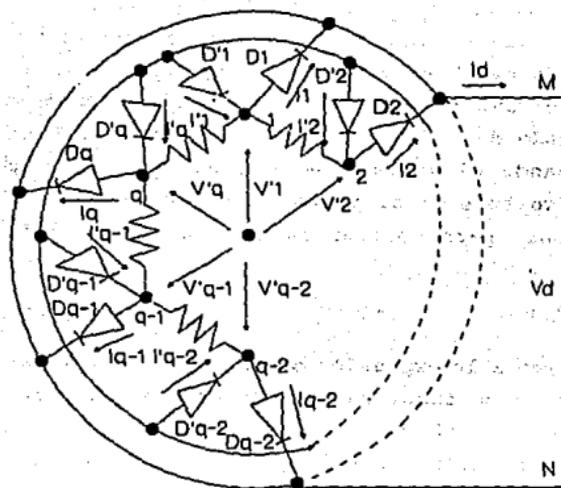


Fig. 3.15 Rectificador con la fuente en polígono.

El montaje efectúa estáticamente con semiconductores la operación que realiza el conjunto escobilla-colector de las máquinas rotativas de corriente continua.²⁹

La diferencia primordial del anterior montaje es el tipo de conexión de la fuente, que en lugar de conectarla en estrella ahora se conecta en polígono.

Como se observa en la figura existe un conmutador más positivo formado por los diodos D_1, D_2, \dots, D_n que se conectan a M, y otro conmutador pero ahora es el más negativo formado por D'_1, D'_2, \dots, D'_n que se conectan a N.

Así, durante un primer intervalo, los voltajes:

$V_1, V_{1+1}, V_{1+2}, \dots, V_n$ y V_1 serán positivos.

²⁹ SÁQUIER, Op. Cit. Pag 64

$V_2, V_3, V_4, \dots, V_{i-2}, V_{i-1}$ serán negativos.

Por lo tanto el voltaje más positivo será el voltaje V_1 y el voltaje más negativo será el voltaje V_{i-1} .

Conforme vayamos siguiendo los puntos de unión el voltaje irá decreciendo de 1 a 2, de 2 a 3, ..., de $i-2$ a $i-1$.

Para cuando el voltaje de entrada V_1 pasa de positivo a negativo el voltaje en el punto i será más negativo que en el punto $i-1$. Así, para obtener la tensión rectificadora se tiene entonces:

$$V_{cd} = V_1 + V_{i-1} + V_{i-2} + \dots + V_n + V_1 = -(V_2 + V_3 + V_4 + \dots + V_{i-2} + V_{i-1})$$

De acuerdo a la expresión obtenida se deduce que este tipo de rectificador no funciona por comparación sino por adición. La tensión rectificadora es, en todo instante, igual a la suma de las tensiones positivas o - lo que es lo mismo - a la suma de las tensiones negativas cambiadas de signo.³⁰

El siguiente diagrama vectorial nos proporciona las tensiones.

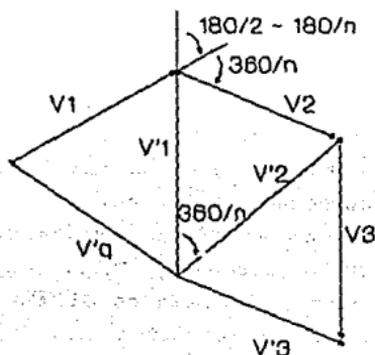


Fig.3.16 Diagrama vectorial de tensiones.

³⁰ Séguier, Op. Cit. Pag. 67

Considerando a las tensiones V'_1, V'_2, \dots, V'_n como las tensiones simples equivalentes a:

$$V_1 = V\sqrt{2} \text{ Sen } \omega t$$

$$V_2 = V\sqrt{2} \text{ Sen } \left(\omega t - \frac{2\pi}{n} \right)$$

$$V_n = V\sqrt{2} \text{ Sen } \left(\omega t - (n-1) \frac{2\pi}{n} \right)$$

Entonces las tensiones compuestas se pueden relacionar por la siguiente expresión:

$$V = 2V' \text{ Sen } \frac{\pi}{n}$$

$$V' = \frac{V}{2 \text{ sen } \frac{\pi}{n}}$$

De acuerdo con el diagrama fasorial se observa que las tensiones simples están defasadas por lo que la expresión queda:

$$V_n = \frac{V}{2 \text{ Sen } \frac{\pi}{n}} \text{ Sen } (\omega t + \phi)$$

donde ϕ es el ángulo de defasamiento igual a:

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n}$$

Así, para las diferentes tensiones simples se tiene:

$$V_1 = \frac{V\sqrt{2}}{2 \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}} \operatorname{Sen} \left(\omega t + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} \right) \right)$$

$$V_2 = \frac{V\sqrt{2}}{2 \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}} \operatorname{Sen} \left(\omega t + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{3\pi}{n} \right) \right)$$

$$V_n = \frac{V\sqrt{2}}{2 \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}} \operatorname{Sen} \left(\omega t + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} \right) - (n-1) \left(\frac{2\pi}{n} \right) \right)$$

Ahora para obtener el valor medio de la tensión rectificadora y basándonos en anteriores resultados tenemos:

$$V_{cd} = \frac{2n}{\pi} V\sqrt{2} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}$$

Reemplazando ahora V por V' la expresión queda así:

$$V_{cd} = \frac{2n}{\pi} V'\sqrt{2} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}$$

$$V_{cd} = \frac{2n}{\pi} \frac{V\sqrt{2}}{2 \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}} \operatorname{Sen} \frac{\pi}{n}$$

$$V_{cd} = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2}$$

Para el índice de pulsación se considera igual que en el anterior montaje:

$p = n$ si n es par.

$p = 2n$ si n es impar.

En cuanto a la corriente presente en los diodos se consideran las mismas expresiones anteriores:

$$I_{\max} = I_d$$

$$I_{\text{med}} = \frac{I_d}{n}$$

$$I_{\text{efl}} = \frac{I_d}{\sqrt{n}}$$

Para la obtención del factor de potencia de estos montajes se harán consideraciones diferentes a las anteriormente tomadas para los montajes vistos previamente. Las consideraciones son las siguientes:

Para n par habrá $n/2$ fases en cada rama, así la corriente se podrá repartir por partes iguales.

Para n impar habrá entonces $(n+1)/2$ fases en cada rama y $(n-1)/2$ en la otra. Por lo que la corriente en cada una de las ramas es inversamente proporcional al número de fases que la forman.

Para el análisis en donde el número n de fases es par existirá por lo tanto una división de la corriente en partes iguales, así, por lo tanto las corrientes circulantes serán:

$$\frac{I_d}{2} \quad - \frac{I_d}{2}$$

para cada ciclo positivo o negativo respectivamente.

Entonces tendremos:

$$\frac{I_d}{2} \quad 0 < t < \frac{T}{2}$$

$$-\frac{I_d}{2} \quad \frac{T}{2} < t < T$$

De acuerdo con la anterior expresión entonces se obtendrá la corriente eficaz del secundario como:

$$I_{s1} = \frac{I_d}{2}$$

Entonces la expresión que nos da para el factor de potencia será;

$$FP = \frac{\frac{n}{\pi} \sqrt{2} I_d}{n V \frac{I_d}{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.90$$

Como se observa en el resultado obtenido el factor de potencia tendrá un valor constante, independientemente del número de fases par.

Para cuando el número de fases es impar se tiene que la corriente se comporta como:

$$\text{En } n+1 \text{ intervalos} \quad \left| \frac{I_d}{2} \right| \left(1 - \frac{1}{n} \right)$$

$$\text{En } n-1 \text{ intervalos} \quad \left| \frac{I_d}{2} \right| \left(1 + \frac{1}{n} \right)$$

Así su valor eficaz será:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[(n+1) \frac{\pi}{n} \left(I_d \frac{n-1}{2n} \right)^2 + (n-1) \frac{\pi}{n} \left(I_d \frac{n+1}{2n} \right)^2 \right]}$$

$$I_s = \frac{I_d}{2} \frac{\sqrt{n^2 - 1}}{n}$$

Sustituyendo ahora para el factor de potencia se tiene entonces.

$$FP = \frac{\frac{n}{\pi} V \sqrt{n} I_d}{n V \frac{I_d}{2} \frac{\sqrt{n^2 - 1}}{n}} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} \frac{n}{\sqrt{n^2 - 1}} = 0.90 \frac{n}{\sqrt{n^2 - 1}}$$

Nuevamente se observa que el valor del factor de potencia tiende a ser constante conforme se va aumentando el número de fases.

3.2.3 RECTIFICADORES CONTROLADOS.

Ahora toca el análisis para los rectificadores controlados, en este tipo de montajes se utilizan tiristores en lugar de diodos pero los esquemas de conexión son los mismos que para los diodos.

El utilizar un tiristor en lugar de un diodo permite manejar en cierta forma la conducción. En los montajes con tiristores se cuenta con la característica de tener un ángulo de retardo α .

Logrando el control mediante el ángulo de retardo α existe la posibilidad de poder variar la tensión tanto de entrada como de salida.

Para el rectificador de media onda nuevamente tomamos el esquema mostrado en la figura 3.13 únicamente que en lugar de diodos se colocan tiristores. Así, de acuerdo a los anteriores resultados obtenidos en la sección anterior, estos se verán ahora afectados por el ángulo de retardo α .

Para el intervalo de conducción para el tiristor T1 será:

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} + \alpha < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}$$

Para T2

$$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n} + \alpha < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{n} + \alpha$$

Para T3

$$\frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{n} + \alpha < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{5\pi}{n} + \alpha$$

y así sucesivamente.

Dependiendo del valor que tome α será el funcionamiento del rectificador, para $\alpha < \pi/2$ es un rectificador, para $\alpha > \pi/2$ es un ondulator.

Para la obtención del valor medio de la tensión rectificada se tiene entonces:

$$V_{co} = \frac{n}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n} + \alpha} V\sqrt{2} \text{ Sen } \omega t \, d\omega t$$

$$V_{co} = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} \text{ Cos } \alpha$$

Para el valor eficaz se tiene:

$$V_{cef} = V\sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{n}{4\pi} \text{ Sen } \frac{2\pi}{n} \text{ Cos } \alpha}$$

Para las corrientes en este tipo de rectificadores se tiene:

$$I_{\max} = I_d$$

$$I_{\text{med}} = \frac{I_d}{n}$$

$$I_{\text{ef}} = \frac{I_d}{\sqrt{n}}$$

Que se consideran también para los demás montajes con tiristores.

Para los factores de potencia en este tipo de montaje con tiristores se ven afectados únicamente por $\cos \alpha$ así escribimos las siguientes expresiones:

$$FP_s = f_p |\cos \alpha|$$

$$FP_p = f_p |\cos \alpha|$$

Para el análisis de los rectificadores en puente con tiristores ahora se tiene al igual que en el anterior análisis resultados parecidos.

La tensión rectificadora está dada por:

$$(V_N - V_0) - (V_N - V_0)$$

Así para el valor medio se obtiene:

$$(V_N - V_0)_{\text{med}} = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} \cos \alpha$$

El valor de la tensión rectificadora será entonces:

$$V_{CD} = \frac{2n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} \cos \alpha$$

El índice de pulsación sigue las mismas características que para los rectificadores en puente con diodos; $p=n$ si es par; $p=2n$ si es impar.

Debido a la utilización de los tiristores ahora la tensión rectificada se forma ahora por n fragmentos de senoide en lugar de n cúspides de senoide.

El montaje para los rectificadores en puente con la fuente conectada en polígono presenta la misma figura del montaje general para los diodos únicamente aquí se sustituyen éstos por los tiristores.

La obtención del valor medio de la tensión rectificada es:

$$V_{\omega} = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \cos \alpha$$

Se considera también en este montaje al índice de pulsación como $p=n$ si es par y $p=2n$ si es impar. Las corrientes se consideran iguales que en los anteriores montajes, así como también los factores de potencia.

3.2.4 RECTIFICADORES MIXTOS.

Los rectificadores mixtos son arreglos o montajes basados en tiristores y en diodos. También se les da el nombre de rectificadores semicontrolados.

Los tiristores forman el conmutador más positivo mientras que los diodos forman el conmutador más negativo.

Los principales montajes de rectificadores mixtos son del tipo puente y los que utilizan la fuente en polígono.

La siguiente figura nos muestra un montaje en puente mixto que nos explica lo anteriormente dicho.

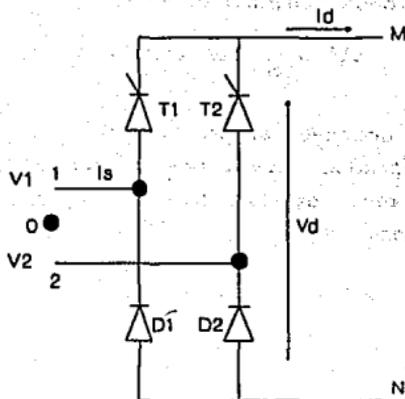


Fig. 3.17 Ejemplo de puente mixto.

La tensión que se obtiene a la salida del rectificador es la diferencia de las tensiones ($V_H - V_0$) y ($V_N - V_0$). La primera tensión $V_H - V_0$ nos la proporciona el conmutador positivo mientras que la tensión $V_N - V_0$ nos la da el conmutador más negativo.

Así, de acuerdo con el tipo de conmutador será la forma de la tensión obtenida, por lo tanto para $V_H - V_0$ estará formada por n fragmentos de senoide; esto se debe a que el conmutador está formado por tiristores, la tensión $V_N - V_0$ estará formada por n cúspides de senoide esto es debido a que el conmutador funciona a base de diodos.

El intervalo de conducción para los tiristores está dado por:

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} + \alpha < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n} + \alpha$$

y para los diodos conducirán en:

$$\frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{n} < \omega t < \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{n}$$

Para el caso mostrado en la figura.

Tomando resultados anteriores analizaremos este tipo de montajes por lo que para la tensión $V_M - V_0$ se tiene la siguiente expresión.

$$V_M - V_0 = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} \text{ Cos } \alpha$$

Para la tensión $V_N - V_0$ se tiene entonces:

$$V_N - V_0 = -\frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n}$$

Como señalamos anteriormente la tensión que se obtiene a la salida del rectificador es una diferencia de las tensiones obtenidas por cada conmutador así entonces nos da una expresión general:

$$V_{CD} = (V_M - V_0) - (V_N - V_0)$$

Así, sustituyendo cada expresión dada anteriormente la tensión media entonces queda:

$$V_{CD} = \left(\frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} \text{ Cos } \alpha \right) - \left(-\frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} \right)$$

$$V_{CD} = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} (1 + \text{Cos } \alpha)$$

Como se observa en la expresión, el valor de la tensión media obtenida permite su variación desde un valor máximo V_{CD} hasta un valor mínimo próximo a cero mediante la variación del ángulo de control α .

Para el caso en donde se encuentra la fuente conectada en polígono y con los mismos elementos semiconductores formando un rectificador mixto; se logran montajes como los que muestra la siguiente figura.

