

49

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA  
DE MEXICO**



---

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES  
CAMPUS ARAGON

**"SISTEMAS DE TRACCION Y FRENADO  
DE TRENES ELECTRICOS"**

**T E S I S**  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

**INGENIERIA MECANICA ELECTRICA**

**P R E S E N T A :**  
**OSCAR OLGUIN CUADRA**

ASESOR:  
ING. JOEL LOPEZ CONTRERAS

SAN JUAN DE ARAGON, ESTADO DE MEXICO, 2000



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 esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

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



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE  
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO  
CAMPUS ARAGÓN

SECRETARÍA ACADÉMICA

Ing. IVÁN MUÑOZ SOLÍS


Jefe de la Carrera de Ingeniería Mecánica Eléctrica,  
Presente.

En atención a la solicitud de fecha 23 de noviembre del año en curso, por la que se comunica que el alumno ÓSCAR OLGUÍN CUADRA, de la carrera de Ingeniero Mecánico Electricista, ha concluido su trabajo de investigación intitulado "SISTEMA DE TRACCIÓN Y FRENADO DE TRENES ELÉCTRICOS", y como el mismo ha sido revisado y aprobado por usted, se autoriza su impresión; así como la iniciación de los trámites correspondientes para la celebración del Examen Profesional.

Sin otro particular, reitero a usted las seguridades de mi atenta consideración.

Atentamente  
"POR MI RAZA HABLARÁ EL ESPÍRITU"  
San Juan de Aragón, México, 23 de noviembre del 2000  
EL SECRETARIO

  
LIC. ALBERTO IBARRA ROSAS

  
C p Asesor de Tesis.  
C p Interesado.

AIR/ROA/vr  


AGRADECIMIENTOS

*A MIS PADRES*

**Con respeto, cariño y profundo agradecimiento  
Por sus sacrificios, comprensión y todo el apoyo  
Brindado durante mi formación profesional.**

*A MIS HERMANOS*

**José Luis, Ma. Angélica, Rosa María y Gabriel  
Por su apoyo recibido y comprensión.**

*AL ING. JOEL LÓPEZ CONTRERAS*

**Con respeto y admiración por el apoyo recibido  
A mi asesor de tesis al ing. Joel López Contreras  
Por la ayuda brindada, y por su paciencia  
En la elaboración de esta tesis.**

*A MIS AMIGOS*

**Por su amistad brindada, apoyo y consejos que han  
Contribuido para el desarrollo de mi formación  
Profesional.**

*A MI ESCUELA ENEP ARAZÓN*

**Agradezco infinitamente el privilegio y la oportunidad  
Que me brindo, para tener una formación  
Profesional.**

## **TITULO DE TESIS:**

" Sistema de tracción y frenado de trenes eléctricos"

## **OBJETIVO:**

Objetivo de la tesis:

Describir los fundamentos teórico-prácticos en los que se basa la aplicación de los convertidores de corriente directa a corriente directa en la tracción y frenado de los trenes del sistema de transporte colectivo " metro ".

## **OBJETIVOS PARTICULARES**

- ◆ Describir los diferentes tipos de semiconductores que se emplean en la utilización de estos convertidores.
- ◆ Describir las formas de control de los convertidores.
- ◆ Describir y realizar un estudio general enfocado a la aplicación de los convertidores de corriente directa a corriente directa por medio de tiristores en los sistemas de tracción y frenado de los trenes.

## **OBJETIVO DE LA INVESTIGACION**

El objetivo de esta investigación es describir, los métodos para convertir la energía de corriente alterna a corriente directa y aplicar este tipo de conversión a sistemas que requieren este tipo de energía, para el control en los sistemas de tracción y frenado de los vagones, así como los sistemas de control que se emplean para gobernar estos convertidores.

## **ANTECEDENTES:**

La aparición del transistor empieza en 1948, la era de los semiconductores que en pocos años revoluciona completamente todos los dominios la electrónica. Los minúsculos dispositivos a base de germanio, silicio y arseniuro de galio, no solo reemplazan con ventaja a las válvulas o tubos de vacío ó de gas, sino a demás vienen abrir nuevas aplicaciones.

El tiristor resulta ser algo mas que un simple sustituyente mejorado del tiratrón. Sus características permiten usuario de las formas más diversas y siempre con un máximo de fiabilidad y de precisión.

El tiristor puede considerarse como una pareja de transistores de distintas polaridades con dos elementos en común, de los tres que componen cada

El tiristor puede considerarse como una pareja de transistores de distintas polaridades con dos elementos en común, de los tres que componen cada transistor, y que al igual puede servir como interruptor, como rectificador de c.a. ó por el contrario de convertidor de c.c., que puede estabilizar tanto una tensión como una temperatura y que puede usarse igualmente para variar la velocidad de un motor eléctrico.

## INTRODUCCION

A continuación se presenta un estudio de los sistemas de tracción y frenado empleados en trenes eléctricos, específicamente recortadores ( chopper ) ó también llamados convertidores de cd a cd.

Iniciando con una breve historia de la electrónica de potencia y su desarrollo que ha venido creciendo con el paso de los años, y con las necesidades, hablando también de los de los convertidores de cd a cd.

Posteriormente se analizan los diferentes semiconductores de potencia tales como: diodos, scr's, triac, diac, gto é igbt, ya que estos dispositivos han tenido y siguen teniendo un gran auge en aplicaciones donde se tiene la necesidad de controlar grandes cantidades de energía. Estos semiconductores se emplean para la conversión de energía, y para aprovechar la corriente directa que resulta de estos convertidores.

Así mismo se realiza un estudio y descripción de los convertidores de cd a cd, mencionando sus ventajas, formas de funcionamiento, basándose en un arreglo elemental, y los diferentes arreglos y/o montajes que existen.

Posteriormente se describen las formas de control de los convertidores, esto es, básicamente reguladores de voltaje de entrada de los mismos, como lo son: el convertidor buck ó step-down ( reductor ) y el convertidor boost ó step-up ( elevador ).

Y por último se realiza el análisis de la aplicación de estos convertidores para la tracción y en el frenado de los trenes eléctricos del sistema de transporte colectivo "metro". Comenzando con un estudio sobre la operación de un recortador, analizando el proceso de encendido del tiristor principal, proceso de bloqueo, posteriormente se hace un estudio de la frecuencia de corte y los efectos é influencias que puede tener esta sobre el recortador, sobre la carga y sobre la fuente de alimentación, posteriormente se sigue con un análisis de un filtro de entrada para el recortador esto se realiza con el fin de suprimir los picos que puedan existir al momento de arranque ó tracción. Y en seguida se realiza el estudio de los diferentes esfuerzos que se deben de tomar en cuenta para la tracción del tren eléctrico. Después se realiza el estudio de la energía que se consume al momento del arranque ó tracción del tren, y por último se hace un estudio de los diferentes sistemas de frenado que se emplean en los trenes eléctricos.

# INDICE

## I. PRINCIPIO DE LOS CONVERTIDORES

I.1 LA ELECTRONICA DE POTENCIA .....	1
I.2 QUE ES UN CONVERTIDOR .....	2
I.3 TIPOS DE CONVERTIDORES .....	3
I.4 APLICACIONES .....	4

## II. DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

II.1 DESCRIPCION DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA .....	6
II.2 DIODOS DE POTENCIA .....	7
II.3 SCR .....	9
II.3.1 FORMAS DE ONDA DE UN SCR .....	10
II.3.2 CARACTERISTICAS DE PUERTA DEL SCR .....	12
II.4 TRIACS .....	13
II.4.1 FORMAS DE ONDA DEL TRIACS .....	14
II.5 DIAC .....	16
II.5.1 COMPORTAMIENTO ELECTRICO DEL DIAC .....	17
II.6 GTO .....	18
II.7 IGBT .....	19

## III. TIPOS DE CONVERTIDORES DE DC

III.1 PRINCIPIO DE LOS CONVERTIDORES DE CD/CD .....	21
III.1.1 VENTAJAS DEL SISTEMA CHOPPER .....	21
III.1.2 FUNCIONAMIENTO DEL CHOPPER .....	22
III.2 CONVERTIDOR CON TIRISTORES .....	24
III.3 CONVERTIDOR MONOFASICO .....	24
III.3.1 FUNCIONAMIENTO .....	26
III.4 CONVERTIDOR TRIFASICO .....	27
III.4.1 FUNCIONAMIENTO .....	28

## IV. TOPOLOGIAS DE CONMUTACION DEL CONVERTIDOR

IV.1 GENERALIDADES .....	30
IV.2 CONTROL DE LOS CONVERTIDORES .....	31
IV.3 BUCK ( STEP-DOWN ) .....	32
IV.4 BOOST ( STEP-UP ) .....	34



## V. APLICACION EN MOTORES DE CD

V.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL RECORTADOR ( CHOPPER ) .....	38
V.2 ESQUEMA DE UN RECORTADOR CON TIRISTORES .....	41
V.2.1 PROCESO DE ENCENDIDO DEL TIRISTOR PRINCIPAL .....	42
V.2.2 PROCESO DE BLOQUEO DEL TIRISTOR PRINCIPAL .....	43
V.2.3 DIMENSIONAMIENTO DEL CIRCUITO LC .....	47
V.2.4 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DEL SISTEMA .....	48
V.3 SELECCIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE .....	49
V.3.1 INFLUENCIA DE LA FRECUENCIA SOBRE EL RECORTADOR .....	49
V.3.2 INFLUENCIA DE LA FRECUENCIA EN LOS MOTORES .....	49
V.3.3 INFLUENCIA DE LA FRECUENCIA SOBRE LA FUENTE DE ALIMENTACION .....	51
V.3.4 FILTRO LC .....	51
V.3.4.1 FUNCION DEL CONDENSADOR .....	52
V.3.4.2 FUNCION DE LA BOBINA .....	55
V.4 ACOPLAMIENTO ENTRE DOS O MAS RECORTADORES .....	57
V.5 RECORTADOR EN EL ACCIONAMIENTO DE ARRANQUE .....	58
V.5.1 ESFUERZO TRACTIVO .....	60
V.5.1.1 ESFUERZO TRACTIVO DURANTE LA ACELERACION .....	60
V.5.1.2 ESFUERZO REQUERIDO PARA SUPERAR LA RESISTENCIA DEL TREN.....	61
V.5.1.3 ESFUERZO REQUERIDO PARA VENCER LAS PENDIENTES .....	62
V.5.1.4 ESFUERZO REQUERIDO PARA DOMINAR LAS CURVAS .....	64
V.5.2 CONSUMO DE ENERGIA .....	65
V.5.2.1 ENERGIA REQUERIDA PARA LA ACELERACION .....	65
V.5.2.2 ENERGIA REQUERIDA PARA VENCER LA RESISTENCIA DEL TREN .....	66
V.5.2.3 ENERGIA REQUERIDA PARA VENCER LOS GRADIENTES .....	66
V.5.2.4 ENERGIA REQUERIDA PARA VENCER LA RESISTENCIA DE CURVATURA ....	67
V.6 EL RECORTADOR DE CORRIENTE EN EL FRENADO ELECTRICO .....	68
V.7 FRENADO REOSTATICO .....	69
V.7.1 SELECCIÓN DE LA RESISTENCIA DE FRENADO .....	70
V.7.2 FRENADO POR RECUPERACION .....	71
V.7.2.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO .....	71
V.8 FRENADO MIXTO .....	75

## VI. CONCLUSIONES

CONCLUSIONES .....	78
BIBLIOGRAFIA .....	82

CAPITULO I  
PRINCIPIO DE LOS  
CONVERIDORES

# CAPITULO I

## PRINCIPIO DE LOS CONVERTIDORES

### 1.1 LA ELECTRONICA DE POTENCIA

Actualmente la electrónica de potencia trata sobre los sistemas que controlan y transforman la energía eléctrica por medio de dispositivos semiconductores.

El desarrollo de los sistemas de electrónica de potencia, empezó en el año de 1958 cuando se aplicaron por primera vez los tiristores de convertidores.