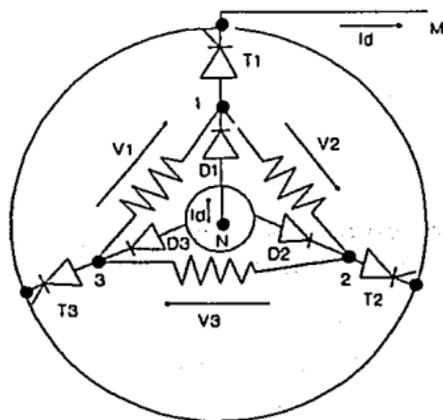


Fig. 3.18 Rectificador mixto con la fuente en serie.

De acuerdo al montaje mostrado la tensión rectificada se obtiene entonces por:

$$V_{CD} = V_H - V_N$$

que de acuerdo a anteriores resultados entonces obtendremos la tensión rectificada como:

$$V_{CD} = \frac{n}{\pi} V\sqrt{2} \text{ Sen } \frac{\pi}{n} (1 + \text{Cos } \alpha)$$

que coincide con el resultado del montaje en puente mixto.

De acuerdo con las expresiones obtenidas tanto para el montaje en puente mixto como para el puente mixto conectada en polígono se deduce que estos montajes carecen de la propiedad de reversibilidad, esto se debe a los valores que puede tomar el ángulo de control α .

Además dentro de estos montajes el índice de pulsación p de la tensión rectificadora es igual a n no importando si n es par o impar.

3.3 CICLOCONVERTIDORES : DEFINICION, PRINCIPIO DE OPERACION, CARACTERISTICAS CIRCUITOS COMUNES.

3.3.1 DEFINICION Y CARACTERISTICAS.

Dentro de los convertidores de CA/CA se encuentran los convertidores de frecuencia, estos tipos de convertidores transforman la frecuencia de entrada en otro tipo de frecuencia, la cual puede ser un múltiplo o una fracción de la frecuencia de entrada.

Como se ha venido señalando en anteriores párrafos estos tipos de convertidores también utilizan la conmutación natural y no necesitan circuitos auxiliares de apagado para los tiristores, ya que éstos se apagan por conmutación de la red o por conmutación libre.

En esta parte del capítulo nos enfocaremos al estudio de los convertidores de frecuencia del tipo directo. es así como se les conoce a los cicloconvertidores que son unos convertidores que hacen variar la frecuencia.

Un cicloconvertidor es un dispositivo que permite variar de forma continua el valor y la frecuencia de las tensiones de salida.³¹ Pero para éste tipo de montaje existe una limitante; ésta limitante es que la frecuencia de salida no puede ser mayor a la de entrada, es decir, el cicloconvertidor funciona como un demultiplicador de frecuencia o sea que reduce la frecuencia de entrada.

En éste tipo de montaje la tensión de salida se obtiene por medio del recorte de las tensiones suministradas que es un tipo de conversión directa. se le da el nombre de conversión directa porque la misma red que suministra la tensión asegura la conmutación.

Para llevar a cabo un montaje de un cicloconvertidor se utiliza el arreglo de dos rectificadores en paralelo inverso. Este arreglo de rectificadores permite el funcionamiento como rectificador y como ondulator. Es reversible tanto en tensión como en corriente. El principio de funcionamiento lo explicaremos en la sección 3.3.2.

Para la obtención de la tensión de la salida se deben de observar ciertas características tales como:

El Índice de Pulsación, que como para los rectificadores entre mayor sea el índice de pulsación es mejor, sólo que aquí el índice de pulsación nos dará una mejor aproximación a la forma de onda senoidal requerida.

La relación existente entre la frecuencia de entrada y la frecuencia de salida.

El coeficiente de la regulación de tensión.

El factor de potencia de la carga.

³¹ Rombaut, Christian et al. Los Convertidores Estáticos de Energía. Conversión Alterna-Altern. Gustavo Gill, México 1987. Pag. 185

En líneas arriba hemos señalado que existen convertidores de frecuencia que pueden ser múltiplos o fracciones de las frecuencias de entrada, para el caso del cicloconvertidor es un montaje que se encarga de fraccionar la frecuencia de entrada pero este montaje no es el único que existe para hacer variar la frecuencia; existen otros tipos de convertidores de frecuencia que utilizan otros métodos para lograr la variación.

3.3.2 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

Hemos señalado que los montajes de un cicloconvertidor se basa en la conexión de dos rectificadores en antiparalelo, ahora en esta sección explicaremos el funcionamiento de este tipo de conexión.

Sabemos que un rectificador nos proporciona una tensión rectificadora U_d la cual se forma por p fragmentos idénticos de senoide durante cada periodo de las tensiones de alimentación. Así para nuestro caso dentro del rectificador a tiristores el valor medio de la tensión U'_d de la tensión u'_d es proporcional al coseno del ángulo α de retardo³² para el disparo de los tiristores lo cual está dado por:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha$$

La figura nos muestra un arreglo de dos rectificadores conectados en antiparalelo.

³² Rombaut, Op. Cit. Pag. 185

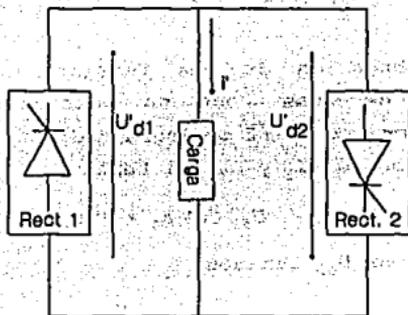


Fig. 3.19 Principio del cicloconvertidor.

El arreglo nos permite poder invertir la corriente de salida. Así el primer rectificador nos proporciona la corriente i' positiva a la carga por lo que a este rectificador se le da el nombre de rectificador directo o positivo. El segundo rectificador nos proporciona por lo tanto la corriente i' negativa y se le da el nombre de rectificador inverso o negativo.

Para poder obtener este tipo de funcionamiento es necesario que los valores de los ángulos de retardo del rectificador α_1 y α_2 sean complementarios, es decir:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$$

Así el valor de la tensión V' tendrá el mismo valor. Tomando la expresión 1 tenemos entonces:

$$V' = U_{d0} \cos \alpha_1 = -U_{d0} \cos \alpha_2$$

La suma que se nos muestra por $U'_{d1} + U'_{d2}$ basándonos en la figura nos da una componente alterna de valor medio nulo.

El valor medio nulo de la tensión de salida suministrada por el conjunto en paralelo inverso de dos rectificadores puede

hacerse alterno, modulando de forma periódica sus ángulos de control.³³

Para la obtención de una tensión senoidal con las características deseadas como su tensión de salida V' , pulsación ω' y amplitud $V'\sqrt{2}$ se logra mediante la variación de sus ángulos de control α_1 y α_2 así tenemos:

$$U_{d0} \cos \alpha_1 = -U_{d0} \cos \alpha_2 = V'\sqrt{2} \text{ Sen } \omega t$$

Dividiendo por U_{d0} tenemos:

$$\cos \alpha_1 = -\cos \alpha_2 = \frac{V'\sqrt{2}}{U_{d0}} \text{ Sen } \omega t$$

En la siguiente figura se representa la tensión V' y la corriente I' que suministran a la carga.

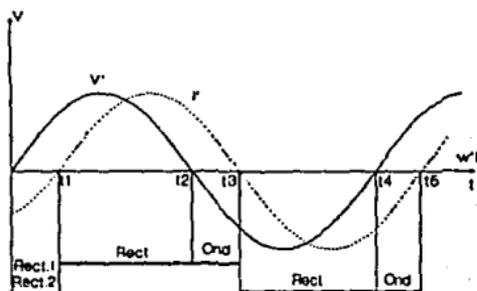


Fig. 3.20 Formas de onda del voltaje y la corriente proporcionada a la carga.

Durante el intervalo $T1-T3$ la tensión V' es positiva e igual a U_{d1} y su corriente I' también es positiva, por lo tanto el rectificador 1 está en funcionamiento.

³³ Rombaut, Op. Cit. Pag. 186

Para el intervalo T3-T5 la corriente I' es negativa y la tensión V' es igual a $-V'\sqrt{2}$ por lo que el rectificador 2 está en funcionamiento.

En $t_1 < t < t_2$ V' es positiva el rectificador 1 funciona como rectificador.

En $t_2 < t < t_3$ V' es negativa el rectificador 1 funciona como ondulator.

En $t_3 < t < t_4$ $V' = U'_{d2}$ el rectificador 2 está en funcionamiento como rectificador.

En $t_4 < t < t_5$ $V' = -U'_{d2}$ el rectificador 2 está funcionando como ondulator.

La tensión V' dada en la figura 3.20 se forma por medio de sucesiones de arcos de senoide como para cualquier tensión rectificadas.

3.3.3 PRINCIPALES MONTAJES.

Para los diferentes tipos de montajes de los cicloconvertidores existen muy pocas variantes ya que en sí existe la conexión de dos rectificadores en antiparalelo independientemente de si la alimentación es monofásica o trifásica o si también su salida es monofásica o trifásica.

En esta sección únicamente nos limitaremos a mostrar los diferentes tipos de montajes para los cicloconvertidores tanto monofásicos y trifásicos.

Primeramente mostraremos el montaje en puente con alimentación monofásica.

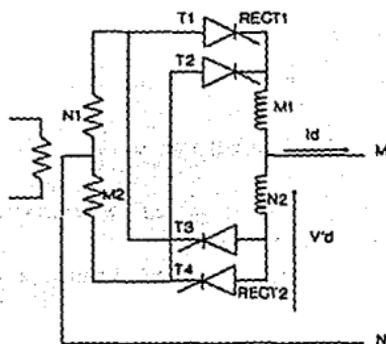
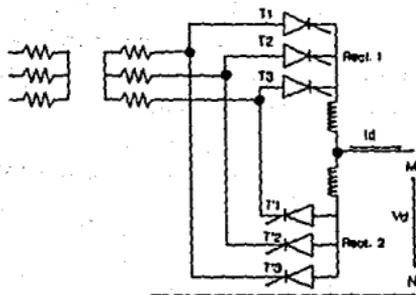


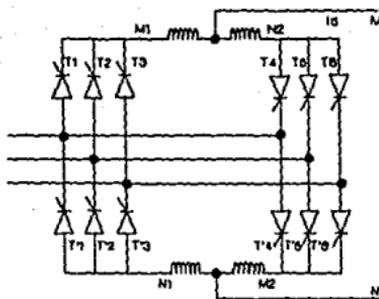
Fig. 3.21 Ejemplo de un montaje en puente.

Como se observa, para la figura lo constituye un transformador con secundario y tap central que proporciona la tensión de entrada a dos rectificadores de media onda conectados en antiparalelo. El primer rectificador nos proporciona una tensión dada por $V_{M1} - V_{N1}$ y conduce a I_d cuando ésta es positiva, para el segundo rectificador existe una tensión dada por $V_{M2} - V_{N2}$ donde I_d ahora es negativa. El anterior análisis cumple con lo explicado anteriormente para el cicloconvertidor dado en secciones anteriores.

A continuación mostraremos montajes con alimentación trifásica y salida monofásica los cuales en cierta forma vienen a ser análogos a los montajes monofásicos.



a)



b)

Fig. 3.22 Montajes trifásicos.

Para el primer montaje existe un índice de pulsación 3 y para el segundo montaje un índice de pulsación 6.

Para los cicloconvertidores del tipo trifásico existen tres tensiones de suministro a la salida las cuales están defasadas $2\pi/3$ y $4\pi/3$. Así, para poder manejar un cicloconvertidor trifásico es necesario hacer un montaje que

nos proporcione las tensiones de salida en donde se pueden conectar las cargas en estrella o en delta.

El siguiente esquema muestra un montaje con índice de pulsación igual a 6, éste tipo de pulsación es el mayormente utilizado en los cicloconvertidores.

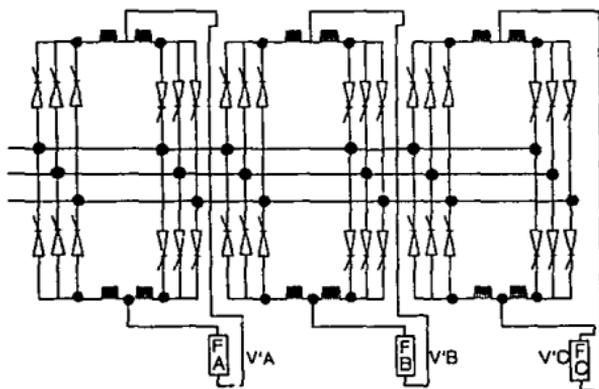


Fig. 3.23 Montaje de pulsación 6.

C A P I T U L O 4

CIRCUITOS DE CONMUTACION FORZADA.

4.1 TROCEADORES: PRINCIPIO DE OPERACION, CIRCUITOS DE BLOQUEO, EL TROCEADOR SERIE, EL TROCEADOR PARALELO.

4.1.1 DEFINICION Y CLASIFICACION DE LOS TROCEADORES.

Los troceadores son un tipo de convertidores estáticos de energía que se encargan de realizar la conversión de corriente continua a corriente continua (CC/CC), es decir, permiten variar la tensión de entrada que se aplica a la carga. Esta no es la única acepción que recibe, también se le conoce con el nombre de interruptores, cortadores, contactor o variador de corriente continua y choppers.

Su principal aplicación se encuentra en los sistemas de tracción eléctrica debido a su capacidad de poder regenerar la energía consumida. Este tipo de convertidor utiliza la conmutación forzada, es decir, que necesita de elementos auxiliares para lograr el apagado del elemento semiconductor principal, se realiza la conmutación forzada por la utilización de la corriente continua ya que esta se comporta de manera diferente a la corriente alterna.

Para definir al troceador podemos señalar que se trata de un interruptor colocado entre la fuente y la carga que se mantiene cerrado en determinado tiempo y abierto en otro tiempo. La apertura y el cierre del interruptor nos permite

suministrar desde la tensión máxima hasta la tensión nula a la carga.

Los troceadores a su vez se pueden clasificar en dos tipos, a saber:

LINEALES: En este tipo de troceador el elemento que se encarga de hacer la función de interruptor tiene que soportar la diferencia de la tensión de entrada con la tensión de salida y la disipación de energía es muy grande para el interruptor. Así, el elemento debe de poder bloquear esta diferencia de tensión para determinada carga.

El troceador de este tipo debe de cumplir con ciertas condiciones como son:

$$V_{salida} < V_{entrada}$$

El tanto que para la potencia que disipa el interruptor está dado por:

$$P_D = (V - V_0) I$$

Las condiciones anteriores dan a entender el bajo rendimiento que nos da el montaje y la disipación de potencia que debe de soportar el interruptor.

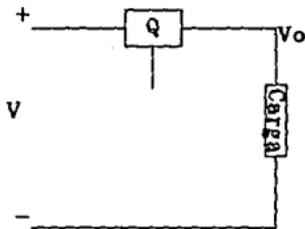


Fig. 4.1 Chopper lineal.

CONMUTADOS: Los convertidores conmutados son los que se encargan de llevar a cabo un tipo de cambio de la corriente de

una rama hacia otra, permitiendo la circulación de corriente hacia una dirección o de evitarla. La potencia disipada dentro de los elementos semiconductores teóricamente se considera nula.

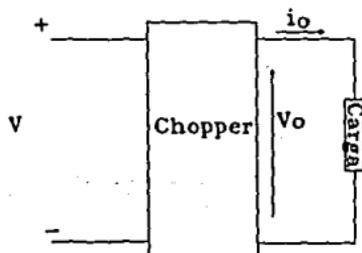


Fig. 4.2 Chopper Conmutado.

Dentro de los convertidores conmutados se pueden considerar diferentes tipos de configuraciones las cuales reciben su denominación por el número de cuadrantes en los cuales operan dentro del plano V-I.

4.1.2 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

Hemos señalado anteriormente que el troceador es un tipo de convertidor que se encarga de poder variar el valor promedio de voltaje directo mediante la apertura y cierre de un interruptor permitiendo tener desde una tensión máxima hasta su tensión nula.

Para explicar el principio de funcionamiento del troceador se muestra la siguiente figura.

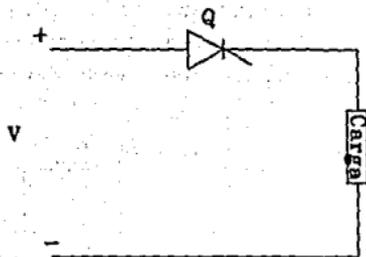


Fig. 4.3 Principio del Troceador.

Como se observa, si en el circuito mostrado se logra la operación del tiristor Q como interruptor, entonces aplicando un pulso de disparo al tiristor y manteniéndolo encendido durante un tiempo T_{ON} y bloqueándolo durante un tiempo T_{OFF} se logra que el voltaje de salida sea una onda cuadrada.

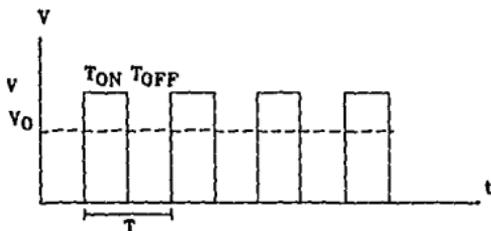


Fig. 4.4 Forma de Onda del voltaje de salida.

Las anteriores consideraciones nos dan una expresión para obtener el valor promedio del voltaje de la carga (carga resistiva).

$$V_0 = V \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}$$

La expresión anterior nos señala que el voltaje de salida varía con el promedio de tiempo en que está cerrado el interruptor.

En otras palabras la variación del voltaje de salida se puede lograr variando el tiempo T_{ON} o el tiempo T_{OFF} o variando ambos. Así, se obtiene la frecuencia de troceado como:

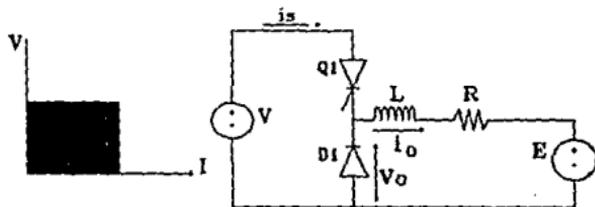
$$T = T_{ON} + T_{OFF} \qquad F = \frac{1}{T}$$

4.1.3 TIPOS DE TROCEADORES O CHOPPERS.

Dentro de los tipos de chopper se consideran las características que estos presentan en el diagrama V-I en los cuadrantes en donde son capaces de operar.

CHOPPER CLASE A.

Para el chopper clase A la operación solo es posible en el primer cuadrante, en donde siempre será positivo V_o e I_o . La operación de este tipo de convertidor puede ser continua o discontinua. A continuación se muestra el diagrama del chopper clase A en conjunto con sus diagramas de operación.



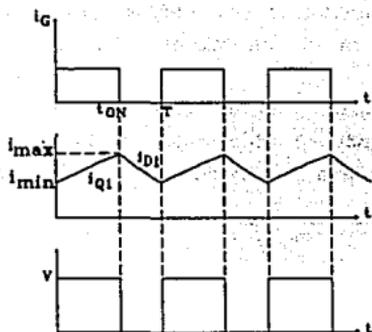


Fig. 4.5 Chopper Clase A.

La operación del chopper se basa principalmente en la apertura y cierre del tiristor Q1, cuando conduce el tiristor Q1 en un intervalo dado la corriente i_s será igual a i_o en tanto que para el intervalo en donde permanece apagado la corriente $i_s=0$ y la corriente i_o decrecerá exponencialmente debido al diodo de rueda libre.

Analizando el circuito tenemos que si disparamos al tiristor Q1 se obtiene la siguiente expresión:

Para el intervalo

$$0 \leq t \leq T_{ON}$$

$$V_o = V_L \cdot V_R + E$$

$$V_o = L \frac{di_o}{dt} + R i_o + E$$

$$\frac{di_o}{dt} + \frac{R}{L} i_o = \frac{V_o - E}{L}$$

En este intervalo se tiene como $V_0 = V$ por lo tanto:

$$\frac{di_o}{dt} + \frac{R}{L} i_o = \frac{V - E}{L}$$

Resolviendo la ecuación diferencial se tiene:

$$e^{\frac{R}{L}t} = e^{\frac{R}{L}t}$$

$$e^{\frac{R}{L}t} \left(\frac{di_o}{dt} + \frac{R}{L} i_o \right) = \left(\frac{V - E}{L} \right) e^{\frac{R}{L}t}$$

$$e^{\frac{R}{L}t} i_o = \int \left(\frac{V - E}{L} \right) e^{\frac{R}{L}t} dt$$

$$i_o = \frac{V - E}{R} + A e^{-\frac{R}{L}t}$$

Ahora para obtener la constante A se dan valores iniciales $t=0$ $i_o = i_{\min}$ se toma i_o como i_{\min} porque cuando la corriente es continua se parte de un valor mínimo.

$$i_{\min} = \frac{V - E}{R} + A e^{-\frac{R}{L}(0)}$$

$$A = i_{\min} - \frac{V - E}{R}$$

Sustituyendo en i_o se tiene:

$$i_o = \frac{V - E}{R} \left(i_{\min} - \frac{V - E}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t}$$

$$i_o = \frac{V - E}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) + i_{\min} e^{-\frac{R}{L}t}$$

Cuando el tiristor conmuta en $t = T_{ON}$ la corriente $i_o = i_{max}$ por lo tanto:

$$i_{max} = \frac{V - E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}T_{ON}}) + i_{min} e^{-\frac{R}{L}T_{ON}}$$

Para el intervalo en donde $T_{ON} < t < T$ se considera lo siguiente:

$$t' = T - T_{ON}$$

Que de acuerdo con $T = T_{ON} + T_{OFF}$

$$t' = T_{OFF} = T - T_{ON}$$

En el anterior intervalo dado la tensión V_o empieza a decrecer debido a la conducción del diodo de rueda libre y el apagado del tiristor Q1 lo cual nos da una ecuación dada ahora por:

$$L \frac{di_o}{dt'} + Ri_o = -E$$

$$\frac{di_o}{dt'} + \frac{R}{L}i_o = -\frac{E}{L}$$

$$e^{\frac{R}{L}t'} = e^{\frac{R}{L}t'}$$

$$e^{\frac{R}{L}t'} \left(\frac{di_o}{dt'} + \frac{R}{L}i_o \right) = -\frac{E}{L} e^{\frac{R}{L}t'}$$

$$e^{\frac{R}{L}t'} i_o = \int -\frac{E}{L} e^{\frac{R}{L}t'} dt'$$

$$i_o = -\frac{E}{R} + Ae^{-\frac{R}{L}t'}$$

Tomando como valores iniciales a $t' = 0$, $i_o = i_{\max}$ tenemos:

$$i_{\max} = -\frac{E}{R} + A$$

$$A = i_{\max} + \frac{E}{R}$$

Ahora sustituyendo A en i_o se tiene entonces

$$i_o = -\frac{E}{R} + (i_{\max} + \frac{E}{R}) e^{-\frac{R}{L}t'}$$

$$i_o = -\frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t'}) + i_{\max} e^{-\frac{R}{L}t'}$$

Cuando se llega al limite en donde $t' = T - T_{\text{ON}}$ la corriente $i_o = i_{\min}$ ya que por medio del diodo de rueda libre empieza a decrecer V_o por lo tanto se tiene la siguiente ecuación con los valores anteriores de t' e i_o :

$$i_{\min} = -\frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}(T - T_{\text{ON}})}) + i_{\max} e^{-\frac{R}{L}(T - T_{\text{ON}})}$$

Ahora tomando las ecuaciones obtenidas anteriormente como i_{\max} e i_{\min} se tiene:

$$i_{\max} = \frac{V - E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}T_{\text{ON}}}) + i_{\min} e^{-\frac{R}{L}T_{\text{ON}}}$$

$$i_{\min} = -\frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}(T - T_{\text{ON}})}) + i_{\max} e^{-\frac{R}{L}(T - T_{\text{ON}})}$$

Resolviendo estas ecuaciones simultáneamente se tiene entonces:

$$i_{\max} = \frac{V}{R} \frac{(1 - e^{-\frac{R}{L}T_{\text{ON}}})}{(1 - e^{-\frac{R}{L}T})} - \frac{E}{R}$$

$$i_{\min} = \frac{V}{R} \frac{(e^{\frac{R}{L}T_{\text{ON}}} - 1)}{(e^{\frac{R}{L}T} - 1)} - \frac{E}{R}$$

Si durante el periodo de conducción para el tiristor Q1 el tiempo de encendido $T_{\text{ON}}=T$ entonces:

$$i_{\max} = i_{\min} = \frac{V - E}{R}$$

Regresando a la figura del chopper se puede decir que la corriente i_s tiene los siguientes valores de acuerdo a los intervalos analizados anteriormente.

$$i_s = i_o \quad 0 \leq t < T_{\text{ON}}$$

$$i_s = 0 \quad T_{\text{ON}} \leq t < T$$

CHOPPER CLASE B.

Para el chopper clase B se tiene que éste opera en el segundo cuadrante del plano V-I; dentro de esta clase de convertidor es posible la regeneración del voltaje hacia la fuente de CD esto es debido a que existe un rearrreglo de la clase A. Si el tiristor Q1 nunca se dispara se cuenta con $V > E$ entonces i_s e i_o serán cero, por lo tanto el circuito se encuentra inactivo. Ahora el tiristor Q1 se activa y desactiva durante un periodo T entonces existirá un almacenamiento de

energía en la inductancia L debido a E siempre y cuando el tiristor esté conduciendo, cuando el tiristor deja de conducir entonces el diodo $D1$ permite la conducción hacia la fuente de CD siempre y cuando $E > V$.

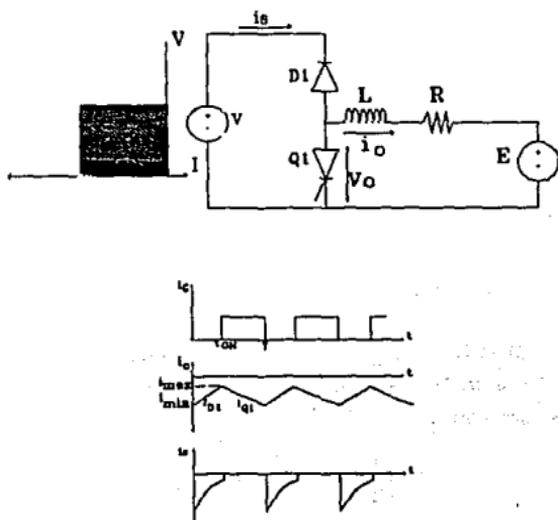


Fig. 4.6 Chopper clase B.

Para el intervalo $0 < t < T_{ON}$ D conduce y el tiristor $Q1$ permanece apagado lo que nos da la siguiente ecuación:

$$\frac{di_o}{dt} + Ri_o = \frac{V - E}{L}$$

De acuerdo con la ecuación obtenida y con los resultados obtenidos en el troceador clase A se tiene:

$$i_o = \frac{V-E}{R} + A e^{-\frac{R}{L}t}$$

con $t=0$ e $i_o=i_{\min}$ entonces A vale:

$$A = i_{\min} - \frac{V-E}{R}$$

$$i_o = \frac{V-E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) + i_{\min} e^{-\frac{R}{L}t}$$

Ahora cuando al tiristor Q1 conmuta en $t=T_{ON}$ la corriente i_o se hace máxima por lo tanto en $t=T_{ON}$ e $i_o=i_{\max}$ obtenemos:

$$i_{\max} = \frac{V-E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}T_{ON}}) + i_{\min} e^{-\frac{R}{L}T_{ON}}$$

Para el intervalo $T_{ON} < t < T$ se considera $t' = T - T_{ON}$. Durante este intervalo se obtiene la operación del tiristor Q1 y entonces se obtiene:

$$\frac{di_o}{dt'} + \frac{R}{L}i_o = -\frac{E}{L}$$

Solucionando la ecuación diferencial se tiene:

$$i_o = -\frac{E}{R} + A e^{-\frac{R}{L}t'}$$

Dando valores iniciales para obtener la constante A como $t'=0$ e $i_o=i_{\max}$ se tiene:

$$i_{\max} = -\frac{E}{R} + A$$

$$A = i_{\max} + \frac{E}{R}$$

Ahora sustituyendo A en i_o se tiene:

$$i_o = -\frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t'}) + i_{\max} e^{-\frac{R}{L}t'}$$

Para cuando t' alcanza el valor $t' = T - T_{ON}$ la corriente i_o alcanza un valor máximo por lo tanto sustituyendo $t' = T - T_{ON}$ e $i_o = i_{\max}$ tenemos:

$$i_{\max} = -\frac{E}{R} (1 - e^{\frac{R}{L}(T - T_{ON})}) + i_{\max} e^{-\frac{R}{L}(T - T_{ON})}$$

Como se observa, las ecuaciones obtenidas para i_{\min} e i_{\max} son idénticas que para el chopper clase A por lo tanto se pueden resolver en forma idéntica y solucionándolas simultáneamente se tiene:

$$i_{\max} = \frac{V}{R} \frac{(1 - e^{-\frac{R}{L}T_{ON}})}{(1 - e^{-\frac{R}{L}T})} - \frac{E}{R}$$

$$i_{\min} = \frac{V}{R} \frac{(e^{\frac{R}{L}T_{ON}} - 1)}{(e^{\frac{R}{L}T} - 1)} - \frac{E}{R}$$

Dentro de este análisis se debe de tener siempre en cuenta que las corrientes i_o e i_B serán siempre negativas ya que el chopper se encuentra operando en el segundo cuadrante del plano V-I.

CHOPPER CLASE C.

Esta clase de convertidor es la combinación del troceador tipo A y tipo B, el arreglo permite la operación en dos cuadrantes del plano V-I

Si los tiempos de encendido y apagado de los tiristores Q1 y Q2 son tales que ocasionan que $i_{max} > 0$ e $i_{min} < 0$ entonces el troceador operará en el primer cuadrante por lo tanto $i_o > 0$.

Si se tiene el valor de $i_{max} < 0$ al igual que i_{min} entonces $i_o < 0$ y la operación será en el segundo cuadrante.