Las posibilidades de resolver por medio de los sistemas de tiristores de los problemas de diferentes áreas como, por ejemplo, de la propulsión eléctrica, tracción eléctrica, actualmente en los países desarrollados, constituye una parte muy importante de toda la producción de la industria electrónica. Existen las siguientes partes básicas de la electrónica de potencia, que son:

- 1) los dispositivos de electrónica de potencia de semiconductores
- 2) los convertidores de corriente alterna a corriente continua
- 3) los convertidores de corriente alterna a corriente alterna
- 4) los convertidores de corriente continua a corriente alterna
- 5) los convertidores de corriente continua a corriente continua

La electrónica de potencia empezó en el año de 1900, con la introducción del rectificador de arco de mercurio. Luego aparecieron gradualmente, el rectificador de tanque metálico y el tiratron. Estos dispositivos se aplicaron al control de la energía hasta la década de 1950.

La primera revolución electrónica inicia en 1948 con la invención del transistor de silicio en los bell telephone laboratories por los señores barden, barttain schockley, la mayor parte de las tecnologías electrónicas avanzadas actuales tienen su origen en esta invención, a través de los años, la microelectrónica moderna ha revolucionado a partir de los semiconductores de silicio.

La segunda revolución electrónica empezó en 1958, con la invención del transistor de disparo pnpn, que se definió como un transistor ó rectificador controlado de silicio (SCR por sus siglas en ingles), el desarrollo del tiristor comercial por general electric company. Fue el principio de una nueva era en la electrónica de potencia y técnicas de conversión, la microelectrónica nos dio la capacidad de procesar una gran cantidad de información a una velocidad increíble, así como la

electrónica de potencia nos da la capacidad de dar forma y controlar grandes cantidades de energía con una eficiencia cada vez mayor en las aplicaciones de potencia.

## 1.2 QUE ES UN CONVERTIDOR

En muchas aplicaciones industriales, es necesario el convertir una fuente de voltaje fijo a una fuente de CD de voltaje variable, los convertidores se utilizan ampliamente en el control de los motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas y elevadores de minas. Proporcionan control en aceleraciones continuas presentando una alta eficiencia y respuesta rápida y dinámica. Los convertidores se pueden utilizar en el freno regenerativo de motores de CD para devolver la energía a la alimentación, características que da como resultado un ahorro en aquellos sistemas de transporte que tiene paradas frecuentes. Tal es el caso del metro de la ciudad de México, además se utilizan en reguladores de voltaje de CD, y también junto con una inductancia para generar una fuente de CD, especialmente para el inversor de CD.

Dichos convertidores encontraron la aplicación amplia en la tracción eléctrica para controlar el arranque y el frenado de los motores eléctricos fraccionarios de corriente continua, utilizando motores series de CD.

Los convertidores de la corriente continua se pueden aprovechar para el ajuste y la estabilización del voltaje ó de la corriente continuos en el circuito de la carga, en el caso de la fuente de voltaje no regulado, por ejemplo, de las baterías de acumuladores. Los convertidores de este tipo permiten el acoplamiento de las redes ó las fuentes de corriente continua que tienen los valores diferentes de voltaje.

La conversión de la energía de la corriente se puede realizar a través de la corriente de dos etapas ( el cambio del voltaje constante al voltaje alterno, y luego la rectificación de este voltaje ) ó en el modo directo, aprovechando los convertidores de pulso. En los sistemas de primer tipo, llamados los convertidores indirectos de la corriente continua, la conversión del voltaje constante al voltaje alterno se realiza utilizando los inversores de la conmutación interna, lo que posibilita la elección de los valores de voltaje y de la frecuencia más adecuados para las condiciones dadas.

### 1.3 TIPOS DE CONVERTIDORES

En la mayoría de los equipos electrónicos de potencia tienen como fuente de tensión de entrada en alterna, mientras que la tensión aplicada a la carga es continua, algunas cargas típicas alimentadas en continua son los propios sistemas electrónicos, motores y las baterías de almacenamiento de energía eléctrica, incluso en algunos casos que la carga se alimenta modificando su frecuencia de operación, por lo que resulta preciso realizar una conversión intermedia a corriente continua. Esto es lo que ocurre en los accionadores de motores de inducción y en los sistemas de alimentación ininterrumpida ( UPS ).

Por lo tanto, la conversión de corriente alterna/ corriente continua (a.c/dc) resulta de las más frecuentes de todos los equipos electrónicos de potencia, creándose de esta forma un bus de continua al que se conecta directamente la carga, ó un convertidor continua/continua (dc/dc) ó un convertidor continua/alterna (dc/ac), según se desee aplicar a la carga tensión continua ó alterna ver figura 1.3.

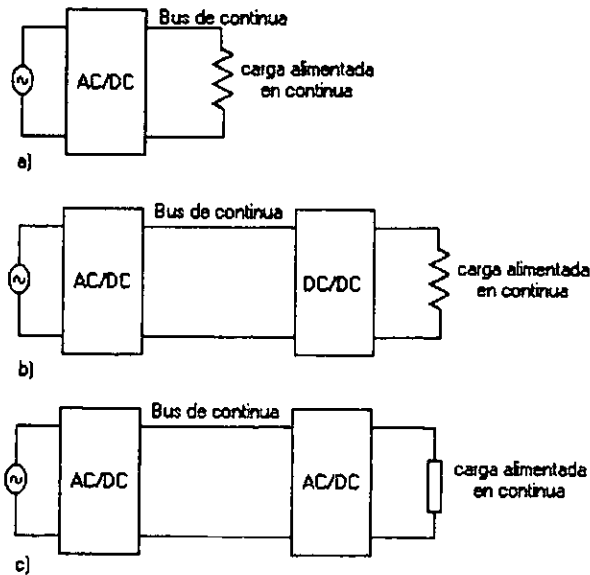


Figura 1.3 Uso de los convertidores alterna/continua ( AC/DC ), en electrónica de potencia: a) Convertidor AC/DC en una etapa; b) Convertidor AC/DC en dos etapas; c) Convertidor AC/DC.

Por lo que proponemos realizar un estudio a los sistemas de conversión y control de la energía en los sistemas de tracción eléctrica como trabajo de tesis.

Así mismo, ante la cada vez más frecuente adquisición y utilización en México de equipos que operan bajo estos principios, es nuestro deseo colaborar, en

lo posible a la difusión de las aplicaciones de la electrónica de potencia, así como el logro de transferencia de tecnología y a la información de los recursos humanos necesarios para hacer frente a la aplicación, operación y mantenimiento a dichos sistemas.

## 1.4 APLICACIONES

Durante muchos años ha existido la necesidad de controlar la potencia eléctrica en los sistemas de tracción, impulsados por motores eléctricos, con el objeto de tener un voltaje de corriente directa variable para el control de los motores e impulsores.

La electrónica de potencia se ocupa de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos en el procesamiento de señales para cumplir con los objetivos de control deseados. Por lo que se puede definir como la aplicación de la electrónica del estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica, en la figura 1.4 se muestra una interrelación de la electrónica de potencia con la energía, la electrónica y el control.

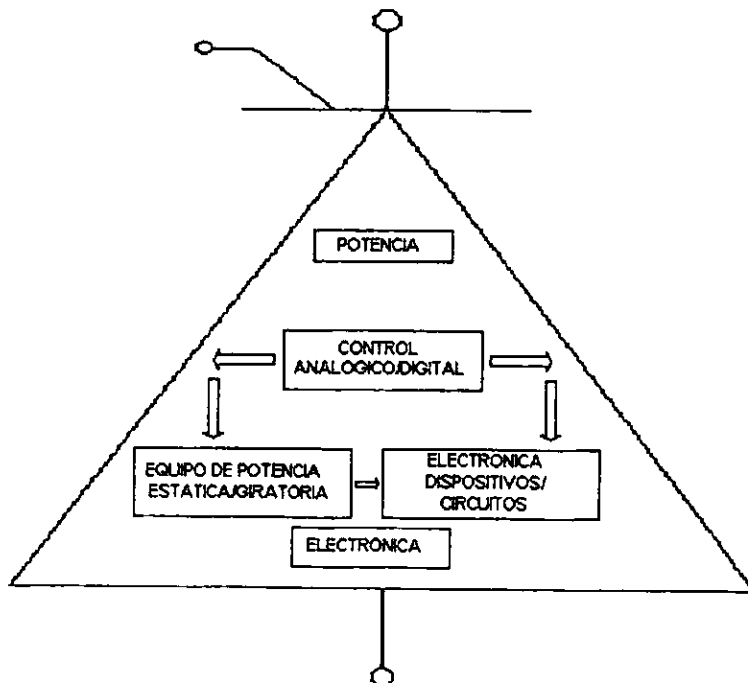


Figura 1.4 Relación de la electrónica de potencia con la energía, la electrónica y el control.

Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores de potencia, las capacidades del manejo de la energía y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado tremendamente. El desarrollo de la tecnología de los microprocesadores-microcomputadoras tiene un gran impacto sobre el control y la síntesis de la estrategia de control para los dispositivos semiconductores de potencia.

LA aplicación de la electrónica de potencia ha alcanzado ya un lugar muy importante en la tecnología moderna y se utiliza ahora en una gran diversidad de productos de alta potencia, que incluyen controles de calor, controles de iluminación, controles de motor, fuentes de alimentación, sistemas de propulsión de vehículos y sistemas de corriente directa a alto voltaje.

CAPITULO II  
DISPOSITIVOS  
SEMICONDUCTORES  
DE POTENCIA


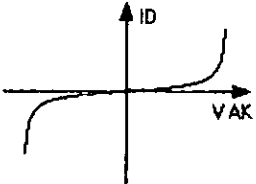

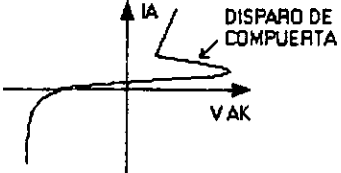

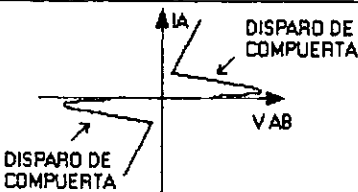


# CAPITULO II

## DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

### II.1 DESCRICION DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Los dispositivos semiconductores de potencia fig. 2.1 son los elementos básicos de un sistema de electrónica de potencia para transformar y controlar la energía eléctrica. También trabajan en dichos sistemas como enlaces ( interruptores ) de dos estados el de estado de desconexión ( desactivación, apagado, bloqueo ) de la resistividad grande y el estado de conexión ( conexión, activación ) de alta conductividad, lo cual garantiza las perdidas pequeñas ( de energía eléctrica), y el rendimiento alto de los sistemas de convertidores. El trabajo en dos estados de los elementos ( componentes ) de potencia provoca obviamente la aparición de armónicos en voltaje y corriente, la limitación de las cuales requiere la aplicación de los métodos complejos de control y de arreglo de los sistemas.

DISPOSITIVO	SÍMBOLO	CARACTERÍSTICA
DIODO		
SCR		
TRIACS		


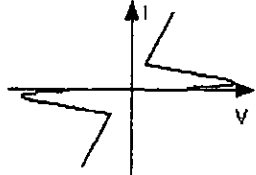
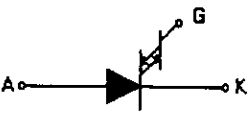
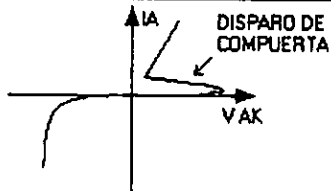
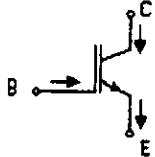
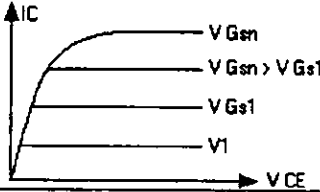
DISPOSITIVO	SÍMBOLO	CARACTERÍSTICA
DIACS		
GTO		
IGBT		

Figura 2.1 Características de algunos semiconductores de potencia

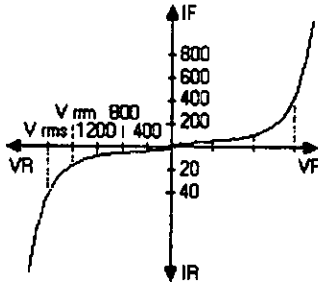
## II.2 DIODO DE POTENCIA

Los diodos de potencia se utilizan principalmente para la conversión no controlada de la corriente alterna a la corriente directa. Además se utiliza también como diodo de rueda libre ( free wheling ), en los inversores de voltaje, elementos de rectificación, detección en los circuitos de carga de válvulas controladas y en los circuitos de retroalimentación.

El símbolo esquemático se muestra en la figura 2.2, si al ánodo se le entrega potencial positivo con respecto al cátodo, entonces por el diodo pasa la corriente limitada del circuito de la carga. En el estado de conducción las corrientes del valor de cientos de amperes provocan en el diodo de potencia una caída de tensión relativamente pequeña, las caídas de tensión en los diodos, en el estado de conducción se mantiene en un rango de 1 – 1.5 V.



a)



b)

Figura 2.2 Diodo de potencia: a) Estructura simplificada; b) Característica corriente-voltaje.

Cuando el potencial del ánodo es positivo con respecto al cátodo, se dice que el diodo tiene polarización directa relativamente pequeña a través de sí mismo, la magnitud de esta caída de voltaje depende del proceso de manufactura y de la temperatura de la unión. Cuando el potencial del cátodo es positivo con respecto al ánodo, se dice que el diodo tiene polarización inversa. Bajo condiciones de polarización inversa, fluye una pequeña corriente inversa (también conocida como corriente de fuga), en el rango de los micros ó miliamperios, cuya magnitud crece lentamente en función del voltaje inverso, hasta llegar al voltaje de avalancha.

### 11.3 SCR ( RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO )

Un rectificador controlado de silicio ( SCR silicon controlled rectifier ), es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar corrientes relativamente grandes de una carga. La figura 2.3, se muestra el símbolo esquemático y su curva característica, junto con los nombres y las letras de identificación de sus terminales.

Un SCR actúa de manera muy similar a un interruptor. Cuando esta conduciendo presenta un camino de baja resistencia para el flujo de la corriente. Cuando esta bloqueado no puede fluir corriente al ánodo, debido a que es un dispositivo de estado sólido, la conmutación de un SCR es muy rápida. Si la fuente de voltaje es de AC, el SCR permanece cierta porción del periodo en el estado de conducción y el resto del periodo en el estado de bloqueo. En una fuente de AC de 60 Hz, el periodo es de 16.67 mseg los que deben repartirse entre el estado de conducción y el estado de bloqueo; la cantidad del tiempo que permanece en cada estado se controla por medio de la puerta. Si el SCR permanece en estado de conducción durante una pequeña porción del periodo, la magnitud promedio de la corriente por la carga es pequeña. Esto debido a que la corriente puede fluir a través de la carga y a través del SCR, solamente durante un pequeño tiempo. Si la señal de puerta se cambia de tal manera que el SCR en conducción durante una gran porción del periodo, entonces la magnitud promedio de la corriente será grande. Esto debido a que la corriente puede fluir desde la fuente a la carga y a través del SCR, durante un tiempo relativamente grande. En esta forma, la corriente por la carga puede variar ajustándose la magnitud de la porción del periodo en la cual el SCR esta en conducción.

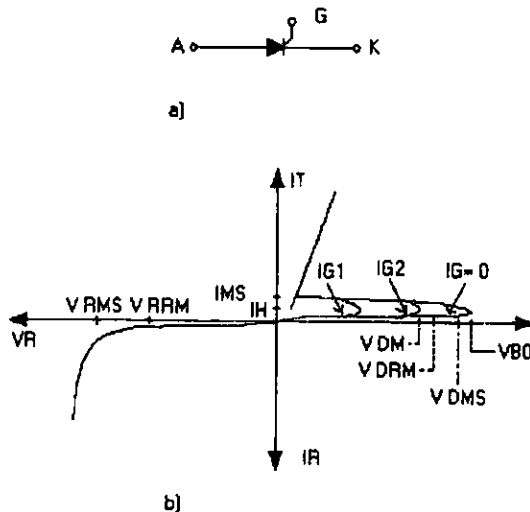


Figura 2.3 a) Símbolo, b) característica Corriente-Voltaje.

Como su nombre lo sugiere, el SCR es un rectificador de modo que solo permite el paso de corriente durante el semiciclo positivo de la fuente de AC. El semiciclo positivo en el cual el ánodo del SCR es más positivo que el cátodo, esto significa que un SCR no puede estar en conducción por más de  $\frac{1}{2}$  ciclo. Durante otro medio ciclo, la polaridad de la fuente es negativa, y esta polaridad negativa hace que el SCR quede relativamente inversamente polarizado, lo cual impide que circule corriente hacia la carga.

### II.3.1 FORMAS DE ONDA DE UN SCR

Los términos más utilizados para describir como opera un SCR, son ángulos de disparo y ángulo de conducción. El ángulo de conducción ( $\gamma$ ) es el número de grados de un ciclo AC durante los cuales el SCR esta en conducción.

El ángulo de disparo ( $\alpha$ ) es el número de grados de un ciclo de AC que transcurre antes que el SCR pase al estado de conducción, estos términos están basados en la noción que el periodo equivale a  $360^\circ$ .

$$\gamma = \alpha - B$$

Angulo de extinción ( $B$ ) en el se termina la conducción, en la figura 2.4, se muestran las formas de onda en un circuito de control de SCR para dos ángulos de disparo distintos.

Haciendo referencia a la figura 2.4 (a), cuando el ciclo de AC comienza su alternancia positiva, el SCR esta bloqueado. Por tanto, el voltaje instantáneo a través de sus terminales ánodo y cátodo, es igual al voltaje de la fuente. Esto es justamente lo que sucedería si se colocara un interruptor abierto en lugar del SCR. El SCR esta tumbando la totalidad del voltaje de la fuente, el voltaje a través de la carga  $V(\text{carga})$  es cero durante este tiempo. El extremo izquierdo de las formas de onda de la figura 2.4 (a) ilustra de este hecho.

Más adelante a la derecha del eje horizontal, la figura 2.4(a) muestra que el voltaje de ánodo a cátodo ( $V_{ak}$ ) cae a cero después de  $\frac{1}{3}$  del semiciclo positivo, esto es el punto correspondiente a  $60^\circ$ . Cuando  $V_{ak}$  cae a cero, el SCR ha sido "cebado" ó ha pasado al estado de conducción. Por tanto en este caso, el ángulo de disparo es  $60^\circ$ . Durante los próximos  $120^\circ$  el SCR actúa como un interruptor cerrado sin voltaje a través de sus terminales. El ángulo de conducción es  $120^\circ$ . El ángulo de disparo y el ángulo de conducción siempre totalizan  $180^\circ$ .

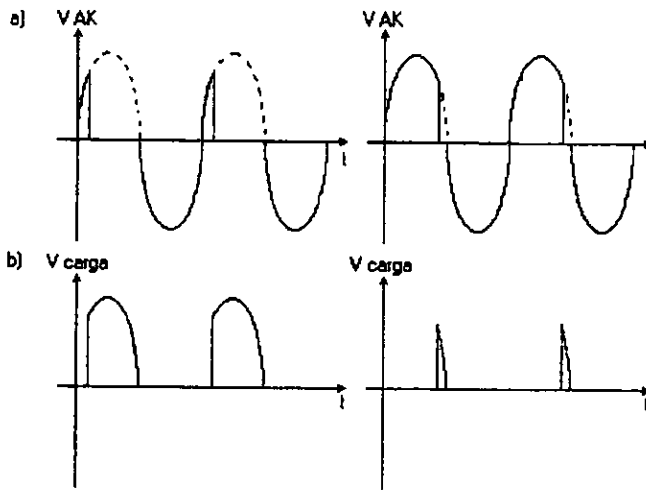


Figura 2.4 Formas de onda de voltaje en terminales del SCR, a) para un ángulo de disparo cerca de  $60^\circ$  y un ángulo de conducción de  $120^\circ$ , b) para un ángulo de disparo de cerca de  $135^\circ$ , y un ángulo de conducción de  $45^\circ$ .

La forma de onda del voltaje en la carga de la figura 2.4(a) muestra que cuando el SCR está cebado, el voltaje de la fuente se aplica a la carga, el voltaje de la carga sigue al voltaje de la fuente por el resto del semiciclo positivo, hasta cuando el SCR se bloquea de nuevo, el bloqueo del SCR ocurre cuando el voltaje de la fuente pasa por cero.

En general estas formas de onda muestran que antes de cebado el SCR, la totalidad del voltaje de la fuente cae en las terminales del SCR, y la carga recibe cero voltaje. Después de cebado el SCR, la totalidad del voltaje de la fuente cae en la carga. Por lo tanto el SCR actúa como interruptor de acción rápida.

La figura 2.4 (b) muestra las mismas formas de onda para un ángulo de disparo diferente. En estas formas de onda, el ángulo de disparo es del orden de  $135^\circ$  y el ángulo de conducción del orden de  $45^\circ$ . La carga recibe el voltaje de la fuente durante un tiempo mucho más corto comprobado con el de la figura 2.4 (a). Como resultado, la magnitud del promedio de la corriente resultante es más pequeña.

### II.3.2 CARACTERÍSTICAS DE PUERTA DEL SCR

Un SCR es cebado por la inyección de un pulso de corriente en la puerta. Esta corriente de puerta ( $I_G$ ) fluye a través de la unión entre puerta y cátodo y sale del SCR por las terminales del cátodo. La magnitud de la corriente de puerta necesaria para cebar un SCR en particular se simboliza por  $I_{GT}$ . La mayoría de los SCR's requieren una corriente de puerta comprendida entre 0.1 y 20 mA para cebarse ( $I_{GT} = 0.1$  y 20 mA ). Dado que entre puerta y cátodo hay una unión pn estándar, el voltaje entre estos terminales ( $V_{Gk}$ ) será ligeramente mayor que 0.6 V, la figura 2.5 muestra las condiciones que deben existir en la puerta de un SCR para el cebado.

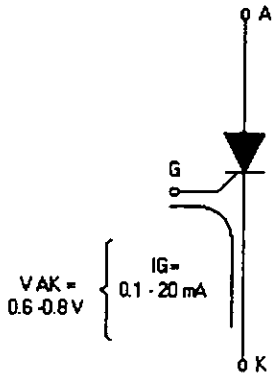


Figura 2.5 Voltaje de puerta a cátodo ( $V_{AK}$ ) y corriente de puerta ( $I_G$ ) necesarios para cebar un SCR.

Cuando la corriente de ánodo a cátodo ( $I_{Ak}$ ), caiga por debajo de algún valor mínimo, denominada corriente de mantenimiento, simbolizada por  $I_{OH}$ , el SCR se bloquea. Esto generalmente ocurre cuando el voltaje AC de alimentación pasa por cero hacia su zona negativa. Para la mayoría de los SCR de media potencia,  $I_{OH}$  es del orden de 10 mA.

## II.4 TRIACS

Un triacs es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar el valor promedio de la corriente que fluye a una carga. Un triacs es diferente a un SCR, en que puede conducir corriente en cualquiera de las dos direcciones cuando es llevado a conducción, en la figura 4.1, se muestra su símbolo y su curva característica.

Cuando el triacs es bloqueado, no puede fluir corriente entre sus terminales principales. Independiente de la polaridad de la fuente externa aplicada. Por tanto, el triacs actúa como interruptor abierto.

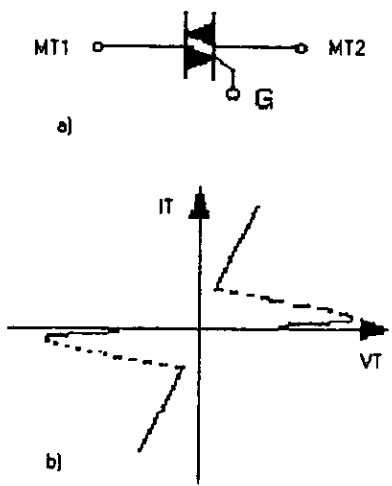


Figura 4.1 Tristor bidireccional TRIACS. a) Símbolo gráfico, b) Característica de corriente-voltaje

Cuando el triacs es llevado a conducción, presenta una resistencia muy baja al paso de la corriente en el camino de un terminal principal a otro, donde el sentido de flujo depende de la polaridad de la fuente externa aplicada. Cuando el voltaje es más positivo en MT2, la corriente fluye de MT2 a MT1. Cuando el voltaje es más positivo en MT1, la corriente fluye de MT1 a MT2.