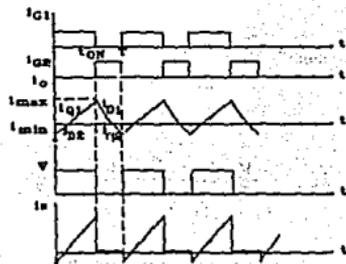
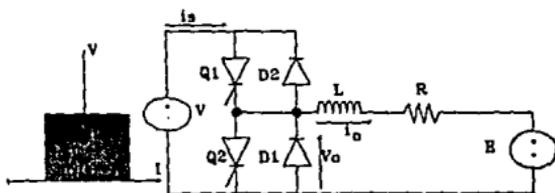


Fig. 4.7 Chopper clase C.

De acuerdo con los resultados obtenidos con los troceadores A y B analizados anteriormente, se consideran los mismos resultados obtenidos; por ejemplo:

Para ambas clases tenemos en el intervalo $0 < t < T_{ON}$

$$i_{\max} = i_o \frac{V - E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L} T_{\text{on}}}) + i_{\min} e^{-\frac{R}{L} T_{\text{on}}}$$

Para el intervalo de $T_{\text{ON}} < t < T$ y para ambas clases

$$i_{\min} = i_o - \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L} (T - T_{\text{on}})}) + i_{\max} e^{-\frac{R}{L} (T - T_{\text{on}})}$$

Resolviendo simultáneamente las ecuaciones i_{\max} e i_{\min} obtenemos:

$$i_{\max} = \frac{V}{R} \frac{(1 - e^{-\frac{R}{L} T_{\text{on}}})}{(1 - e^{-\frac{R}{L} T})} - \frac{E}{R}$$

$$i_{\min} = \frac{V}{R} \frac{(e^{\frac{R}{L} T_{\text{on}}} - 1)}{(e^{\frac{R}{L} T} - 1)} - \frac{E}{R}$$

Si el periodo de conducción es igual al periodo total entonces la corriente será si Q1 conduce:

$$i_o = i_{\min} = i_{\max} = \frac{V - E}{R}$$

Si $T_{\text{ON}}=0$ y Q2 está conduciendo entonces:

$$i_o = i_{\min} = i_{\max} = -\frac{E}{R}$$

Si $V_o > E$ entonces $i_o > 0$ y la energía es entregada al circuito, en tanto que si $E > V_o$ entonces $i_o < 0$ y la energía es entregada hacia la fuente V.

CHOPPER CLASE D.

El chopper clase D se caracteriza por poder trabajar en los cuatro planos del diagrama V-I.

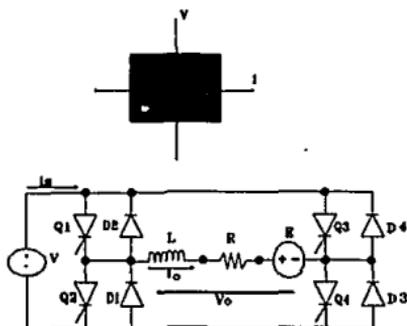


Fig. 4.8 Chopper clase D.

Observando la figura, si el tiristor Q4 es encendido continuamente el par de dispositivos conectados en antiparalelo (Q4 y D3) constituyen un cortocircuito en tanto que el tiristor Q3 y el diodo D4 no intervienen en la conmutación del tiristor Q4 entonces forman un circuito abierto y nos da el siguiente diagrama que es similar al chopper clase C el cual opera en el primero y segundo cuadrante del plano V-I.

Para la obtención de los otros dos cuadrantes de operación entonces se procede a disparar continuamente al tiristor Q2 que junto con el diodo D1 formarán un cortocircuito, mientras que el tiristor Q1 y D2 no intervengan comportándose como un circuito abierto, entonces se obtendrá el circuito de la figura siguiente:

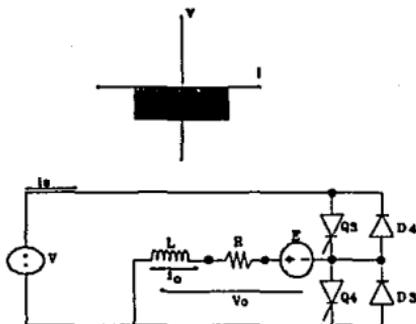


Fig. 4.9 Operación del chopper clase D en el tercer y cuarto cuadrante.

Para el análisis del chopper clase D se puede hacer nuevamente el análisis realizado en el chopper clase C.

Existe otra consideración de funcionamiento del chopper clase D, aplicando el mismo circuito de la figura 4.8 pero la carga RLE considerada ahora como un motor de CD en donde de acuerdo a la operación de los cuadrantes se puede considerar al motor de CD funcionando ya sea como motor o como generador.

Analizando el plano V-I podemos decir que la máquina de CD funciona como motor en el primer y tercer cuadrante y como generador en el segundo y cuarto cuadrante.

Así, por ejemplo, cuando se disparan los tiristores Q1 y Q4 y dejando sin operación a los tiristores Q2 y Q3 la corriente i_o siempre será positiva.

$$V_o = V \quad i_s = i_o$$

Cuando bloqueamos a Q1 y Q4 entonces conducen los diodos D1 y D4.

$$V_o = -V \quad i_s = -i_o$$

Para la obtención del valor promedio de salida por la operación de los tiristores y diodos tenemos:

Cuando conduce Q1 y Q4

$$V_{O1} = \frac{T - T_{ON}}{T} V$$

Cuando Conduce D1 y D4

$$V_{O2} = \frac{T - T_{ON}}{T} V$$

Para V_{O1} la máquina se encuentra funcionando como motor, en tanto que para V_{O2} la máquina funciona como generador.

Ahora si se permite que los tiristores Q2 y Q3 conduzcan y se bloqueen a los tiristores Q1 y Q4 entonces la corriente i_o siempre será negativa.

Cuando conduce Q2 y Q3

$$V_o = -V \quad i_s = -i_o$$

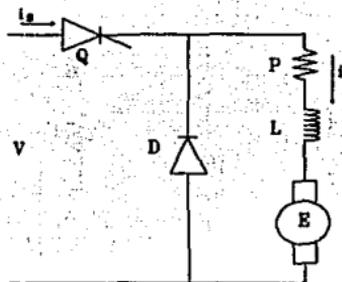
Cuando conduce D2 y D3

$$V_o = V \quad i_s = i_o$$

Dentro del conjunto troceador motor pueden existir tres modos de funcionamiento:

- Como motor en tracción.
- Con frenado eléctrico reostático.
- Con frenado eléctrico con recuperación.

Cuando el conjunto funciona como motor en tracción el funcionamiento es como se muestra a continuación:



P-Devanado de los polos inductores del motor en serie con el inducido.

Fig. 4.10 Operación con motor en tracción.

La fuente V se encarga de proporcionar la energía necesaria para que la máquina de CD funcione como motor.

Para el frenado eléctrico la máquina funciona como generador. Para que la máquina pueda iniciar este modo de funcionamiento hace falta que la corriente en P tenga el signo que tenía cuando trabajaba como motor.³⁴

Así, se pueden considerar dos tipos de frenado eléctrico, el frenado reostático y el frenado con recuperación.

Para el frenado reostático el generador transporta la corriente i hacia un conjunto de resistencias (reóstato) las cuales se encargan de disipar la energía en forma de calor, esto se efectúa debido a que la energía producida por el generador es menor al de la fuente y la energía no se puede regenerar hacia la fuente de alimentación. El diagrama de frenado reostático se muestra a continuación.

³⁴ Séguier, Op. Cit. Pág. 219

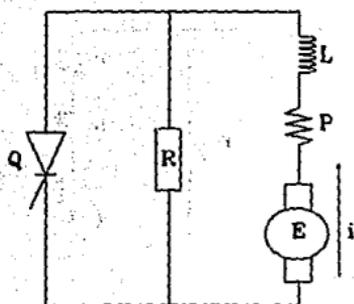


Fig. 4.11 Operación en frenado reostático.

Para el frenado con recuperación el esquema es el siguiente.

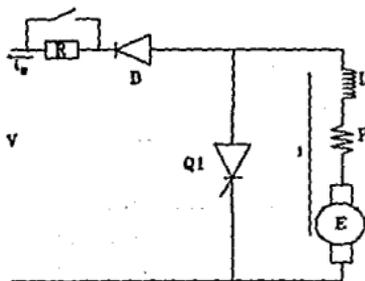


Fig. 4.12 Frenado con Recuperación.

El montaje se encarga de mandar hacia la fuente la energía producida por el generador y de esta manera se recupera cierta energía. La única condición necesaria es que el voltaje generado tiene que ser mayor al de la fuente que suministra la energía.

4.2 INVERSORES: PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO, EL INVERSOR SERIE, EL INVERSOR PARALELO, EL INVERSOR DE McMURRAY.

4.2.1 DEFINICION Y CLASIFICACION DE LOS INVERSORES.

Los inversores son otro tipo de convertidor estático de energía que pertenece a los convertidores CC/CA, es decir, se encarga de realizar la conversión de la corriente continua a corriente alterna siempre y cuando en el lado de alterna exista una carga receptora, la frecuencia de salida puede ser fija o variable que se logra por medio de la utilización de la conmutación forzada.

Los inversores se pueden clasificar en inversores en serie e inversores en paralelo.

Los inversores en serie son convertidores cuyos elementos que permiten la conexión y desconexión están en serie con un circuito resonante y el circuito de carga para proveer la conmutación de carga.

El inversor en paralelo se caracteriza por tener un capacitor en paralelo con la carga, este capacitor permite el apagado de los tiristores por medio de la aplicación de un voltaje inverso en el tiristor que conduce.

La aplicación de los inversores es utilizada en fuentes de protección, para inducir calor, para sistemas de tracción en el alumbrado de los trenes, etc.

4.2.2 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

Teniendo los tiristores haciendo la función de interruptores se logra la obtención de una tensión alterna mediante un transformador con tap central como se observa en la siguiente figura:

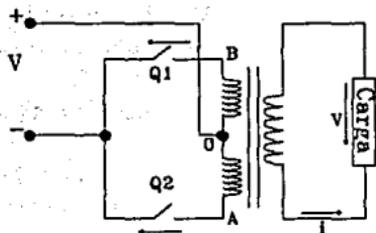


Fig. 4.13 Montaje en paralelo.

En la figura 4.13 los interruptores se encuentran en paralelo.

Para un semiciclo en donde Q1 permanece cerrado se tiene:

$$V = V_o - V_B$$

Para el siguiente semiperiodo se cierra Q2 y se abre Q1

$$V = V_o - V_A$$

Puede haber otra variación en donde ahora el punto medio estará a la entrada, y habrá por lo tanto una fuente de toma media y dos tiristores en serie.

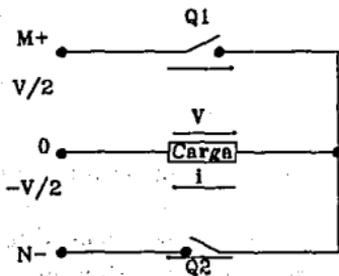


Fig. 4.14 Montaje en serie.

Para el intervalo $0 < t < T/2$

$$V_N - V_O = \frac{V}{2}$$

Para el intervalo $T/2 < t < T$

$$V_N - V_O = -\frac{V}{2}$$

Las formas de onda obtenidas para el montaje en serie se da enseguida.

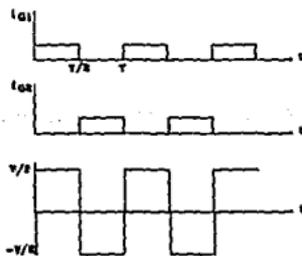


Fig. 4.15 Formas de onda obtenidas.

Para el montaje en donde se utilizan 4 tiristores haciendo la función de interruptores se obtiene un montaje conocido como montaje en puente.

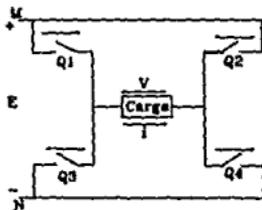


Fig. 4.16 Montaje en puente.

Para el primer intervalo en $0 < t < T/2$ se tendrá la conducción del tiristor Q1 y Q4 y se mantienen abiertos Q2 y Q3 así la tensión de salida es +E. Para el intervalo $T/2 < t < T$ se permite ahora la conducción de los tiristores Q2 y Q3 y desactivando a Q1 y Q4 entonces el voltaje de salida será -E.

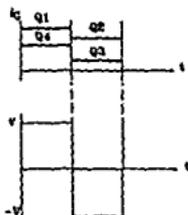


Fig. 4.17 Onda de salida para el montaje en puente.

4.2.3 TIPOS DE INVERSORES.

Ahora analizaremos el funcionamiento de montajes en donde se utilizan tiristores conectados de tal manera que proporcionan el funcionamiento más explícito que los anteriores montajes.

Empezaremos con el montaje del inversor en serie que se muestra en la figura siguiente:

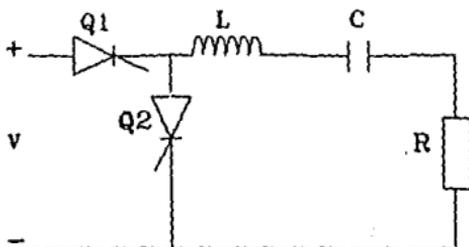


Fig. 4.18 Inversor en serie.

Cuando disparamos al tiristor Q1 existirá en serie un circuito RLC que estará conectado por medio del voltaje de suministro V y el capacitor empezará a cargarse hasta un valor igual a V y la corriente i empezará a decrecer y llegará hasta cero cuando el voltaje del capacitor sea 2V. Este efecto propicia que el tiristor Q1 se apague.

Para el momento en que se dispara Q2 existe un cortocircuito entre el circuito RLC y con el capacitor cargado a 2V, éste se empezará a descargar a través de la trayectoria formada por el tiristor Q2 y conforme la corriente tiende a cero el tiristor Q2 se apagará.

Haciendo el análisis, cuando Q1 conduce:

$$V = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + V_{C1} + Ri$$

Derivando la expresión

$$L \frac{di^2}{dt^2} + \frac{1}{C} + R \frac{di}{dt}$$

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

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

$$s_{1,2} = \frac{-R}{L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}}$$

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

Analizando el discriminante como:

$$\frac{R^2}{L^2} - \frac{4}{LC} < 0 \quad C < \frac{4L}{R^2}$$

Por lo tanto se obtiene un circuito subamortiguado por lo que:

Frecuencia de resonancia:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Coefficiente de amortiguamiento:

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

Frecuencia amortiguada:

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

Por lo que la solución de la ecuación inicial es:

$$i = \frac{V - V_{C1}}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} L} e^{-\frac{R}{2L}t} \text{ Sen } \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t$$

$$i = \frac{V - V_{C1}}{\omega_d L} e^{-\alpha t} \text{ Sen } \omega_d t$$

Para la obtención del voltaje en el capacitor.

$$V_{C1} = V - V_L - V_R \quad V_{C1} = V - L \frac{di}{dt} - Ri$$

Unicamente se sustituye el valor de i obtenido en la anterior expresión para obtener el valor del voltaje en el capacitor.

Para cuando Q2 conduce entonces $V=0$ $t = T - T/2$ entonces la solución a i es:

$$i = \frac{V_{c1}}{L \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} e^{-\frac{R}{2L} (T - \frac{T}{2})} \text{Sen} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} (T - \frac{T}{2})$$

Para el inversor en paralelo el esquema es el siguiente:

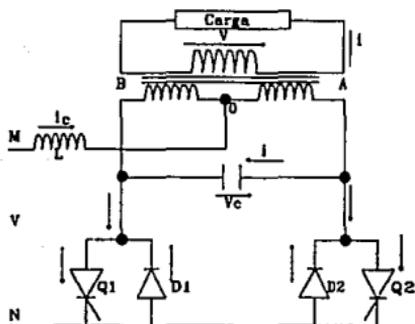


Fig. 4.19 Inversor Paralelo.