El valor promedio de la corriente que se entrega a la carga puede afectarse variando la cantidad de tiempo por ciclo que el triacs permanece en estado de conducción, si permanece en el estado de conducción durante una pequeña porción del tiempo de ciclo, el promedio de la corriente que fluye durante muchos ciclos será bajo. Si permanece en el estado de conducción durante una gran porción del tiempo de ciclo, el promedio de la corriente será alto.

#### II.4.1 FORMAS DE ONDA DEL TRIAC

Las formas de onda de los triacs son similares a las formas de onda de los SCR, excepto que pueden cebarse en el semiciclo negativo.

En la figura 4.2 (a) se muestran las formas de onda del triacs en corte durante los primeros 30 grados de cada semiciclo; durante estos 30 grados el triacs esta actuando como interruptor abierto. Durante este tiempo la totalidad del voltaje de línea cae atravez de los terminales principales del triacs, y no se aplica voltaje a la carga. Entonces no hay flujo de corriente por el triacs ó por la carga. La porción del semiciclo durante el cual existe una situación se denomina ángulo de disparo, igual que para el SCR.

Después de transcurrir los 30 grados el triacs se ceba ó conduce, y actúa como un interruptor cerrado, en este instante el triacs comienza a conducir a través de sus terminales principales y atravez de la carga, y continua la conducción de corriente por el resto del semiciclo. La porción del semiciclo durante el cual el triacs esta en conducción se le denomina ángulo de conducción.

El ángulo de conducción de la figura 4.2 (a) es de 150 grados. La figura 4.2 (b) muestra la misma forma de onda pero con un ángulo de disparo más grande. El ángulo de disparo es de 120 grados y el ángulo de conducción es de 60 grados, dado que la corriente fluye durante una pequeña porción de la totalidad del ciclo en este caso, el promedio de la corriente es menor que cuando se encontraba en las condiciones de la figura 4.2 (a), por lo tanto se transfiere menor potencia de fuente a la carga.

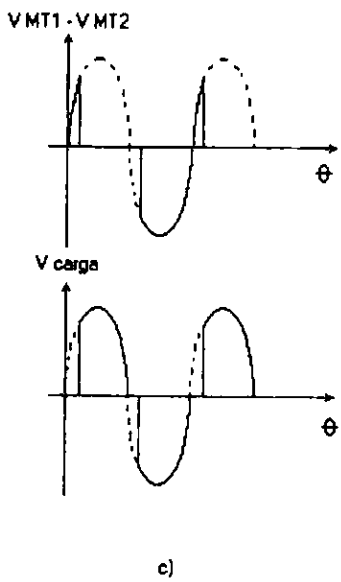
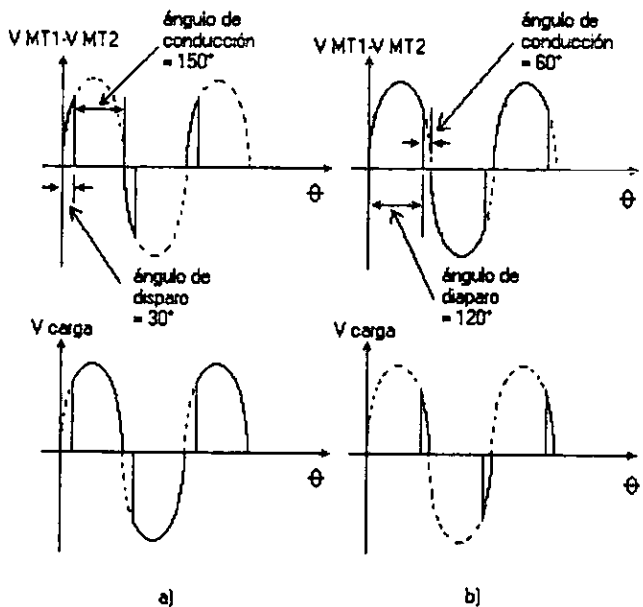


Figura 4.2

Figura 4.2 Formas de onda de voltaje entre terminales principales del triacs y del voltaje en la carga para tres condiciones diferentes; a) ángulo de disparo igual a  $30^\circ$  en ambos semiciclos, positivo y negativo, b) ángulo de disparo igual a  $120^\circ$  para ambos semiciclos, c) ángulo de disparo desiguales para el semiciclo positivo y el semiciclo negativo. Generalmente esto no es deseable.

La forma de onda del triacs de la figura 4.2 (c) muestra un ángulo de disparo más pequeño en el semiciclo negativo, esto es debido a la tendencia del triacs a dispararse más fácilmente en el semiciclo positivo. Otro triacs del mismo tipo podría presentar una tendencia a dispararse más fácilmente en el semiciclo negativo, en este caso el ángulo de disparo negativo sería más pequeño.

## 11.5 DIACS

El diacs es básicamente una combinación inversa en paralelo de dos terminales de capas de semiconductores que permite disparar en cualquier dirección.

La característica del dispositivo se presenta en la figura 1.5, demuestra claramente que hay un voltaje de ruptura en cualquier dirección. Esta posibilidad de esta condición de conducción, en cualquier dirección puede utilizarse para aprovechar todas sus ventajas en aplicaciones de CA.

Nótese que no se hace ninguna referencia a ninguna terminal con el nombre de cátodo. En lugar de eso, hay un ánodo 1 ó (electrodo 1), y un ánodo 2 ó (electrodo 2). Los voltajes de ruptura son muy cercanos en magnitud pero pueden variar desde un mínimo de 28 V, hasta un máximo de 48 V.

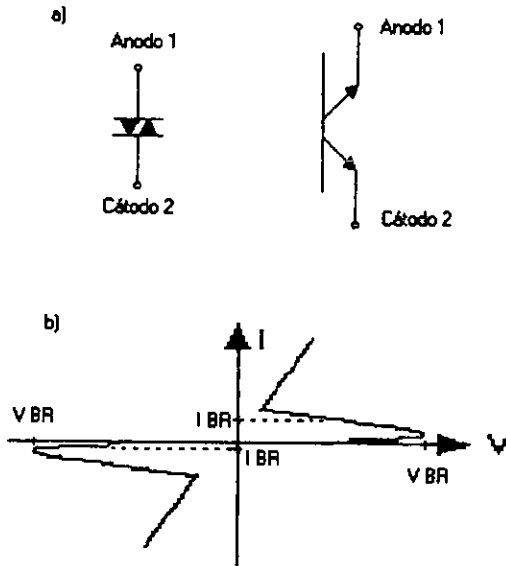


Figura 5.1 a) Símbolo del diac, b) característica corriente-voltaje

## II.5.1 COMPORTAMIENTO ELECTRICO DEL DIAC

Al aumentar la tensión aplicada a las dos terminales del diac, este basculea al estado conductor, tan pronto alcanza un determinado valor de tensión, como se observa en la figura 5.1, que en un principio coincide con el de un diodo de dos electrodos iguales, la diferencia esencial entre el comportamiento de un diac y un diodo, reside en el valor de la tensión de cebado, que en el diac es notablemente inferior. Esto supone una evidente ventaja para el diac, ya que el gobierno de los tiristores y triacs se pueden realizar aprovechando una mayor parte de cada semionda.

## 11.6 GTO ( TIRISTOR DESACTIVADO POR COMPUERTA )

Los tiristores desactivados por compuerta GTO, ( Gate turn-Off ) pueden ser activados por la corriente positiva de la compuerta y desactivado por la corriente de la dirección opuesta.

Actualmente se producen en series dichos dispositivos de potencia para los voltajes hasta 4 KV y para las corrientes hasta 2000 Amp ( los valores toques son 8 KV y 1500 Amp ).

Un tiristor de desactivación por compuerta ( GTO ), al igual que un SCR, puede activarse mediante una señal positiva de compuerta. Sin embargo, se puede desactivar mediante una señal negativa de compuerta. Un GTO es un dispositivo de enganche y se puede y se puede construir con especificaciones de corriente y de voltaje similares a las de un SCR. Un GTO se activa aplicando a su compuerta un pulso positivo corto y se desactiva mediante un pulso negativo corto. Los GTO tiene varias ventajas sobre los SCR: (1) la eliminación de los componentes auxiliares en la conmutación forzada, que da como resultado una reducción en el costo, peso y volumen; (2) la reducción del ruido acústico y electromagnético debido a la eliminación de bobinas de inducción en la conmutación, (3) una desactivación más rápida, que permite frecuencias de conmutación más altas; y (4) una eficiencia mejorada de los convertidores.

En aplicaciones de baja potencia, los GTO tienen las siguientes ventajas sobre los transistores bipolares: (1) una más alta capacidad de voltaje de bloqueo; (2) una relación alta de corriente de pico controlable a corriente promedio; (3) una relación alta de corriente de pulsación pico a corriente promedio, típicamente de 10:1; (4) una ganancia alta en estado activo (corriente del ánodo dividida entre la corriente de la compuerta) típicamente 600; y (5) una señal de compuerta pulsada de corta duración. Bajo condiciones de pulsación de carga, un GTO pasa a una saturación más profunda debido a la acción regenerativa.

El símbolo del GTO se muestra en la figura 11.6.1, la convección de la flecha distingue en primacía de la puerta del GTO del tiristor convencional.

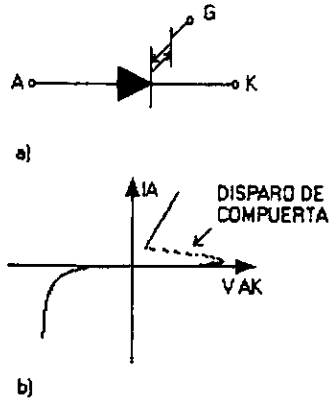


Figura 11.6.1 a) Símbolo eléctrico del GTO, b) Gráfica corriente-voltaje.

## 11.7 IGBT ( TRANSISTOR DE COMPUERTA AISLADA )

Los transistores de compuerta aislada son una combinación del transistor bipolar y de efecto de campo, monolítica realizada en la técnica integrada en una pastilla de silicio, las señales de control se introducen a la compuerta del transistor MOS y la estructura bipolar conduce la corriente de la carga.

Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, similar a un MOSFET de potencia. Tiene menores pérdidas de conmutación y de conducción, en tanto comparte muchas de las características atractivas de los MOSFET de potencia, como la facilidad de excitación de compuerta, la corriente de pico, la capacidad, la velocidad de conmutación de los IGBT es inferior a la de los MOSFET.

El símbolo y el circuito de un interruptor IGBT se muestran en la figura 11.7.1, las especificaciones de corriente de un solo IGBT puede llegar hasta 400 A, 1200 V, y la frecuencia de conmutación hasta 20 KHz. Los IGBT están encontrando más uso en las aplicaciones de potencia media como son los propulsores para motores de cd y ca, fuentes de alimentación, relevadores de estado sólido y los contactores.

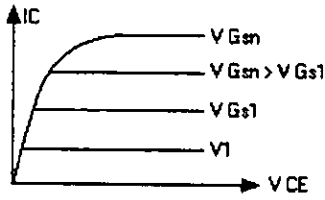
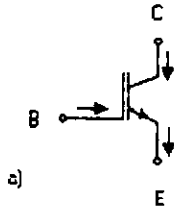


Figura 11.7.1 transistor de puerta aislada IGBT, a) Símbolo gráfico, b) Característica corriente-voltaje.

# CAPITULO III

## TIPOS DE CONVERTIDORES DE DC



## CAPITULO III

### TIPOS DE CONVERTIDORES DE DC

#### III.1 PRINCIPIO DE LOS CONVERTIDORES DE CD/CD

Los convertidores de la corriente continua a corriente continua se aplican para transformar la energía continua al voltaje y a la corriente continua con el valor ajustado ó regulado. Dichos convertidores encontraron la aplicación más amplia en la tracción eléctrica para controlar el arranque y el frenado de los motores eléctricos fraccionarios de corriente continua.

Los convertidores de la corriente continua a corriente continua se pueden aprovechar para el ajuste y la estabilización del voltaje ó de la corriente continuos en el circuito de la carga, en el caso de la fuente con el voltaje no regulado, por ejemplo de las baterías de acumuladores. Los convertidores de este tipo permiten también el acoplamiento de las redes o las fuentes de corriente continua que tiene los valores diferentes de voltaje.

La conversión de la energía de la corriente continua a corriente continua se puede realizar a través de la conversión de dos etapas (el cambio de voltaje constante al voltaje alterno, y luego la rectificación de este voltaje) ó en el modo directo, aprovechando los convertidores de pulsos.

Estos convertidores son también conocidos como " chopper ".

DEFINICION: Un chopper es un equipo a base de semiconductores de potencia. Su funcionamiento es como un transformador de corriente continua, en su entrada ( primario ) tiene un valor de corriente constante y a su salida ( secundario ) la corriente es regulable, desde cero hasta un valor máximo.

#### III.1.1 VENTAJAS DEL SISTEMA CHOPPER

- Como todos sus elementos son estáticos, el mantenimiento se simplifica.
- Ahorro de energía eléctrica ya que el chopper no usa las resistencias tradicionales de arranque y frenado para los motores de tracción.
- Durante el frenado, regenera energía hacia la línea.
- Las partes móviles ó mecánicas son mínimas y aseguran confiabilidad y un mayor tiempo de vida.

### III.1.2 FUNCIONAMIENTO DEL CHOPPER

El chopper es de hecho, un interruptor colocado entre la fuente de corriente continua y los motores de tracción. Este interruptor se controla de tal forma que la relación del tiempo cerrado y abierto varíe, lográndose una tensión media en los motores de tracción.

En la figura III.3.1 se representa un circuito chopper elemental y sus respectivas curvas.

Cuando el tiristor conduce, circula una corriente  $i_{on}$  a través del motor y el tiristor MTH, durante un tiempo  $T$  que es la relación de conducción del tiristor y sus valores son mayores que cero y menores que la unidad ).

Cuando el tiristor deja de conducir, la corriente se desvía por el diodo FWD (  $i_{off}$  ) durante un tiempo  $(1 - \delta) T$ . En este último tiempo, el motor deja de recibir voltaje de la línea.

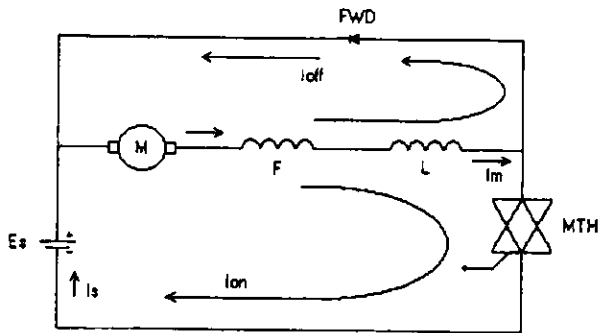
Durante el tiempo de conducción, la corriente la suministra la línea y la forma de onda aumenta de manera exponencial, debido a la inductancia  $L$ .

Durante el tiempo en que el tiristor no conduce, la corriente que anteriormente circulaba por el tiristor se desvía por el diodo de vía libre FWD. La energía electromagnética almacenada en  $L$  provoca una corriente de forma exponencial decreciente que también circula por el motor.

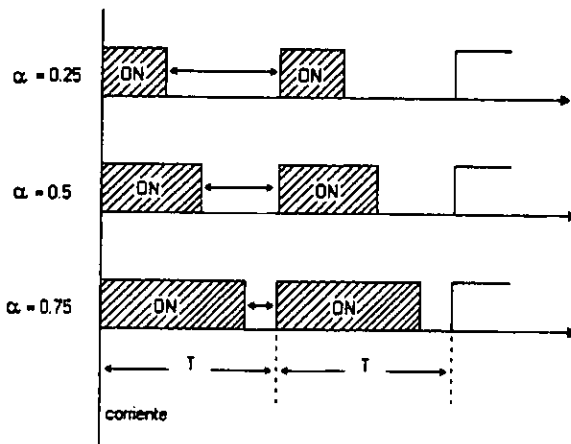
La corriente del motor está constituida por los componentes  $i_{on}$  y  $i_{off}$ , ó sea:

$$i_m = i_{on} + i_{off}$$

La corriente suministrada por la línea (  $i_s$  ) es discontinua y la corriente de los motores (  $i_m$  ) es continua debido al efecto del circuito de conducción libre.



a)



b)

Figura III.3.1 (a) circuito chopper elemental y (b) curvas respectivas del circuito chopper.

### III.2 CONVERTIDOR CON TIRISTORES

Los convertidores de corriente son, entre los convertidores estáticos de conmutación natural, los convertidores más utilizados hoy en día. Diferentes tipos de convertidores de corriente fueron ya realizados con la ayuda de los rectificadores de vapor de mercurio. Con la introducción de los tiristores se ha podido perfeccionar estos circuitos; también se ha producido cierta normalización. En consecuencia, en la actualidad se utilizan casi exclusivamente los montajes en puente.

Los convertidores estáticos de conmutación natural pueden realizar funciones bastante diferentes ya que son capaces de funcionar como rectificador ó como ondulador. Estos dos modos de funcionamiento, así el de un rectificador no controlable, son casos particulares del funcionamiento de un convertidor de corriente. Los convertidores de corriente se caracterizan por el hecho de que permiten realizar la conversión de alterna a continua y viceversa.

Una primera aplicación importante es la alimentación de motores de corriente continua para accionamientos regulados, en instalaciones fijas, ó bien en equipos de tracción.

### III.3 CONVERTIDOR MONOFASICO

El esquema de un convertidor de corriente en montaje monofasico en estrella esta representado en la figura III.3.1. Esta compuesto por un transformador monofasico con dos devanados secundarios y por dos tiristores  $T_1$  y  $T_2$ .

Los dos devanados secundarios están conectados juntos en un punto medio. Por este hecho, este montaje se llama también montaje monofasico con punto medio.

Las dos tensiones  $v_1$  y  $v_2$  en los secundarios forman un sistema bifásico; el desfase entre las dos tensiones es igual a  $180^\circ$ .

Se conecta en serie a cada devanado un tiristor. Los cátodos de los tiristores se unen y forman el borne positivo de la tensión continua  $v_d$ .

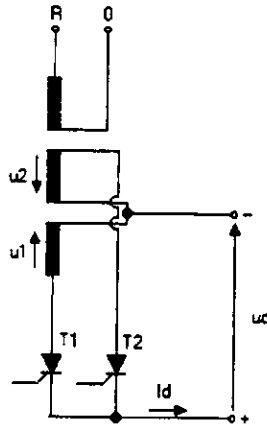


Figura III.3.1 Montaje estrella monofásico

El borne negativo esta constituido por el punto medio de los dos devanados secundarios. Por lo general, este montaje se representa en la forma equivalente ilustrada en la figura III.3.2.

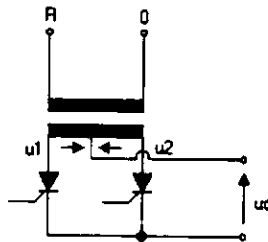


Figura III.3.2 Representación usual de un montaje estrella monofásico.

En efecto, se trata más precisamente de un convertidor de corriente en montaje bifásico en estrella, sin embargo, esta denominación no es usual; refiriéndose a la red de alimentación se habla de más corrientemente de montaje monofásico en estrella.

### III.3.1 FUNCIONAMIENTO

La forma de tensión continua  $v_d$  y la duración de la conducción de los dos tiristores  $T_1$  y  $T_2$  están representados en la figura III.3.3. La tensión continua  $v_d$  está compuesta por sectores senoidales de las tensiones  $u_1$  y  $u_2$ , según el tiristor que conduce la corriente continua. El tiristor que conduce está conectado a la tensión más positiva siempre que haya recibido un impulso de disparo.

El ángulo de retardo  $\alpha$  se mide a partir de la intersección de las dos tensiones  $u_1$  y  $u_2$ . Este punto coincide en este caso con el paso por 0 (cero) de las dos tensiones.

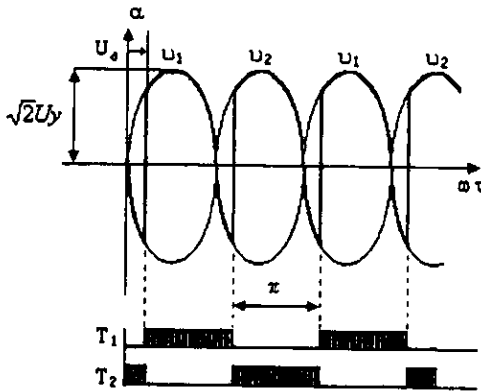


Fig.III.3.3 Forma de tensión continua  $v_d$  y duración de la conducción de los tiristores para un montaje estrella monofásico.

El valor de pico de la tensión continua  $v_d$  es igual a:  $\sqrt{2}U_y$

Donde:  $U_y$  es el valor eficaz de la tensión simple del secundario del transformador.

La corriente continua  $I_d$  circula alternativamente por los dos tiristores  $T_1$  y  $T_2$ . La duración de la conducción de cada tiristor, expresada en ángulo eléctrico corresponde a  $\omega t = 180^\circ = \pi$

### III.4 CONVERTIDOR TRIFASICO

En la figura III.4.1 se representa un convertidor de corriente en montaje trifásico en estrella. Esta expuesto por un transformador trifásico y tres tiristores  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$ . Esta disposición es llamada a menudo montaje trifásico con punto medio.

El primario del transformador debe estar conectado en triángulo, mientras que el secundario debe estar conectado en estrella.

Cada tiristor es conectado en serie con una de las fases del secundario del transformador, el cual suministra las tensiones alternas  $u_1$ ,  $u_2$  y  $u_3$ . Los cátodos de estos tiristores están unidos entre ellos y forman el borne positivo de la salida del convertidor de corriente. La tensión continua  $u_d$  aparece entre este punto común y el punto neutro del secundario del transformador. Este punto neutro constituye el borne negativo de la salida del convertidor de corriente. La carga del circuito de corriente continua, esta conectada entre los dos bornes + y -.

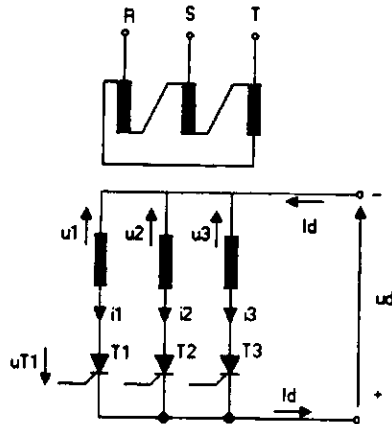


Figura III.4.1 Montaje estrella trifásico.

Para un rectificador simple que no permita el control de la tensión continua, los tiristores se reemplazan por diodos.

El montaje trifásico en estrella se presenta particularmente bien al estudio de los diversos fenómenos que rigen el funcionamiento de un convertidor de corriente. Los resultados obtenidos pueden ser fácilmente extendidos a otros montajes, sobre todo al montaje en fuente trifásico que es actualmente el montaje más empleado ( ver figura III.3.2 ).

### III.4.1 FUNCIONAMIENTO

La forma de la tensión continua  $u_d$ , así como la duración de la conducción de los tiristores  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$  se indican en la figura III.4.2. La tensión continua  $u_d$  está compuesta por una sucesión de sectores de tensiones senoidales  $u_1$ ,  $u_2$  y  $u_3$ . Estas tres últimas forman un sistema trifásico y, en consecuencia, están desfasadas  $120^\circ = 2\pi/3$  las unas en relación a las otras.

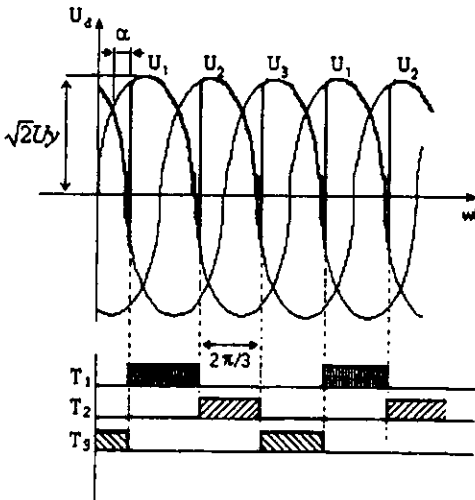


Figura III.4.2 Formas de tensión continua  $U_d$  y duración de los tiristores para un montaje estrella trifásico.