En la figura se observa un reactor L que se encarga de evitar una corriente excesiva en el capacitor durante el apagado y encendido de uno u otro tiristor.

Durante la conducción del tiristor $Q1$ la corriente fluirá a través del reactor de CD y una porción OB del transformador y retorna por $Q1$ hacia la fuente.

Al existir una acción inductiva dentro del transformador el voltaje en el punto A respecto al punto B será dos veces mayor que el voltaje existente entre OC y entonces el capacitor estará cargado a un voltaje V_{AB} .

Continuando con la conducción de $Q1$ habrá una corriente fluyendo a través del punto OB esto ocasionará una corriente de

forma rectangular en el extremo de CA teniendo una carga resistiva.

Para el intervalo en donde empieza a conducir Q2, ahora la corriente fluirá nuevamente a través del reactor de CD y los puntos OC del transformador y retorna por Q2 hacia la fuente. Esta operación proporciona la otra parte de la corriente rectangular de CA.

Existe otro tipo de inversor que se conoce como inversor conmutado auxiliar o inversor de McMurray el cual se muestra en la siguiente figura:

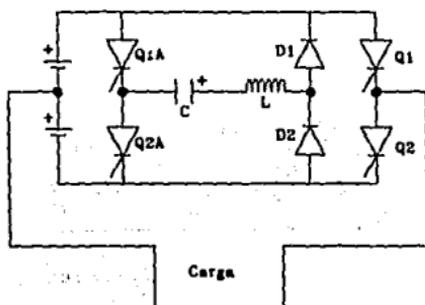


Fig. 4.20 Inversor de McMurray.

Si Q1 conduce y suponiendo que el capacitor está cargado con la polaridad mostrada entonces para apagar al tiristor Q1, Q1A se dispara y entonces fluirá una corriente desde el capacitor hacia L oponiéndose a la corriente de carga I_L . Al incrementarse la corriente de oposición ocasionará que la corriente de mantenimiento de Q1 no sea suficiente ocasionando que se apague.

La corriente del capacitor entonces empieza a fluir a través de D1. Al llegar el voltaje del capacitor a cero la

corriente será máxima, al empezar a amortiguarse la corriente el capacitor entonces se cargará en la polaridad opuesta.

Después se puede disparar el tiristor Q2 y empezar un nuevo ciclo.

Hemos señalado que la forma de onda de salida es en forma rectangular para los diferentes montajes y tipos de inversores. Para la obtención de una onda senoidal pura se utiliza una transformación de la onda rectangular.

El circuito que se encarga de hacer la transformación se muestra en la figura siguiente, este circuito es utilizado para obtener una frecuencia de 60 Hz.

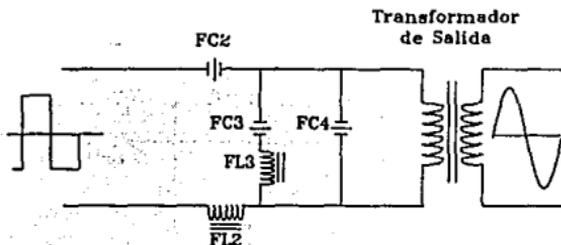


Fig. 4.21 Circuito para la obtención de una onda senoidal.

La onda rectangular comprende la onda senoidal fundamental y múltiplos impares de altas armónicas. El circuito se encarga de hacer la separación de las altas armónicas y así presentar una senoidal.

FL2 y FC2 resuenan a 60 Hz, FL3 y FC3 hacen impedancia cero para las armónicas de tercer orden y FC4 hace impedancia cero para las armónicas de orden superior así al eliminar los armónicos presentes se obtiene una onda senoidal fundamental fluyendo a lo largo del transformador.

4.3 CICLOINVERSORES: PRINCIPIO DE OPERACION, CIRCUITOS BASICOS.

4.3.1 DEFINICION Y CARACTERISTICAS.

Los cicloinversores tambien conocidos como convertidores de CA conmutados en carga, son convertidores estáticos de energia que se encargan de realizar la conversión de CA/CA, o sea, la de convertir corriente alterna de una frecuencia a corriente alterna de otra frecuencia la cual es un múltiplo de la frecuencia de entrada.

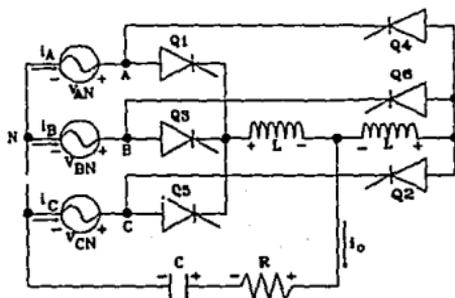


Fig. 4.22 Circuito de cicloinversor.

Explicaremos ahora como se realiza el control de las señales de disparo de los diferentes tiristores y que permiten obtener las formas de onda de las diferentes variables presentes en el circuito.

Las corrientes i_{CP} e i_{CN} son dos series de pulsos, la primera puede ser aplicada a los tiristores Q1, Q3 y Q5 en tanto que la segunda se aplica a Q2, Q4 y Q6. Además para cada tiristor existe una señal generada, denotada como P1 a P6. Si alguna de las señales i_{CP} e i_{CN} se disparan en conjunto con la

señal P entonces habrá una corriente de compuerta que será aplicada simultaneamente a algún tiristor y entonces encenderá.

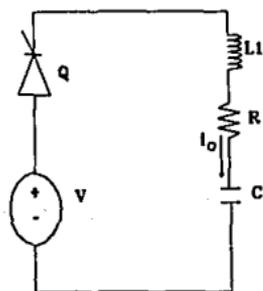
Los tiristores Q1, Q3 y Q5 forman un rectificador de media onda positivo que aplica la corriente positiva al circuito de carga, de igual forma los tiristores Q2, Q4 y Q6 forman un rectificador negativo.

La señal P solo se aplica en cada tercio de un ciclo de la fuente de voltaje, esto evita que exista la conducción simultánea de dos tiristores, o sea que solo existe la conducción de un solo tiristor en cualquiera de los dos rectificadores.

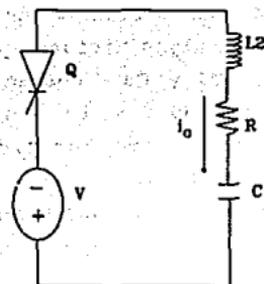
La frecuencia de salida se controla por medio de la frecuencia de las señales i_{Gp} e i_{Gn} , la amplitud de la corriente de salida se obtiene por la variación del ángulo de fase de la señal P.

4.3.2 ANALISIS DEL CICLOINVERSOR.

El análisis del cicloinversor que se realiza de forma parecida al inversor serie. Se emplean en esta sección circuitos equivalentes para cada media onda de la corriente de salida.



Rectificador Positivo



Rectificador Negativo

Fig. 4. 23 Circuitos equivalentes del cicloinversor.

Para el primer intervalo la media onda positiva de i_o toma lugar y los tiristores Q1, Q3 y Q5 están conduciendo, que de acuerdo a la figura 4.23 nos da una expresión:

$$Ri_o + L \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_o dt + V_{C1} = V_a$$

Derivando la expresión:

$$\frac{di_o^2}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{LC} i_o = 0$$

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

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

Analizando el discriminante:

$$\frac{R^2}{L^2} - \frac{4}{LC} < 0 \quad C < \frac{4L}{R^2}$$

De acuerdo a lo obtenido se trata de una respuesta subamortiguada por lo tanto:

Coefficiente de amortiguamiento:

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

Frecuencia de resonancia:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Frecuencia amortiguada:

$$\omega_r = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}\right)^2 - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

Así obtenemos la solución de la ecuación para i_o como:

$$i_o = \frac{V_s - V_{C1}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}\right)^2 - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} L} e^{-\frac{R}{2L}t} \text{Sen} \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}\right)^2 - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} t$$

Las demás variables del circuito se obtienen de la siguiente manera.

$$V_o = V_R = Ri_o = R \frac{V_s - V_{C1}}{\omega_r L} e^{-\beta t} \text{Sen} \omega_r t$$

$$V_{L1} = L \frac{di_o}{dt} = \frac{\omega}{\omega_r} (V_s - V_{C1}) e^{-\beta t} \text{Cos} (\omega_r t - \psi)$$

$$\psi = \tan^{-1} \frac{\frac{R}{2L}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}\right)^2 - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}}$$

$$V_C = V_s - V_{L1} - V_R$$

El intervalo termina cuando i_o cae a cero en $t = \pi/\omega_r = t_1$ entonces tenemos:

$$V_o = V_R = 0 \quad V_{L1} = (V_s - V_{C1}) e^{-\frac{\beta\pi}{\omega_r}} \quad V_C = V_s + V_{C1} = V_{C2}$$

Para el intervalo en donde el medio ciclo negativo de i_o se presenta, los tiristores Q2, Q4 y Q6 estarán en conducción. Observando la figura 4.23 se tiene la siguiente expresión:

$$Ri_o + L \frac{di_o}{dt'} + \frac{1}{C} \int_0^{t'} i_o dt' + V_{C2} = -V_s$$

donde $t' = t - T/2$

Derivando la expresión:

$$\frac{di_o^2}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di_o}{dt'} + \frac{1}{LC} i_o = 0$$

Las condiciones iniciales en el circuito de la figura son:

$$i_o = 0 \quad t = 0 \quad V_C = V_{C2} \quad t = 0$$

Lo cual nos da la siguiente solución de la ecuación.

$$i_o = -\frac{V_s - V_{C2}}{\omega_r L} e^{-\beta t'} \text{sen } \omega_r t' \quad V_{C1} = -V_{C2}$$

CAPITULO 5

APLICACIONES

Desde la aparición del tiristor, a partir de la década de los 60's se produjo una gran revolución dentro de la Electrónica de Potencia, logrando un gran desarrollo para todas las ramas de la industria, propiciando con ello una gran variedad de montajes que permiten realizar diferentes tipos de aplicaciones.

En un principio, las primeras aplicaciones propuestas no se podían llevar a cabo o estaban en estudio, esto se debía a que aún no se contaba con la tecnología adecuada para desarrollar tiristores de alta potencia y rapidez.

Conforme se fue mejorando la técnica de fabricación de los semiconductores en general, se ha podido ir ampliando el cúmulo de aplicaciones, ahora se cuenta además del tiristor (SCR) con otros dispositivos que también se han logrado introducir dentro de los diferentes montajes propuestos, que en ocasiones logran mejorar el montaje simplificándolo; como ejemplo podemos mencionar al GTO, DIAC, TRANSISTORES DE POTENCIA, IGBT'S, etc. dentro de los dispositivos que manejan la potencia. En tanto que para los circuitos de control podemos mencionar a los diferentes circuitos integrados que han empezado a introducirse dentro de los sistemas de control para las diferentes aplicaciones y montajes, incluso se ha empezado con la utilización de sistemas de control basados en el Microprocesador y utilizando el Control Digital Directo y manteniendo las señales de control dentro de una fibra óptica.

que mejora la rapidez del sistema y simplifica el cableado de éste. También los tipos de protecciones para los diferentes semiconductores se ha logrado mejorar desde el filtro RC hasta la protección basada en semiconductores como el varistor.

Las aplicaciones que presentamos en este capítulo no son exhaustivas ya que aún existen mucho más aplicaciones y el tratar de abarcar todas las aplicaciones sería prácticamente imposible.

5.1 CIRCUITOS DE APLICACION A PROCESOS ELECTROQUIMICOS.

El gran auge que ha logrado tener la Electrónica de Potencia gracias al desarrollo de tiristores de mejores características que los iniciales, ha permitido que se puedan llegar a la aplicación de procesos electroquímicos mediante circuitos basados en diferentes arreglos con tiristores o algún otro dispositivo semiconductor de grandes prestaciones para el fin deseado de la industria química, se puede mencionar por ejemplo, al galvanizado de metales, baños electrolíticos, la destilación de mezclas, etc.

La presente aplicación se enfoca al proceso de destilación de una mezcla mediante la utilización de una columna de destilación. Dentro de este sistema se consideran tres variables de entrada: El flujo de entrada, el caudal de reflujo y la potencia de calentamiento.

El proceso se enfoca a la separación de uno de los productos presentes de una mezcla.

El sistema completo se muestra a continuación mediante la siguiente figura.

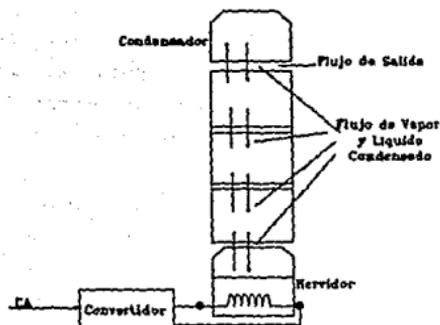


Fig. 5.1 Sistema de destilación.

Se observa que el sistema se compone de:

- Un Convertidor que se encarga de suministrar la potencia de calentamiento al hervidor.
- Un hervidor en la base.
- El Condensador en la parte superior.
- Diversos platos encargados de llevar a cabo el intercambio de materia y energía.

El proceso se realiza mediante la obtención primeramente de una cierta cantidad de flujo de vapor hacia los platos en donde se lleva a cabo una transferencia de energía, logrando así una evaporación de los elementos más livianos de la mezcla a destilar.

Otra fase del proceso es la obtención y recirculación del líquido obtenido en el condensador, en donde se proporciona una ayuda para cada fase líquida de los platos, llevando consigo los productos pesados de los platos.

Así, mediante estas dos fases se logra la separación de productos pesados y livianos de una mezcla.

Para lograr estas dos fases y el control completo del proceso se puede realizar mediante los siguientes métodos.

- 1.- El control del reflujó que es el que proviene del condensador y contiene los productos pesados.
- 2.- El control de la potencia de calentamiento la cual la proporciona el sistema convertidor.

Para nuestro caso analizaremos el control de la potencia que se logra mediante diferentes arreglos de tiristores (convertidores), podemos mencionar al controlador de corriente alterna el cual se controla mediante la variación del ángulo de fase de la onda senoidal de suministro, otra puede ser el arreglo del sistema rectificador-inversor. El arreglo del controlador de CA se muestra a continuación.

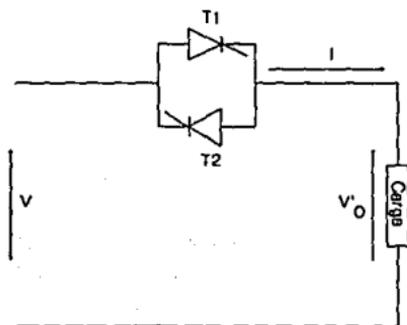


Fig. 5.2 Controlador de CA.

El controlador de CA puede ser monofásico o trifásico dependiendo de la potencia necesaria para lograr el calentamiento.

La otra opción mencionada anteriormente es la del arreglo mediante el sistema rectificador-inversor que se muestra a continuación.