En cada instante conduce un solo tiristor, el que está conectado a la tensión del sistema trifásico más elevada en el momento y a condición de que este tiristor haya recibido un impulso de disparo.

La posición de este impulso, que determina el instante de disparo del tiristor, viene dado por el ángulo de retardo de disparo. Para los convertidores de corriente de conmutación natural, este ángulo se mide a partir de la intersección de dos tensiones de fase positivas.



El valor instantáneo de  $u_a$  no es constante; puede llegar a ser negativo durante un pequeño lapso. No se trata ni de una tensión continua ni de una tensión unidireccional.

La tensión continua  $u_a$  alcanza el valor de pico igual a:  $\sqrt{2}U_y$ ,

Donde:  $U_y$  es el valor eficaz de la tensión simple en el secundario del transformador.

En el caso ideal,  $L = \infty$ , la corriente continua  $i_a$  es constante en función del tiempo. Circula alternativamente por los tres tiristores según la secuencia T1, T2, T3, T1, T2, etc. La duración de la conducción, de cada tiristor expresada en ángulos eléctricos, vale  $\omega t = 120^\circ = 2\pi/3$ .

# CAPITULO IV

## TOPOLOGIAS DE CONMUTACION DEL CONVERTIDOR

# CAPITULO IV

## TOPOLOGIAS DE CONMUTACION DEL CONVERTIDOR

### IV. 1 GENERALIDADES

Los convertidores de DC/DC son ampliamente usados, en el modo de interruptores en la aplicación de un motor de DC. A menudo la entrada a estos convertidores es un voltaje de DC no regulado que se obtiene rectificando el voltaje de la línea y por consiguiente fluctuará debido a los cambios en la magnitud del voltaje de línea. El modo de conmutación de los convertidores de DC/DC son empleados así para convertir la entrada de DC no regulada a una salida controlada a un nivel de voltaje deseado.

Pareciendo hacia adelante la aplicación de estos convertidores, nosotros encontramos que estos convertidores son muy a menudo usados con un transformador de aislamiento eléctrico en el modo de conmutación de DC. Y casi siempre sin un transformadores de aislamiento en el caso de los motores de DC. Por consiguiente, para discutir estos circuitos de una manera genérica, sólo los convertidores no aislados son considerados, desde que el aislamiento eléctrico es una modificación agregada.

Los siguientes convertidores de DC-DC se discuten más adelante:

1. Convertidor "BUCK" STEP-DOWN (reductor)
2. Convertidor "BOOST" STEP-UP (elevador)

La entrada de voltaje a los convertidores es asumido a tener un voltaje interno de impedancia cero, esto puede ser una ocasionado por una fuente de baterías, sin embargo en algunos casos la entrada de voltaje de línea de AC es rectificadas con un diodo, con un gran filtro de capacitores, así proporciona una impedancia interna baja, y también una onda baja en la fuente de voltaje de DC.

En la fase de salida del convertidor, se ha anexado un pequeño filtro que forma parte del convertidor de DC, la salida es asumida y provista de una carga que puede ser representada por una resistencia equivalente, como es el caso en el modo de conmutación en el suministro de la potencia. Una carga del motor de CD (otra de las aplicaciones de los convertidores) puede ser representada con un voltaje de DC con un motor y una resistencia ó una bobina en serie.

## IV.2 CONTROL DE LOS CONVERTIDORES DE CD

En los convertidores de dc, el voltaje medio de rendimiento del convertidor debe controlarse para igualar un nivel deseado, aunque el voltaje de la entrada y la carga del rendimiento pueden fluctuar. El modo de interruptor de los convertidores de DC utilizan uno o más interruptores para transformar la DC, una vez nivelado a otro. En un convertidor de DC con un voltaje de la entrada dado, el voltaje medio del rendimiento se controla, controlando el interruptor de encendido y apagado de las duraciones ( $t_{on}$  y  $t_{off}$ ). Una ilustración del concepto de conversión del modo de interruptor, un convertidor de DC básico se considera en la figura IV.2.1 (a). Este valor medio de  $v_o$ , el voltaje de salida  $v_o$  depende de  $t_{on}$  y de  $t_{off}$ , se muestra en la figura IV.4.1 (b). Uno de los métodos para controlar el voltaje de salida, se emplea un interruptor que conmuta a una frecuencia constante (desde, una conmutación constante a un tiempo de periodo  $T_s = t_{on} + t_{off}$ ), y ajustando la duración de encendido del interruptor para controlar el promedio de voltaje de salida.

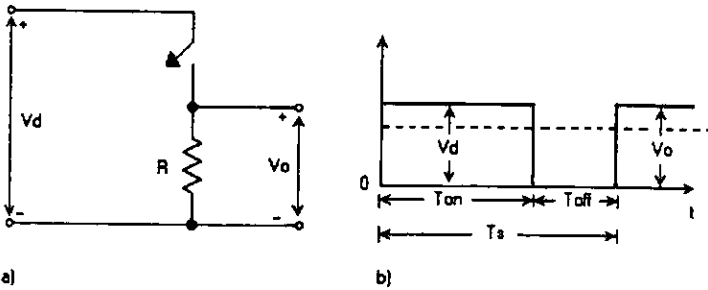


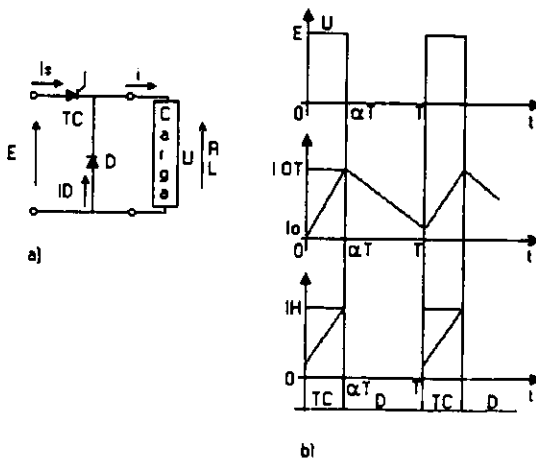
Figura IV 2 1 (a) Convertidor básico de dc/dc, (b) Voltaje promedio del voltaje de entrada y salida

### IV.3 CONVERTIDOR STEP-DOWN (BUCK)

Como su nombre lo implica, un convertidor step-down (reductor) produce un bajo voltaje promedio a la salida  $v_a$ . Esta aplicación es un regulador que suministra potencia de dc para los controles de velocidad de los motores de dc.

En los esquemas que se han mostrado hasta el momento el tiristor controlado TC está colocado en serie con la fuente y la carga figura IV.2.1 (a), ello permite reducir de forma continua la tensión aplicada  $U_{med}$  aplicada a la misma.

Si  $T$  es el periodo de funcionamiento y  $\alpha T$  la duración del intervalo de conducción del tiristor controlado figura IV.2.1 (b).



$$U_{med} = \alpha E, \text{ con } 0 < \alpha < 1$$

Figura IV.2.1 a) Tiristor colocado en serie entre la fuente y la carga. b) forma de onda del tiristor controlado.

- Si la carga es activa, es decir, además de su resistencia  $R$  y su inductancia  $L$ , presenta una f.e.c.  $E'$ , para que la fuente de tensión  $E$  pueda suministrar potencia es preciso que  $E'$  sea inferior a  $E$ .

En este caso, la conducción puede ser continua, anulándose la corriente por el diodo  $D$  dentro del intervalo  $\alpha T$ ; eso da  $U_{med} > \alpha E$ .

Dado el valor de  $E'$ , la conducción discontinua aparece cuando  $i_{med}$  disminuye. En particular, cuando  $i_{med}$  tiende a cero, cualquiera que sea el valor de  $E'$ , el valor medio de  $U$  tiende a  $E$ .

- La fuente que añade alimenta al convertidor debe comportarse como una fuente de tensión, es decir, que la tensión en sus bornes no deba ser afectada por la corriente  $I_H$  que suministra y en particular por las variaciones bruscas de la misma.

Cuando la fuente de tensión  $E$  tiene una inductancia interna importante, debe colocarse un condensador  $C'$  a la entrada del convertidor, figura IV.2.2, este condensador tiene doble efecto.

1) Limita la sobretensión que provoca la inductancia de la fuente cuando se producen variaciones de  $I_H$ .

2) Se comporta como un volante de energía y reduce la ondulación de la tensión  $v$  a la entrada del convertidor.

Cuando se añade este condensador, entre él y la fuente se coloca también una inductancia suplementaria  $L'$ . El conjunto formado por  $C'$  y  $L'$  produce un efecto de filtrado y reduce la ondulación de la corriente  $I_s$  tomada de la fuente.

- Al aumentar la frecuencia se reduce la ondulación de la corriente suministrada a la carga y se hace más fácil el filtrado de la corriente tomada de fuente.

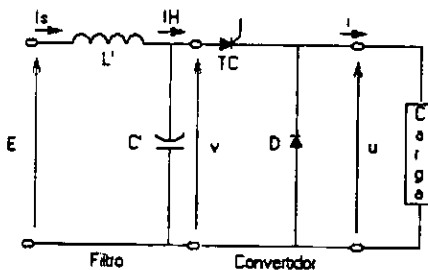


Figura IV.2.2 Muestra el circuito con el capacitor a la entrada del convertidor.

#### IV.4 CONVERTIDOR STEP-UP ( BOOST )

Su aplicación principal es la de un regulador que suministra potencia de dc y el frenado regenerativo de los motores de dc. Como su nombre lo implica el voltaje de salida siempre sea más grande que el voltaje de entrada cuando el interruptor se cierra ( encendido ) cuando el diodo se inclina a ser invertido, así la fase de salida es aislada. La entrada suministra energía a el inductor, cuando el interruptor se abre ( apagado ), la fase de salida recibe energía del inductor desde la entrada.

Una fuente de corriente, de tensión media entre bornes  $U_{med}$ , puede alimentar a una fuente de tensión, cuya tensión  $E$  es superior  $U_{med}$  con ayuda del convertidor de la figura IV.3.1.

Decimos que un generador ó una carga es de corriente cuando la reactancia interna se opone a toda variación brusca de la corriente  $i$  que lo atraviesa.

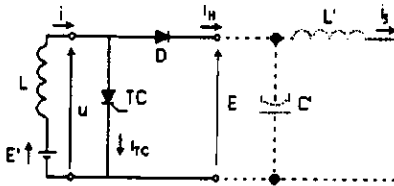


Figura IV.3.1 El montaje de la figura se utiliza sobre todo en el frenado con recuperación de la máquina de corriente continua.

En es el caso de la máquina de corriente continua debido a la inductancia del circuito de su inducido. Además, esta inductancia se aumenta añadiendo una bobina de alisado para reducir la ondulación de  $i$ .

Un aparato de red vista desde sus bornes, se denomina fuente cuando puede funcionar como generador ó como carga según que este dando ó recibiendo energía eléctrica.

El circuito de la figura IV.3.1 se utiliza sobre todo en el frenado con recuperación de la máquina de corriente continua. Entonces funciona como generador, dando corriente a la fuente alimentada mientras funcionaba como motor. Por ello, se dice que el convertidor esta colocado entres dos fuentes.

Para aproximadamente la relación  $u_{\text{med}}$  respecto a  $E$  se desprecia la resistencia de la fuente de corriente, teniendo sólo en cuenta su f.e.m.  $E'$  y su inductancia  $L'$ .

Durante el intervalo  $0 < t < \alpha T$ , el interruptor controlado  $T_c$  conduce, el diodo  $D$  esta bloqueado.