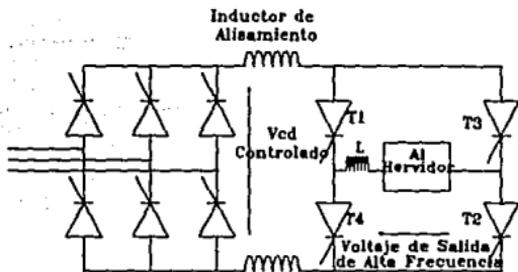


Fig. 5.3 Sistema Rectificador-Inversor.

El arreglo nos permite poder controlar la potencia de suministro al hervidor pudiéndose controlar diferentes valores de temperatura o mantener una sola, logrando así diferentes calidades de destilación de la mezcla a destilar.

El valor de la potencia suministrada a destilar dependerá de la frecuencia del voltaje de salida así como el valor del voltaje suministrado al hervidor.

El esquema completo para este sistema de destilación se muestra a continuación.

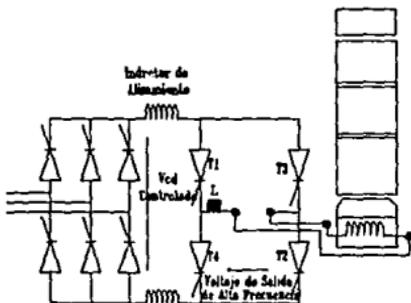


Fig. 5.4 Diagrama eléctrico completo de destilación.

5.2 CONTROL DE TEMPERATURA EN HORNOS.

El control de temperatura es una de las aplicaciones de la Electrónica de Potencia que ha logrado penetrar en las grandes industrias en donde se requiere cierto tipo de temperatura para poder llevar a cabo un proceso como es el caso de la industria del acero entre otras.

El principio se realiza mediante la inducción de calor por medio de circuitos inversores, este tipo de inducción de calor se llevaba a cabo mediante un sistema motor-generador el cual se había utilizado como el conjunto idóneo para realizarlo, sin embargo, presentaba ciertas desventajas como son: el tamaño que se requería era muy grande, se utilizaba para frecuencias fijas, resultaba más caro y requería mantenimiento constante.

Ante la aparición del tiristor se lograron mejoras dentro de este tipo de control, ya que mediante la configuración de circuitos inversores se logra menor tamaño en el sistema, se reduce el espacio, no requiere mantenimiento constante y sobre todo ahora puede trabajar dentro de una gran gama de frecuencias.

El principio de esta aplicación se basa como ya señalamos anteriormente en el circuito inversor el cual proporciona diferentes frecuencias. Primeramente señalamos que el inversor produce un campo magnético de alta frecuencia. El campo magnético, mediante este método proporciona ciertas corrientes parásitas al elemento al que hay que inducirle calor propiciando que se produzca energía térmica.

El principio anteriormente explicado se muestra en la siguiente figura.

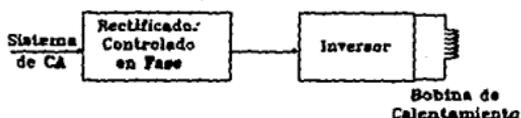


Fig. 5.5 Diagrama a bloques del calentamiento por inducción.

La corriente que se le suministra a la bobina de calentamiento varía debido a que el inversor le proporciona una cierta frecuencia que está dada por el rectificador controlado por fase, el cual controla el suministro de CD al circuito inversor, además del disparo de los tiristores pertenecientes al inversor.

A continuación explicaremos el diagrama básico del sistema para inducir calor. El circuito se muestra a continuación.

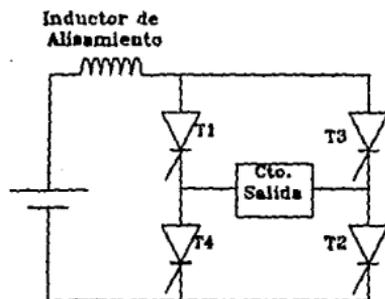


Fig. 5.6 Circuito de un inversor básico.

Como se observa existe un suministro de CD en forma constante por medio de V en el inductor de alisamiento de CD

hacia el circuito inversor. Por medio de disparos alternados de los tiristores (T1 y T2, T3 y T4) se logra la obtención de una onda cuadrada.

Ahora mostramos un montaje más completo que se le conoce como inversor de carga compensada en paralelo.

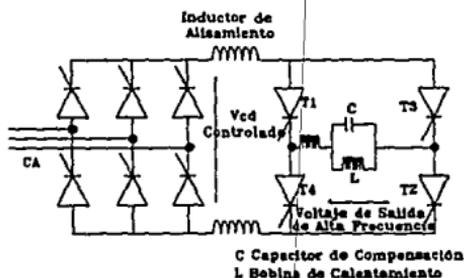


Fig. 5.7 Inversor con carga compensada en paralelo.

En la figura se observa que el sistema consta de un circuito rectificador trifásico controlado, inductores de alisamiento, el sistema inversor y la bobina de calentamiento. La bobina es predominantemente inductiva y se compensa su factor de potencia mediante un capacitor. El capacitor se conecta en paralelo con la bobina. Por último dentro del circuito se observa una inductancia que es necesaria para la limitación del di/dt y evitar que se dañen los tiristores.

El voltaje de CD se puede controlar debido al circuito rectificador trifásico controlado. El propósito de poder controlar el voltaje de suministro al circuito inversor son las siguientes:

- 1.-Proveer un voltaje con alta frecuencia de salida.
- 2.-Controlar la potencia.
- 3.-Limitar y controlar el suministro de corriente a el inversor.

El sistema anteriormente mostrado presenta ciertos inconvenientes, el principal, es que no se puede iniciar su funcionamiento sin haber previamente cargado al capacitor, ya que el voltaje que se le llega a suministrar es muy pequeño y no es lo suficientemente adecuado para iniciar la conmutación.

El procedimiento para llevar a cabo la precarga del capacitor se realiza mediante fuentes independientes que se conectan antes de iniciar el funcionamiento del sistema, otro método es utilizar circuitos auxiliares al encendido, otra opción es la de suministrar una precarga al inductor de alisamiento de CD mediante la fuente de CD a través de un circuito auxiliar.

A pesar de estas posibles soluciones al sistema existe siempre el inconveniente de la adición de más componentes los cuales incrementan su costo.

Ante los problemas anteriores se logró una nueva configuración para la inducción de calor.

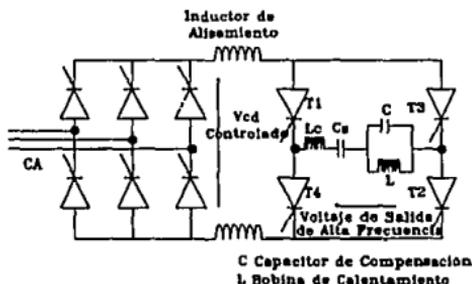


Fig. 5.8 Circuito con carga compensada Serie/Paralelo.

El circuito presenta ahora un capacitor primeramente en serie con el circuito de carga. Mediante el capacitor existe

una mayor respuesta de inicio que para el sistema anteriormente mostrado.

5.3 IMPULSORES DE MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA (CD).

La máquina de CD es una maquina que puede trabajar como motor y como generador, además de que se puede controlar su velocidad con relativa facilidad. La gran versatilidad de esta máquina propició que existieran diferentes tipos de controles de velocidad haciéndola trabajar como motor o como generador o la combinación de ambas.

En un principio se realizó el control de esta máquina mediante la variación del voltaje terminal, variando la corriente de campo, la resistencia de campo, además de que también se empezaron a utilizar los controles de velocidad mediante relevadores, y existe otro método muy eficiente que durante mucho tiempo fue el más utilizado, estamos hablando del sistema Ward-Leonard.

El sistema constaba de un generador de CD y de un motor de CD como lo muestra la siguiente figura.

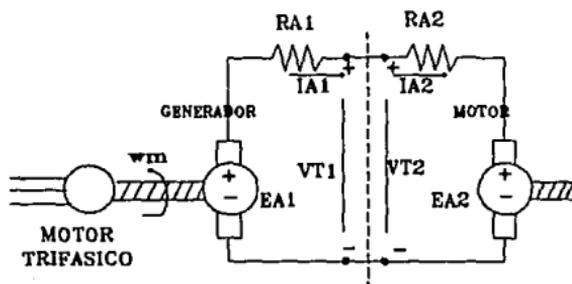


Fig. 5.9 Sistema Ward-Leonard.

Así el voltaje de la armadura del motor se variaba mediante la variación de la corriente de campo del generador, pudiéndose variar también el sentido de giro del motor. Su mayor ventaja de este sistema era de que podía regenerar la energía consumida hacia la línea de alimentación.

Como la figura lo muestra existe la necesidad de contar con tres máquinas para poder llevar a cabo este tipo de control por lo que resultaba muy costoso.

Ante la aparición de los dispositivos semiconductores se abrió una gran posibilidad de mejor control de la máquina de CD.

Retomando las principales características dadas por cada configuración de la máquina de CD (Derivación, Serie, etc.) se lograron grandes cambios mediante la utilización de los tiristores.

En esta sección hablaremos sobre el control del motor de CD utilizado en el Sistema de Transporte Colectivo (Metro) de la Ciudad de México, se caracteriza por tener un control mediante Chopper que es una de las mayores aplicaciones de este tipo de montaje en la Electrónica de Potencia.

Se utiliza el motor tipo serie debido al gran par de arranque que presenta, además de que está conectado en serie su armadura con su devanado de campo y sólo es necesario controlar el voltaje en sus terminales y la corriente de suministro a la carga.

Anteriormente en los sistemas convencionales se utilizaba una resistencia variando su conexión cuando existía tracción, eliminándola; cuando se frenaba el motor cambiaba a generador y la energía que se producía se disipaba en la resistencia.

Para el sistema de control Chopper se tiene un switch que sustituye a la resistencia, este switch permite que durante tracción la máquina de CD se comporte como un motor, en tanto

que para la acción de frenado la máquina de CD se comporta como generador permitiendo que la energía generada por la máquina de CD sea devuelta a la línea de alimentación para ofrecerse al consumo de otros trenes en circulación.

El tipo de control Chopper cuenta con una gran ventaja muy diferente a las anteriores características de los motores, este tipo de característica es el sistema AVF (Automatic Variable Field) Campo Variable Automático.

El sistema AVF fue desarrollado por la compañía Mitsubishi Electric Corporation de Japón el cual permite regular no solamente la corriente de inducido sino también la corriente de excitación por control de la relación de conducción de un Chopper de campo adicional.³⁵

El devanado de campo del motor tipo serie es dividido, permitiendo que estos dos campos (F1 y F2) se conecten de tal forma que sus flujos magnéticos puedan sumarse al mismo tiempo. Mientras que una parte del campo es conectado en serie con la armadura.

El comportamiento del motor en tracción permite que durante el periodo de conducción el campo F2 sea eliminado prácticamente.

En tanto que para el frenado como la velocidad empieza a decrecer permite que la corriente de campo F2 se incremente para fortalecer la corriente total del campo.

Los anteriores efectos son dados mediante la relación de conducción del sistema Chopper.

Además el sistema proporciona:

- 1.- Un mejor comportamiento de frenado regenerativo en alta velocidad.

³⁵ Kitoka Takashi. Nueva Tecnología en el Sistema de Control de Chopper. Simposio de Tracción Eléctrica.

- 2.- Control continuo de la excitación sin contactores en derivación.
- 3.- El control de campo es automáticamente desarrollado.
- 4.- Reducción de peso y espacio.

La figura 5.10 corresponde al plano 127 del material rodante NM83B/IF perteneciente al STC (Metro) con la cual haremos la explicación del funcionamiento a grandes rasgos; con la finalidad de resaltar la aplicación del sistema Chopper como controlador de motores de CD. Señalamos a trazos la secuencia que se sigue para el funcionamiento del sistema.

Dentro de la figura se puede resaltar los siguientes componentes que forman el sistema.

1.-Filtro de Línea FL y FC que se encarga de eliminar los picos de tensión o rizo, tratando de mantener lo más lineal posible la tensión de la línea, así como la protección de los dispositivos de control.

2.-Motores de Tracción M1, M2, M3, M4.

3.-Reactores de Alisamiento MSL1, MSL2 se encargan de la conexión de los motores al Chopper de manera que permiten una distribución equitativa de la corriente.

4.-Chopper CH1, CH2 elemento que se encarga de llevar a cabo la conducción o no conducción de los motores para cada una de las fases.

5.-Interruptores , Conmutadores, Elementos de Medición, etc. se encargan de sensar si todo está de acuerdo a los requerimientos para el arranque del tren.

Para determinar el sentido de marcha de los motores se da por medio del contactor FB el cual determina el siguiente diagrama:

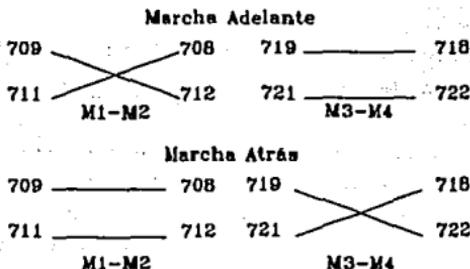
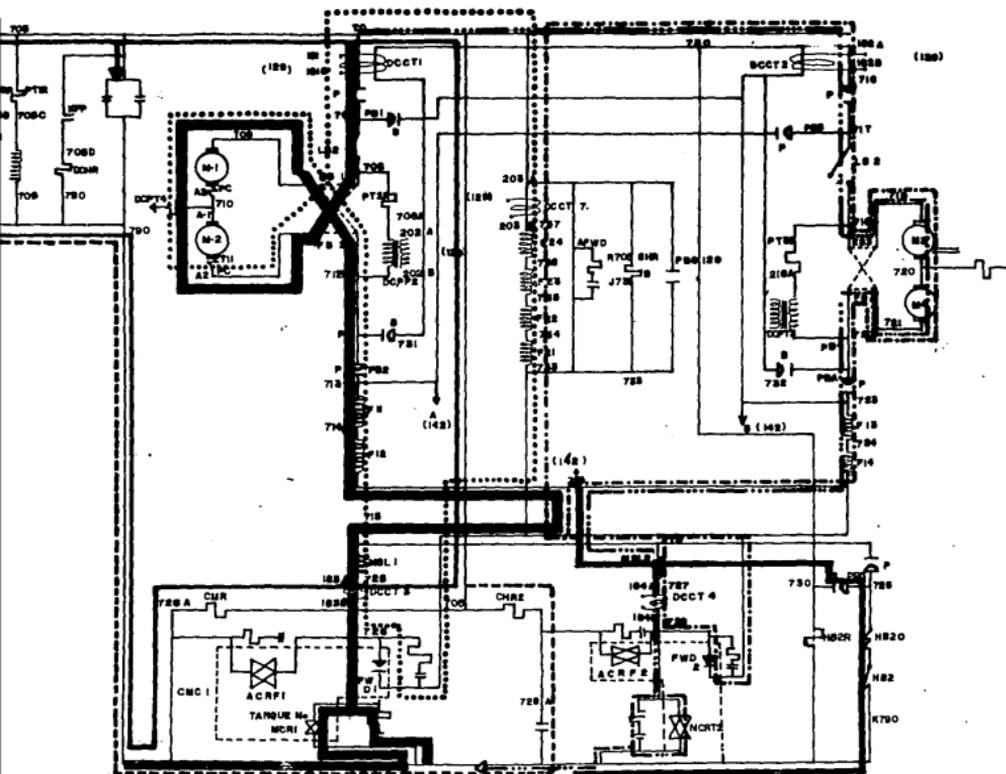


Fig. 5.10a Sentido de marcha de los motores.