$i_H = 0$ ;  $u = 0$  de:

$$E' - \frac{L di}{dt} = 0$$

Se deduce:

$$i = i_0 + \frac{E' t}{L}$$

Siendo  $i_0$  la corriente al principio de este intervalo. Durante el mismo,  $i$  crece hasta alcanzar el valor  $i_{\alpha T}$  tal que:

$$i_{\alpha T} = i_0 + \frac{E' \alpha T}{L}$$

Durante el intervalo  $\alpha T < t < T$ ,  $D$  conduce,  $T_c$  esta bloqueado:

$i_H = i$ ;  $u = E$ ; de:

$$E' - \frac{L di}{dt} = E$$

Se deduce:



$$i = \alpha T - \frac{(E - E')}{L}(t - \alpha T)$$

La corriente  $i$  decrece

Escribiendo que  $i$  al final del período tiene el mismo valor que al principio del mismo.

$$i_0 = \alpha T - \frac{(E - E')}{L}T(1 - \alpha) = i_0 + \frac{E'}{L}\alpha T - \frac{(E - E')}{L}T(1 - \alpha)$$

Se obtiene:

$$E' = (1 - \alpha)E$$

Como  $L di/dt$  tiene un valor medio nulo por período, la tensión  $u$  tiene un valor medio igual a  $E'$ .

$$U_{med} = (1 - \alpha)E$$

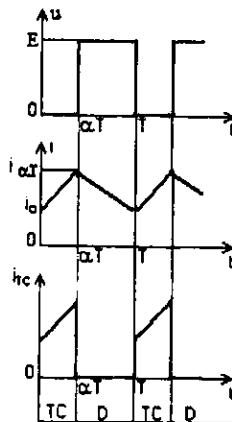


Figura IV.3.2 Muestra las formas de onda de la tensión  $u$  y de las corrientes  $i$  é

$i_{tc}$

- Como parte del convertidor serie.

La conmutación TC- D es forzada ya que la conducción de D hace que la tensión en bornes de TC sea igual a  $+F$ . La conmutación D - TC es natural, ya que al conducir TC se aplica  $-E$  en bornes del diodo D.

Cuando  $i_{med}$  es suficiente, la conducción es discontinua: durante el intervalo  $\alpha T$ ,  $T$ , la corriente  $i$  se anula. En el límite, cuando  $i_{med}$  tiende a cero,  $U_{med}$  tiende a cero cualquiera que sea  $\alpha$ .

Es necesario que la fuente de tensión  $E$  se comporte como una fuente de tensión. Si su impedancia interna es despreciable, debe montarse una capacidad  $C'$  en sus bornes. Si se añade a  $C'$  una inductancia  $L'$  en la figura IV.3.1, puede reducirse la ondulación de la corriente  $i$  suministrada por el troceador.

# CAPITULO V

## APLICACION EN MOTORES DE CD

# CAPITULO V

## APLICACIÓN EN MOTORES DE CD

### V.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL RECORTADOR ( CHOPPER )

Cuando un motor de c.c. se encuentra en reposo su fuerza contraelectromotriz es nula. También que esta fuerza actúa como limitadora de la corriente de armadura. Por lo que la tensión aplicada en el instante de arrancar un motor debe ser inferior a la aplicada en condiciones nominales, é incrementaria progresivamente según aumente la velocidad a fin de mantener constante la corriente durante la fase de arranque.

Esta variación de tensión en los bornes de un motor se logra fácilmente introduciendo en serie con la fuente de alimentación de c.c. y el motor, un reostato cuyo valor ( efectivo ) pueda variarse constantemente, conforme la velocidad aumente.

Considerando un caso ideal en la cual la variación del reostato se hace en forma continua figura V.1, manteniendo constante el par motor; la potencia entregada por la fuente es también constante:  $P = VI$ .

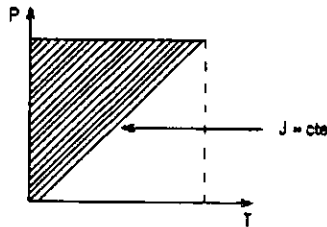


Figura V 1

Fácilmente se observa en la figura que la mitad de la potencia suministrada por la fuente ( parte sombreada ) es disipada por el efecto joule sin provecho alguno.

Una forma de reducir las pérdidas a la mitad es dividir en dos la fuente de alimentación con voltajes de salida iguales a la mitad de la fuente original figura V.2, conectándolos al inicio y en paralelo y después en serie.

De esta forma las pérdidas por efecto joule se reducen a la mitad. Obviamente, si el número de subdivisiones a la fuente de alimentación se incrementa, Dichas pérdidas se reducirán tantas veces como subdivisiones se realicen. Desde hace años una de las tareas de la ingeniería ha sido encontrar un método eficaz de realizar estas subdivisiones.

El uso de los recortadores de corriente, también conocidos con el nombre de chopper, ofrecen la solución a este problema.

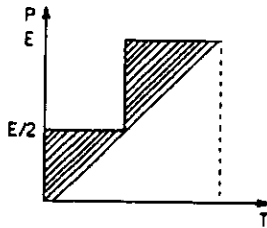


Figura V 2

En la figura V.3 se ilustra el principio de operación de un recortador de corriente, formado por una fuente de c.c.  $E$ , una carga inductiva-resistiva,  $L_m - R_m$ , un diodo  $D_m$  en paralelo a esta última y un interruptor  $S$ .

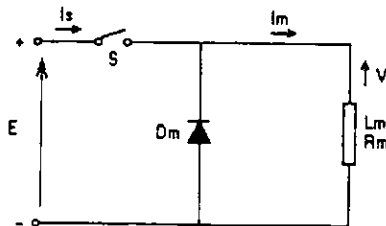


Figura V 3

El interruptor se cierra regularmente a intervalos de tiempo  $T$  y queda cerrado durante un tiempo  $T_1 = \delta T$ , donde,  $0 \leq \delta \leq 1$ . A  $T$  se le llama periodo del recortador y a  $\delta$  ciclo de trabajo del recortador ó relación cíclica. Así pues, la carga es sometida a una tensión  $E$  durante un periodo  $\delta T$  y se abre el circuito durante un tiempo  $(1 - \delta) T$ .

Dado que la carga es inductiva, la corriente  $I_m$  no desaparece en el tiempo  $t + \geq \delta t$ .

El diodo  $D_m$ , llamado "Diodo de vía libre", permite la circulación de la corriente en la carga cuando el interruptor está abierto, y si la corriente de tiempo  $I_m/R_m$  de la carga es grande en relación al tiempo  $T$ , la corriente no se anulará en está.

Cuando el interruptor está cerrado,  $I_m$  se comporta según la ecuación:

$$E = Lm \frac{d I_m}{dt} + Rm I_m + f.c.e.m. \quad (\text{si la carga es un motor})$$

Cuando se abre el interruptor  $I_m$  varia según la ecuación:

$$0 = Lm \frac{d I_m}{dt} + Rm I_m + f.c.e.m.$$

En este último caso, en realidad, la tensión de la carga es pequeña y negativa, pero en comparación con el valor de la fuente de tensión  $E$ , se puede considerar nula.

La tensión media aplicada a la carga es  $E_m = \delta E$  que determina el valor de la corriente en la carga. Obviamente, variando la relación cíclica se pueden ajustar la tensión media en los bornes de la carga.

Esta relación cíclica, puede regularse por medio de una realimentación a partir de una referencia del par motor y de la medida directa de este par, en el caso de que la carga sea un motor.

El recortador permite entonces alimentar una carga a tensión variable a partir de una tensión continua. Conviene mencionar que el interruptor  $S$  puede ser mandado en dos formas diferentes:

- Seleccionando una frecuencia de corte de segmentación ó recorte fija  $f = 1/T$  y variar la duración del cierre del interruptor de 0 a T.
- Seleccionando una duración de cierre T fija y variando la frecuencia de segmentación o recorte.

## V.2 ESQUEMA DE UN RECORTADOR CON TIRISTORES

Con el fin de simplificar el análisis, se estudiara el funcionamiento en régimen estable y suponiendo la constante de tiempo muy grande en relación con el periodo de segmentación. También se considera que la impedancia de entrada de la fuente es nula.

El esquema de recortador a tiristores y las principales formas de onda de él, se muestran en la figura V.2. El interruptor S es reemplazado por los semiconductores Th1, D1, Th2, D2 y el circuito oscilante serie LC. Th1 es llamado tiristor principal y Th2 tiristor de bloqueo. La resistencia R3 tiene el valor:  $1/2 \cdot \sqrt{L/C}$

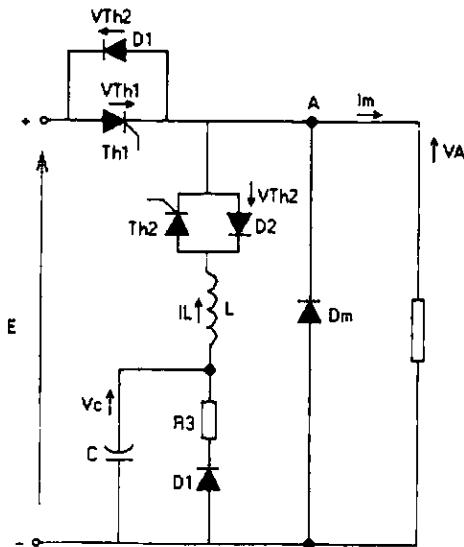


Figura V 2

## V.2.1 PROCESO DE ENCENDIDO DEL TIRISTOR PRINCIPAL

En el instante inicial  $t = 0$  se enciende el tiristor principal  $Th1$  por medio de un impulso en su compuerta; la tensión  $E$  se aplica tanto a la carga como al circuito oscilante LC a través del diodo  $D2$  (despreciándose las caídas de tensión en diodos y tiristores).

El condensador  $C$  se carga. La corriente  $I$  que circula en el circuito de bloqueo puede calcularse resolviendo la ecuación:

$$E = -L \frac{d(-IL)}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t (-IL) dt + V_C$$

Las condiciones iniciales son:

$$\begin{aligned} IL(t=0) &= 0 \\ V_C(t=0) &= 0 \end{aligned}$$

En esta solución no se consideran las pérdidas en el circuito oscilante LC

$$(-I) = E \cdot \frac{\overline{C}}{C} \operatorname{sen} \omega t$$

$$V_C = E (1 - \cos \omega t) \quad \text{donde: } \omega^2 = 1/LC$$

En el instante  $t = \pi/\omega$ , la corriente  $I_C = 0$  y tiende a cambiar de sentido, pero como el tiristor  $Th2$  no está encendido  $IL$  continúa siendo nula; la tensión en el condensador es  $2E$ .

Así pues, la carga del condensador termina en el tiempo  $t = \pi/\omega$ , estando así preparada la extinción ó apagado de  $Th1$ .



## V.2.2 PROCESO DE BLOQUEO DEL TIRISTOR PRINCIPAL

En el instante  $t = 0$  en el que se enciende el tiristor auxiliar, se cierra así el circuito: C se carga inicialmente a  $2E$ , la bobina L ( corriente inicial nula ), Th2 el dipolo Th1 - D1 y E. Una corriente senoidal se establece en el circuito de extinción, suponiendo que los valores de los elementos del mismo son tales que la amplitud de la primera semi-senode de la corriente  $i_L$  es mayor que la corriente  $I_m$  que circula en la carga.

En la figura V.2 se pueden distinguir tres etapas importantes:

a)  $0 \leq t \leq t_1$

De  $t = 0$  a  $t = t_0$  el punto A esta al potencial E.

La corriente  $i$  esta dada por:

$$2E - \frac{1}{C} \int_0^t iL dt = L \frac{diL}{dt} + E$$

Las condiciones iniciales son:

$$\begin{aligned} iL &= (t=0) = 0 \\ V_C &= (t=0) = 2E \end{aligned}$$

Entonces:

$$iL = E \cdot \frac{\bar{L}}{C} \text{sen } \omega t$$

$$V_C = E (1 + \cos \omega t)$$

Entre el instante  $t = 0$ , donde  $iL = 0$ , y el instante  $t = t_0$ , donde  $iL = I_m$ , la corriente en Th1 disminuye hasta el valor cero. Apartir de este momento, una corriente igual a  $(I_L - I_m)$  circula por el diodo D1 hasta que  $iL$  es inferior a  $I_m$ . Esto sucede en  $t = t_1$ , que queda definido por la ecuación:

$$iL(t1) = E \frac{L}{C} \sin \omega t1 = I_m$$

donde:  $\pi/2 < \omega t1 < \pi$

La tensión en el condensador al instante  $t1$  es:

$$\text{Sen}^2 \omega t1 + \text{cos}^2 \omega t1 = 1$$

$$\text{Cos} \omega t1 = (1 - \text{sen}^2 \omega t1)^{1/2}$$

$$\text{sen} \omega t1 = \frac{I_m}{E \frac{L}{C}}$$

$$V_c = E \left( 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{I_m}{E \frac{L}{C}} \right)^2} \right)$$

b)  $t1 \leq t \leq t2$

Apartir del instante  $t = t1$  el dipolo Th1 - D1 deja de conducir:  $(t1 - t0)$  es superior al tiempo de extinción  $t_{ext}$  del transistor principal y el circuito considerado hasta aquí se encuentra interrumpido, por lo que un nuevo circuito de descarga del condensador C debe ser considerado. En este momento, la tensión  $V_c(t)$  en el condensador es aún positiva, el diodo de vía libre está polarizado en inversa por lo que no puede conducir.