El diagrama nos muestra el sentido de la corriente para cada sentido de marcha de los motores, es decir, cuando la marcha es hacia adelante el contactor FB2 permite el paso de la corriente a través de la trayectoria 708 a 711 y el contactor FB1 de 709 a 712 en tanto que para los motores M3 y M4 el sentido de la trayectoria es de 718 a 719 y de 721 a 722.

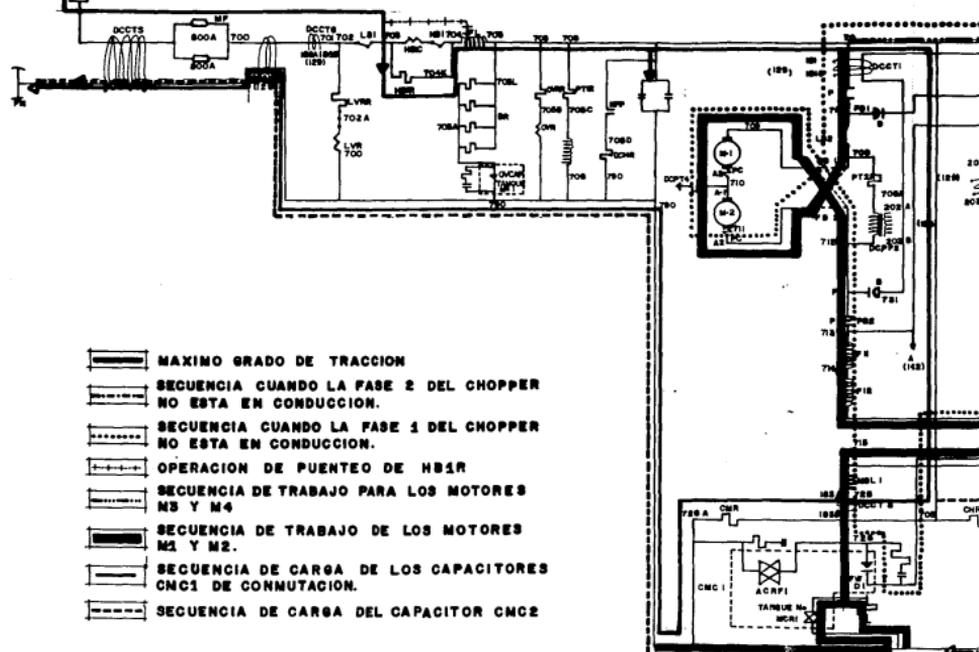
Para el sentido de marcha hacia atrás se activan en forma inversa los contactores y la trayectoria se puede ver en la figura 5.10a.

El frenado regenerativo es una de las mejores ventajas de este tipo de control ya que permite recuperar un cierto porcentaje de la energía consumida hacia la línea de alimentación, siempre y cuando la tensión generada por los motores sea mayor a la tensión de suministro de la línea. El diagrama del circuito de frenado regenerativo es dado a continuación.



CH₁

CH₂



-  MAXIMO GRADO DE TRACCION
-  SECUENCIA CUANDO LA FASE 2 DEL CHOPPER NO ESTA EN CONDUCCION.
-  SECUENCIA CUANDO LA FASE 1 DEL CHOPPER NO ESTA EN CONDUCCION.
-  OPERACION DE PUENTE DE HB1R
-  SECUENCIA DE TRABAJO PARA LOS MOTORES M3 Y M4
-  SECUENCIA DE TRABAJO DE LOS MOTORES M1 Y M2.
-  SECUENCIA DE CARGA DE LOS CAPACITORES CM1 DE CONMUTACION.
-  SECUENCIA DE CARGA DEL CAPACITOR CM2

FIGURA 5-10 DIAGRAMA 127 DEL STC METRO

CH.

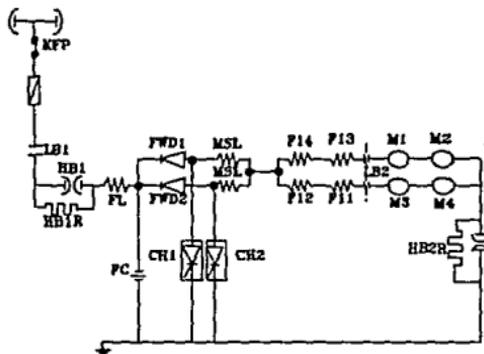


Fig. 5.11 Frenado con regeneración.

Los motores de tracción M1, M2, M3, M4 son conectados como dos series y dos paralelos, el devanado de campo variable es cortocircuitado por un contactor de frenado HB1. Así, de esta forma, proporciona un alto desarrollo de frenado regenerativo en alta velocidad, por debilitamiento de campo.

El frenado regenerativo siempre será posible cuando la línea de alimentación sea totalmente receptiva.

El frenado reostático se caracteriza por utilizar un conjunto de resistencias BR destinadas a efectuar la disipación de la energía (en forma de calor) generada por los motores trabajando como generadores. Este tipo de frenado depende de la condición de carga de la potencia regenerada, el diagrama es el siguiente:

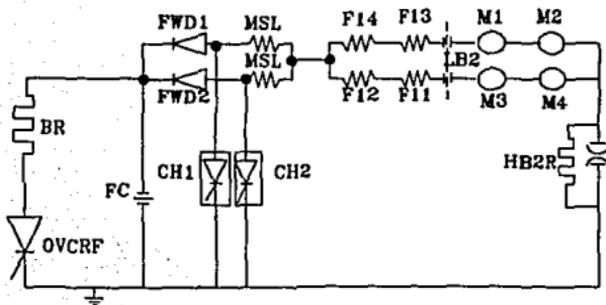


Fig. 5.12 Frenado Reostático.

Como se observa en la figura el conjunto de resistencias BR es el encargado de llevar a cabo la disipación de la energía generada por los motores, y cuando el tiristor OVCRF se dispara entonces queda en paralelo con el capacitor de filtro.

Si se detecta una falla en la línea de servicio, automáticamente el frenado regenerativo es eliminado y entra en operación el frenado reostático evitando así que en donde se produjo la falla se energice la línea por el frenado regenerativo.

El frenado reostático siempre es utilizado cuando la carga regenerativa no es suficiente o cuando la línea no es receptiva y no es posible recuperar la energía generada por los motores.

5.4 IMPULSORES DE MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA (CA).

Al igual que los motores de CD, en un principio, los motores de CA tuvieron que controlar su velocidad con los métodos que durante mucho tiempo se habían utilizado.

Algunos de los métodos hasta entonces conocidos se basaban en las características propias de los motores de CA, como son: el control por el método de polos consecuentes, de estatores con devanados múltiples, el de la modulación de la amplitud del polo, cambio del voltaje de línea, cambio de resistencia del rotor, etc. ; así como también la utilización de los sistemas basados en relevadores.

Con la aparición de los dispositivos semiconductores se abrió una nueva perspectiva de control que durante mucho tiempo estuvieron en estudio y desarrollo probando diferentes tipos de montajes enfocados al control de los motores de CA.

Tomando en consideración el gran desarrollo de los semiconductores se lograron controles basados en tiristores de los cuales se pueden mencionar los siguientes:

- 1.- Convertidores Indirectos (Rectificador-Ondulador, Troceador-Ondulador).
- 2.- Control por Modulación de Anchura de Pulso (PWM).
- 3.- Voltaje Variable.
- 4.- Frecuencia Variable.

El método que presentamos en esta sección se refiere a la combinación de la variación del voltaje y la frecuencia controlado mediante la modulación de la anchura de pulso, este método fue desarrollado por la compañía Mitsubishi Electric Corporation de Japón. Es un sistema de propulsión para motores de inducción trifásico tipo jaula de ardilla, se desarrolló con la finalidad de introducir este sistema dentro de la aplicación de la tracción eléctrica, lo cual lo ha logrado con éxito.

El sistema de control incluye un proceso de voltaje variable y de frecuencia variable conocido como VVVF (Variable Voltage Variable Frequency) dentro de un inversor.

Enfocándonos a la aplicación dentro de un sistema de tracción eléctrica mostramos una configuración del sistema a grandes rasgos del método de control anteriormente referido.

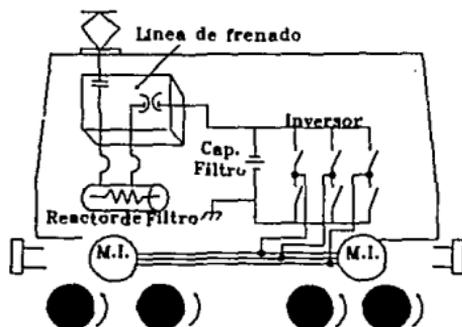


Fig. 5.13 Configuración del sistema de control.

Como se observa en la figura el sistema de tracción consiste del suministro de energía por catenaria, línea de frenado, reactor y capacitor de filtro quienes se encargan de mantener lo más uniforme posible la tensión de suministro evitando que haya sobretensiones indeseadas que afecten al sistema de control o algún otro dispositivo; la unidad inversora y los motores de inducción.

Las características del motor de inducción son las siguientes:

- 1.- Alto torque inicial (Par de arranque).
- 2.- Control de velocidad relativamente sencillo.
- 3.- Operación eficiente en diferentes rangos de velocidad.
- 4.- Su velocidad depende de la frecuencia y del número de polos. Por lo tanto la variación de la velocidad se

logra por medio de la variación de la frecuencia y del voltaje de suministro.

Para lograr los anteriores efectos dentro del motor de inducción y llevar a cabo la tracción en el motor, se utiliza el método de la modulación de anchura de pulsos (PWM) el cual se caracteriza por la obtención de la energía de suministro a través de una fuente de CD de magnitud constante y presentar a su salida un voltaje de salida variable. En otras palabras, el método PWM aplicado al sistema inversor de tipo trifásico realiza una simple conversión de CC a CA.

Explicaremos a grosso modo el método PWM mediante la figura 5.14 que simula a un inversor trifásico mediante seis interruptores conectados en serie paralelo a un motor de inducción trifásico.

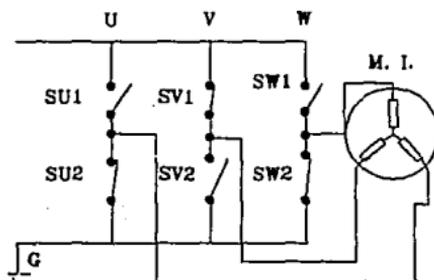


Fig. 5.14 Principio de operación del inversor.

Como se observa, dependiendo del tiempo de la apertura y cierre de los interruptores se puede obtener un voltaje y una corriente que se le puede suministrar al motor; esta operación nos daría un ancho de pulso obteniéndose las siguientes formas de onda.

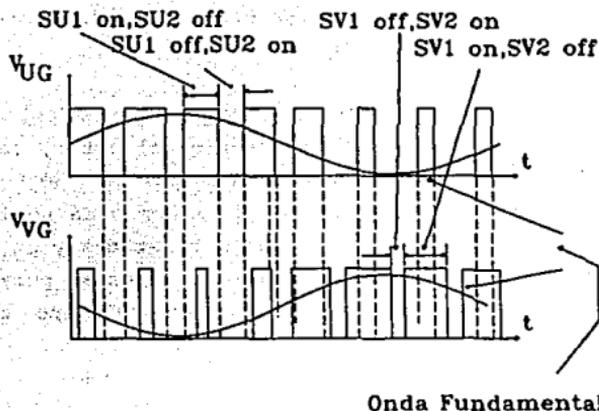


Fig. 5.15 Formas de onda de salida del inversor.

Considerando la figura 5.15 observamos que para la obtención del voltaje entre las fases U y G encontramos una primera forma de onda de tipo cuadrada dada por la figura 5.15a controlado por el cierre y la apertura de los interruptores SU1 y SU2.

Ahora para la obtención del voltaje entre las fases V y G también depende del cierre y apertura de los interruptores SV1 y SV2 dando la forma de onda de la figura 5.15b que como se observa está a 120 grados defasada con respecto de la primera onda obtenida.

Por último se observa una resultante que se aplica a los devanados del motor, tomamos a la fase U y V para obtener la onda resultante que está dada por la suma o la diferencia de las ondas obtenidas en la fase U y V, ésta se muestra en la fig. 5.16

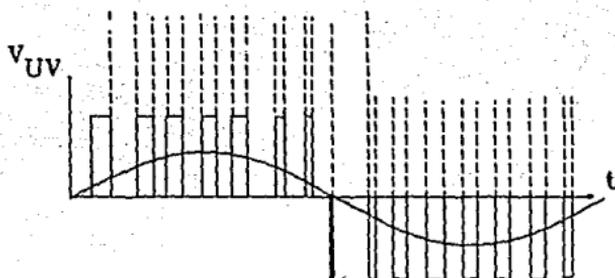


Fig. 5.16 Forma de onda resultante aplicada al motor.

Cuando tracciona, la frecuencia de rotación del motor de inducción es menor que la frecuencia del inversor precisamente por la frecuencia de deslizamiento³⁶ (la frecuencia de deslizamiento es la diferencia que existe entre la frecuencia de entrada con respecto a la frecuencia de salida la cual depende de la velocidad del rotor).

Para el cambio de sentido de giro del motor de inducción simplemente con cambiar una fase de la salida del inversor se logra este cambio de sentido.

Enseguida presentamos el diagrama completo del sistema de tracción desarrollado por la Mitsubishi, que probablemente sea puesto en marcha dentro del Sistema de Transporte Colectivo (Metro) en el año de 1994.

³⁶ AC-Motor Propulsion System with a VVVF Inverter. Mitsubishi Electric Corporation.

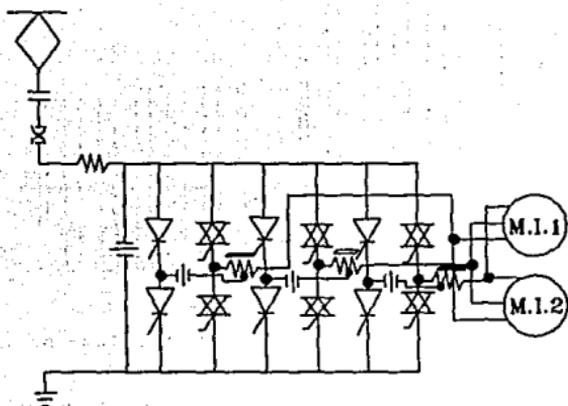


Fig. 5.17 Circuito principal del sistema inversor.

5.5 TRANSMISIÓN DE CD EN ALTO VOLTAJE.

La transmisión de CD se realizaba anteriormente mediante convertidores que utilizaban las válvulas de arco de mercurio (Válvulas de gas) pero estos elementos adolecían de varios defectos, podemos mencionar su lenta respuesta de conmutación, necesitaban alimentación en ánodo y el cátodo además de una potencia adicional para electrodos complementarios y filamentos propios del elemento, era más voluminoso, etc.

Al aparecer el tiristor se desarrollaron convertidores más compactos y más confiables para este tipo de transmisión, ya que permiten mayor velocidad de conmutación, manejo de gran potencia, etc.

la transmisión de CD se utiliza en los enlaces para áreas con diferentes frecuencias, para líneas de transmisión largas de gran capacidad, etc.

Un sistema de transmisión CD está compuesto por una parte rectificadora y una parte inversora. La parte rectificadora se encarga de hacer la conversión de CA a CD en tanto que en el otro extremo se llega a un sistema inversor que se encarga de llevar a cabo la inversión de CD a CA para la parte receptora. La siguiente figura nos muestra este tipo de sistema.

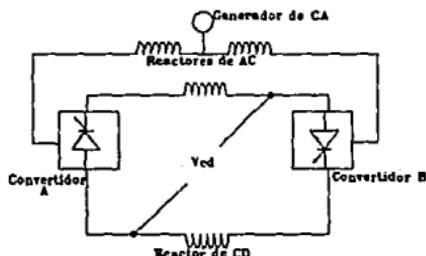


Fig. 5.18 Sistema de transmisión de CD.

El sistema de transmisión consta de diferentes elementos necesarios para un buen funcionamiento como son los convertidores (Rectificador, Inversor), transformadores, reactores de CD, reactores de CA, sistemas de control, protección, filtros armónicos, etc.

Un sistema más detallado de transmisión se muestra a continuación en donde el índice de pulsación es 12, este índice es el más utilizado o el que más se recomienda ya que permite la reducción de armónicos y distorsión de las ondas obtenidas por los convertidores.

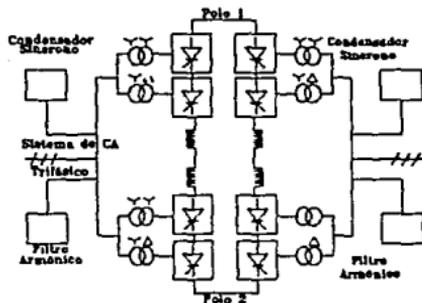


Fig. 5.19 Sistema de transmisión de 12 pulsos.

Su configuración es la siguiente:

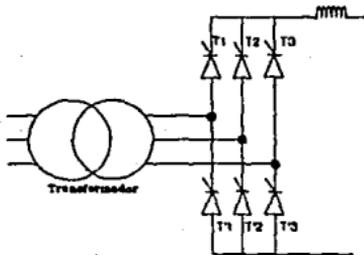


Fig. 5.20 Configuración interna de cada convertidor.

Como se observa, cada convertidor es de seis polos pero combinándolos como se ve en la figura se pueden obtener los convertidores de 12 pulsos.

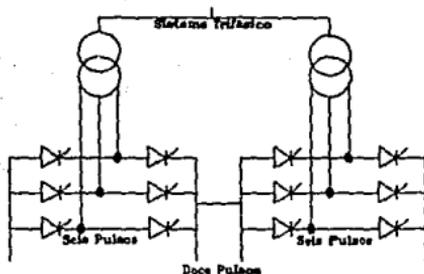


Fig 5.21 Combinación de seis pulsos.

Podemos señalar varias ventajas y desventajas de este tipo de transmisión las cuales nos da el autor Shugandi³⁷ como son:

- 1.-La potencia en cada uno de los polos de CD se controla en forma independiente.
- 2.-No existe el problema de potencia reactiva.
- 3.-No se requieren estaciones intermedias de conmutación.
- 4.-El sistema es estable.
- 5.-Menores pérdidas por efecto corona.
- 6.-Menor interferencia.
- 7.-Se ejerce un mejor control de flujo de energía.

Sus desventajas son:

- 1.-La utilización de convertidores es caro si se utiliza para bajas potencias.
- 2.-Por la generación de armónicos se requieren circuitos de filtrado que incrementan su costo.

³⁷ Shugandi, Op. Cit. Pag. 243,244,247

C O N C L U S I O N E S

La Electrónica de Potencia es una de las ramas de la Electrónica que ha tenido un gran desarrollo a partir del surgimiento de un solo dispositivo semiconductor (SCR). Gracias a esto se ha logrado grandes avances en montajes que durante mucho tiempo estuvieron en estudio.

Ahora podemos mencionar los diferentes tipos de convertidores basados en dispositivos de potencia, con muchas prestaciones y mayor manejo de potencia.

Los Rectificadores ahora pueden ser de diferentes fases y potencia de manejo, también se logra el control y suministro de tensión mediante el control de fase.

El Controlador de CA es un convertidor que permite poder controlar el suministro de CA a diferentes cargas y pueden ser monofásicos o trifásicos.

Los troceadores son circuitos que permiten el manejo de la corriente directa con grandes prestaciones que han tenido un gran desarrollo dentro de los sistemas de tracción eléctrica.

A su vez los convertidores de frecuencia también gracias al desarrollo de dispositivos de potencia han logrado una gran aceptación dentro del control de motores para diferentes aplicaciones, ya que éstos pueden mantener una frecuencia fija o variable.

Para los sistemas inversores también se ha logrado un gran desarrollo dentro de la industria del transporte, ya que el inversor es el encargado de realizar la conversión de la corriente directa a corriente alterna, ahora su aplicación radica en los diferentes sistemas de iluminación de diferentes transportes.

Así desde la aparición del tiristor se ha logrado un gran avance en todas las áreas de aplicación de la Electrónica de Potencia y en la actualidad se continúa con este gran avance

gracias a la aparición y desarrollo de diferentes dispositivos que superan al semiconductor original (tiristor); ahora se puede hablar de semiconductores de potencia con mejores y mayores prestaciones que el tiristor original, claro que estos nuevos dispositivos han tomado como base las características propias de este.

Se pueden ahora encontrar transistores de alta tensión (HVT) que emplean la corriente de base positiva para controlar la corriente de colector; transistores de efecto de campo JFET que se caracterizan por su gran rapidez; el transistor MOSFET su velocidad de conmutación se puede variar por medio del control de la corriente de la compuerta, también presenta respuestas aceptables a altas frecuencias. El GTO se utiliza en sistemas resonantes y presenta pocas pérdidas durante su apagado. El tiristor de inducción estática SITH (Static induction Thyristor) o FCT (Field Controlled Thyristor) su complejidad para su fabricación aún es un inconveniente para su producción en masa. El transistor bipolar de compuerta aislada IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) presenta mejor respuesta que el GTO.

Con todo el desarrollo que se ha logrado ahora se puede mencionar a los dispositivos inteligentes de potencia, estos dispositivos se encuentran dentro de un solo encapsulado y se utilizan para las protecciones en sobretensión, sobrecorriente, sobretemperatura, etc. se pueden mencionar los siguientes:

MOSFET sensor de corriente; su empleo se ha dedicado a la detección de corriente para control de motores y fuentes conmutadas.

TOPFET (Protector de sobretemperaturas y sobretensión) existen con 3 y 5 terminales. Este dispositivo se encarga de sensar el voltaje de entrada, así como su temperatura y en dado caso en que alguna de las variables a sensar no cumpla con los

requerimientos pedidos por este dispositivo entonces el TOPFET se encargará de apagarse.

Módulo inteligente de IGBT'S el conjunto de estos elementos se encarga de sensar la corriente, protección de sobretemperatura, sobretensión, de cortocircuito y de su apagado por bajo voltaje.

Dentro de los dispositivos de control para los diferentes montajes tambien se ha desarrollado paralelamente con los dispositivos de potencia; en la actualidad se puede hablar de sistemas de control que utilizan el Control Digital Directo, utilizando circuitos integrados de lógica TTL o CMOS, microcontroladores en un solo chip, microprocesadores, e incluso para las señales de control suministradas se ha empezado a utilizar la fibra óptica, ya que ésta permite la transmisión de señales más estables y sin distorsión y en mayor cantidad en un solo cable, simplificando así el cableado del sistema completo

Con el constante desarrollo de los dispositivos mencionados se abre un gran panorama para la Electrónica de Potencia y su consecuente mejoramiento en los diferentes montajes conocidos y que se empiezan ahora a desarrollar con estos nuevos dispositivos simplificando su montaje y respuesta de trabajo. Con todo este gran avance que continuamente se realiza en los dispositivos de potencia y control; a la Electrónica de Potencia aún le queda mucho camino por recorrer.

B I B L I O G R A F I A

Análisis Básico de Circuitos Eléctricos.

David E. Johnson et al.

Prentice Hall.

México, 1988.

Circuitos Electrónicos: Discretos e Integrados.

Donald L. Schilling , Charles Belove.

Marcombo, Segunda Edición.

México, 1989.

Control Electrónico de los Motores de CA.

Robert Chauprade, F. Milsant.

Edit. Gustavo Gili

Mexico, 1985

Control Electrónico de los Motores de CC.

Robert Chauprade.

Edit. Gustavo Gili.

Barcelona, España 1983.

Electrónica Industrial: Dispositivos y Sistemas.

Timothy J. Maloney.

Prentice Hall.

México 1985.

Electrónica Industrial: Electrónica de Potencia.

Hansruedi Bühler.

Edit. Gustavo Gili.

Barcelona, España 1985.

Electrónica de Potencia. Conversión Alterna-Alternativa.
Christian Rombaut et al.
Edit. Gustavo Gili.
México 1987.

Electrónica de Potencia. Conversión Alterna-Continua.
Guy Séguier.
Edit. Gustavo Gili.
México 1987.

Electrónica de Potencia. Funciones de Base.
Guy Séguier.
Edit. Gustavo Gili.
México 1987.

Electrónica: Teoría de Circuitos.
Robert Boylestad, Louis Nashelsky.
Prentice Hall Cuarta Edición.
México 1990.

Instruction Book Freon Chopper Controller Mexico
City Metro.
Mitsubishi Electric Corporation, Japan 1983.

Libro de Instrucciones Vol. I Unidades NM79 STC Metro.
Mitsubishi Electric Corporation, Japan 1980.

Libro de Instrucciones Para el Sistema Inversor.
Mitsubishi Electric Corporation, Japan.

Manual del STC (Metro)
México

Máquinas Eléctricas.

Stephen J. Chapman.

Mc Graw Hill.

México 1991.

Power Electronics Control of AC Motors.

J. M. D. Murphy, F. G. Turnbull.

Pergamon Press.

Great Britain 1988.

Power Electronics and Motor Control.

W. Shepherd, L. N. Hulley.

Cambridge University Press.

Great Britain 1987.

Power Semiconductor Circuits.

S. B. Dewan, A. Straughen.

John Wiley and Sons.

USA 1975.

Power Semiconductor Drives.

Dewan, Straughen and G. R. Slemon.

John Wiley and Sons.

USA 1984.

SCR Manual General Electric.

Sixth Edition.

New York, USA 1979.

Semiconductor Devices and Integrated Electronics.

A. G. Milnes.

Van Nostrand Reinhold Company.

EE. UU. 1980.

Thyristor Device Data.
Motorola, USA 1991.

Tiristores Conceptos y Aplicaciones.
R. K. Sughandi, K.K. Sughandi.
Limusa Primera Reimpresión.
México 1987.

Topicos Selectos en Electrónica de Potencia (Tutorial)
Congreso Internacional de Electrónica de Potencia CIEP.
IEEE Cuernavaca, Morelos; México Agosto 1993.

A R T I C U L O S

A 20 Mw Thyristor AC Switch for Induction Heating.
E.M Pollaru, C. W. Flairty, M. E. Hudges, J. A. Laukaitis.
IEEE 1969.

AC Motor Propulsion System with a VVVF Inverter.
Mitsubishi Electric Corporation, Japan 1981.

Application of Microcontrollers to Control HVDC
Converters.
Edmundo Barrera Cardiel.
CIEP IEEE Cuernavaca, Morelos México 1993.

Chopper a Base de Tiristores Para Material Rodante.
STC Metro México.

Chopper Control System for Electric Railcars Using Boiling
and Condensing Heat Transfer Cooling and a Microprocessor.
Takashi Kitaoka, Mikio Ohia, Takehiko Katta.
Mitsubishi Electric Corporation and Teito Rapid Authority.

Control and Protective System of HVDC Transmission by HVDC Simulator (thyristor converter).

T. Machida, H. Kaminisono and T Umezu.

IEEE 1971.

Diagrama NM83B/IF 127 STC Metro (Tracción-Frenado Eléctrico).

Constructora Nacional de Carros de Ferrocarril.

Hystory of Development Operation Result and New Techniques of Thyristor Chopper Controlled Train at Teito Rapid.

Y. Mizuno A. Shirashoji J. Kaneda

Mitsubishi Electric Corp. and Teito Rapid.

Induction Motor Drive by High Frequency Pulse Width Modulation Inverter.

Mitsubishi, Kuyama, Murota, Kaga.

Mitsubishi Electric Corp. Japan 1979.

Latest Developments in Static High Frecuency Power Sources for Induction Heating.

B. R. Pelly.

IEEE 1970.

Modelo Dinámico Simplificado Bilineal de una Columna de Destilación. Martín D. España. IEEE México 1980.

Nueva Tecnología en el Sistema de Control Chopper.

Takashi Kitaoka. Simposio Sobre Tracción Eléctrica.

Performance of Chopper Controlled Cars of México Metro.

Awano, Naruto, Ashiya, B.C. Espino, A. G. Tello.

IEEE IAS 1983 Annual Meeting.

**Prediction of Reliability and Availability of HVDC Valve
and HVDC Terminal.**

Charles R. Heinsing Robert J. Ringlee.

IEEE 1970.

GLOSARIO DE TERMINOS

CATENARIA.-Denominación que se le da al dispositivo por medio del cual se le suministra tensión a los sistemas de tracción eléctrica.

CHOPPER.-Término anglosajón que se le da al convertidor de CD a CD.

CIRCUITO AMORTIGUADOR.-Circuito mediante resistencias y condensadores que se colocan en paralelo con el semiconductor para evitar las sobretensiones durante su encendido o apagado y voltajes transitorios.

CONVERTIDOR ESTÁTICO.-Tipos de convertidores que no tienen partes móviles para hacer la conversión de energía.

CORRIENTE DE MANTENIMIENTO.-Es la corriente mínima necesaria para mantener en conducción al semiconductor.

GRADIENTE di/dt .-Es la variación de la corriente con respecto al tiempo, su incremento brusco es dañino para el semiconductor.

GRADIENTE dv/dt .-Es la variación del voltaje con respecto al tiempo su incremento brusco puede llegar a destruir al semiconductor.

INVERSOR.-Denominación que se le da al convertidor de CD a CA.

ONDULADOR.-Es un tipo de funcionamiento del rectificador donde la carga es la que genera la corriente hacia el lado de alterna.

TIRISTOR.-Denominación que se le ha dado a los dispositivos de 4 capas (PNPN) que puede ser de dos tres o cuatro terminales. El más conocido es el SCR.

TIEMPO DE ENCENDIDO.-Es el tiempo necesario para que el semiconductor se mantenga en conducción con un pulso de voltaje a través de la puerta (gate).

VOLTAJE DE RUPTURA.-Es el voltaje que se necesita para lograr la conducción del semiconductor.

VPI.-Voltaje Pico Inverso es el máximo voltaje inverso que puede soportar el semiconductor.