Apartir de este momento, la descarga del condensador se realiza a través de la corriente de la carga  $I_m$ .

Esta descarga a corriente constante  $I_m$  continúa hasta el instante  $t = t2$ , a partir del cual cambia de signo la tensión  $V_c$ .

Podemos escribir:

$$i_L(t) = I_m$$

$$V_C(t) = V_C(t_1) - \frac{I_m(t-t_1)}{C} \quad \text{Para } t_1 \leq t \leq t_2$$

$$V_C(t_2) = V_C(t_1) - \frac{I_m(t_2-t_1)}{C} = 0$$

$$t_2 = \frac{V_C(t_1)}{I_m} + t_1$$

c) Para  $t \geq t_2$

A partir del instante  $t = t_2$ , se debe considerar otro circuito de descarga del condensador C, porque cuando la tensión en  $V_C$  tiende a cambiar su polaridad, una parte de la corriente de la carga puede recircular por el diodo de vía libre.

Para  $t \geq t_2$ , el potencial en el punto A vale cero nuevamente  $i_L$  y  $V_C$  se calculan a partir de instante  $t = t_2$ . Tomando el instante de los tiempos en las ecuaciones:

$$L = \frac{dI}{dt} = V_C$$

$$V_c = -\int_0^t \left( -iL - \frac{V_c}{R3} \right) dt$$

Las condiciones iniciales son:

$$iL = (t = 0) = i_m$$

$$V_c = (t = 0) = 0$$

Puesto que:

$$R3 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Este es un circuito de amortiguamiento crítico, las soluciones de las ecuaciones anteriores son:

$$iL = i_m e^{-\frac{t}{\delta}} \left( 1 + \frac{t}{\delta} \right)$$

$$V_c = -i_m \cdot \frac{L}{C} \cdot \frac{t}{\delta} e^{-\frac{t}{\delta}} \quad ; \quad \delta = 2RC = LC$$

De las ecuaciones anteriores la corriente  $iL$  y la tensión  $V_c$  se anulan rápidamente. Al instante  $t3$ , el proceso de extinción del tiristor  $Th1$  está terminado y la tensión  $V_c$  en los bornes del condensador  $(C)$  es nula.

### V.2.3 DIMENSIONAMIENTO DEL CIRCUITO DE EXTINCION LC

En el instante en que enciende el tiristor auxiliar Th2, con el fin de liberar la carga almacenada en el condensador, se provoca el cierre de un circuito constituido por el condensador ( C ) cargado inicialmente a 2E, la bobina L, el tiristor th2, el dipolo formado por la puesta en paralelo del tiristor Th1, t, D1, y la alimentación E. Una corriente sinusoidal IL se establece entonces en el circuito de extinción. Suponiendo que los elementos del circuito están escogidos de tal manera que la amplitud del primer semiciclo de IL, sobrepasa la corriente Im que circula dentro de la carga.

Se debe seleccionar el valor de L y C de tal manera que el tiempo de inversión, siempre sea menor que el tiempo tn durante el cual el tiristor Th1 es sometido a una tensión inversa.

$$(t1 - t2) = t_n \geq t_i$$

Un procedimiento consiste en escoger el valor pico de la corriente IL durante el proceso de extinción, que es igual a dos veces la corriente máxima de carga Im.

La condición de bloqueo de Th1 sera satisfecha para todos los valores de la corriente de carga inferiores ó iguales a Im. Si el periodo propio  $T_0 = 2 \pi \sqrt{LC}$  satisface la relación:

$$\frac{T_0}{3} \geq t1$$

No hay interes en aumentar el valor pico de la corriente IL arriba de 2Im porque ( t1 - t0 ) varia entonces poco y no puede sobrepasar a  $\frac{T_0}{2}$ .

Se pueden escribir las condiciones de bloqueo refiriendose a la ecuación:

$$IL = E \cdot \frac{C}{L} \text{ sen } \omega t$$

Y la desigualdad:

$$\frac{T_0}{3} \geq t1$$

$$E \cdot \frac{C}{L} = 2Im$$

$$\frac{2}{3} \pi \cdot \frac{\bar{L}}{C} = ti$$

Estas dos ecuaciones permiten calcular L y C:

$$L = \frac{3}{4} \pi (Eti)$$

$$C = \frac{3}{\pi} \left( \frac{Im ti}{E} \right)$$

#### V.2.4 CARACTERISTICAS PRINCIPALES DEL SISTEMA

- Admite dos modos de mando del interruptor S, que ya se explicaron anteriormente
- La tensión aplicada a la carga al igual que en los bornes de los semiconductores jamás sobrepasa el valor de la alimentación E.
- Las corrientes de extinción de los tiristores son aplicada de manera progresiva y limitada, protegiéndolos y sin causarles ningún daño.
- El orden de desbloqueo de los tiristores es indiferente.
- La carga y descarga del condensador C se realiza únicamente con las pérdidas inherentes al circuito LC y a los elementos semiconductores.
- Las pérdidas de energía en la resistencia R3 son mínimas cuando R3 es

inferior ó igual a:  $\frac{1}{2} \cdot \frac{\bar{L}}{C}$ , la potencia máxima disipada en esta resistencia

es igual a:  $\frac{LI^2mf}{2}$

### V.3 SELECCIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE

Para seleccionar adecuadamente la frecuencia de trabajo, es preferible comandar al recortador a frecuencia fija y la relación cíclica variable. Para escoger de una manera adecuada la frecuencia de trabajo, se debe prever la influencia sobre el recortador, sobre la utilización y sobre la fuente de alimentación.

#### V.3.1 INFLUENCIA DE LA FRECUENCIA SOBRE EL RECORTADOR

Para lograr con seguridad la conmutación del recortador se necesita un tiempo fijo mínimo igual a 4 ó 5 veces el tiempo de inversión  $t_i$  de los tiristores utilizados. Este tiempo mínimo constituye los topes mínimos y máximos de la relación cíclica. Aumentando la frecuencia de corte se reduce la zona de excursión de  $\delta$  en el período

Si el tope máximo es grande, una parte de la energía de la fuente no puede ser transmitida a la carga, si el tope mínimo es grande, la tensión mínima de salida puede ser demasiado elevada.

Para reducir el valor de los topes se puede trabajar a dos ó más frecuencias en las zonas de  $\delta$  diferentes.

Las pérdidas en el recortador son menores a una frecuencia baja. Se presentan tres tipos de energía disipada en el recortador, que son proporcionales a la frecuencia de corte:

- Pérdidas en la conmutación de los semiconductores
- Pérdidas en la resistencia  $R_3$  conectada en serie con  $D_3$  a los bornes del condensador  $C$ .
- Pérdidas en los circuitos  $R$  y  $C$  de protección de los semiconductores

#### V.3.2 INFLUENCIA DE LA FRECUENCIA EN LOS MOTORES

Cuando se tiene como carga un motor hay que asegurarse que la ondulación de la corriente no sobrepase lo admisible para un motor de corriente continua, tomando en cuenta las pérdidas por calentamiento debido a la componente de alterna de la corriente y una buena conmutación.

Se debe tomar en cuenta que el recortador debe ser dimensionado de tal manera que pueda interrumpir la corriente máxima de la carga y que entre más elevada sea la corriente más cuesta el dispositivo.

En régimen estable. Se puede calcular la ondulación de la corriente de carga refiriéndose a la figura donde la carga es un motor, representado por una bobina  $L_m$  y una resistencia  $R_m$  ( figura V.3.1 ).

La ondulación es nula para  $\delta = 0$ , y  $\delta = 1$  y es mayor para  $\delta = 0.5$

$$(\Delta I_m)_{\max} = \frac{E}{R_m} \tanh \frac{R_m t}{4L_m} \approx \frac{ET}{4L_m}$$

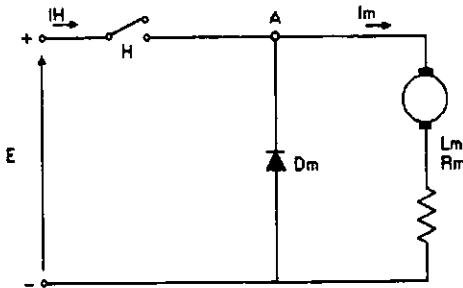


Figura V.3.1 Motor, representado por una bobina  $L_m$  y una resistencia  $R_m$

De la ecuación anterior se puede observar que:

La amplitud de la ondulación es más grande conforme disminuye la frecuencia y también conforme disminuye el valor de la inductancia de la carga. Si la segmentación ó recorte se hiciera a una frecuencia baja se debe proveer en serie con la carga una inductancia grande, que es demasiado costosa y pesada.



### V.3.3 INFLUENCIA DE LA FRECUENCIA SOBRE LA FUENTE DE ALIMENTACION

Al contrario de cómo se ha considerado hasta ahora, la fuente de tensión  $E$  no tiene una impedancia de entrada nula por lo que sí puede provocar problemas al recortador. Así pues se debe considerar una celda de filtración que en su forma más simple puede estar constituida por una inductancia  $L$  y un condensador  $C$ .

### V.3.4 FILTRO LC

Observando el circuito de la figura V.3.2, se aprecia que el condensador  $C_e$  se carga negativamente ( corriente hacia el borne negativo ) durante el tiempo de no conducción del recortador  $H$ , mientras que en el intervalo de tiempo de conducción del recortador se comporta como una fuente, invirtiendo su polaridad ( corriente hacia el punto positivo + ) al momento de descargarse. En todo momento tendremos que la corriente en el recortador es igual a la suma de las corrientes en la bobina del filtro  $L_e$  y  $C_e$ .

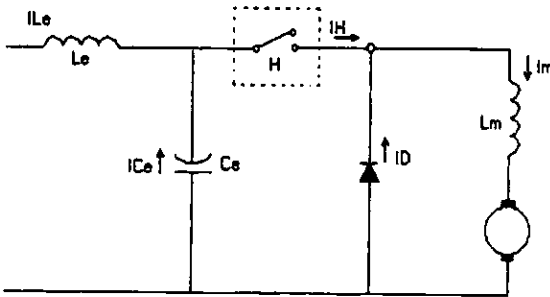


Figura V.3.2

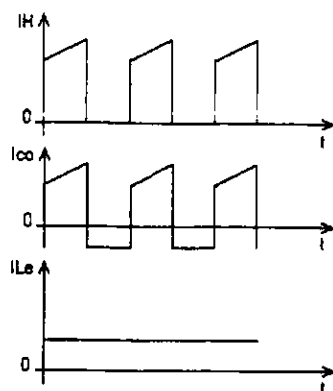


Figura V.3.2 Unión del filtro capacitivo con el recortador y formas de onda.

#### V.3.4.1 FUNCION DEL CONDENSADOR

La función de este condensador es la de suprimir las corrientes pulsantes que pueden pasar hacia el recortador, llevando a estas sobretensiones a un nivel aceptable a la entrada. Estas sobretensiones pueden tener tres orígenes:

- Sobretensiones en línea "catenaria"
- Sobretensiones provocadas por cortes de corriente de carga por los tiristores principales
- Sobretensiones provocadas por el funcionamiento normal del recortador, refiriéndonos al esquema de la figura V.3.4.1 y suponiendo que la corriente de carga  $I_m$  es constante podemos determinar el rizo  $\Delta V_c$  de tensión del condensador.

$$W_e = 2\pi f_e = \frac{1}{LeCe}$$

Con:  $L_t = \text{catenaria} + L_e$

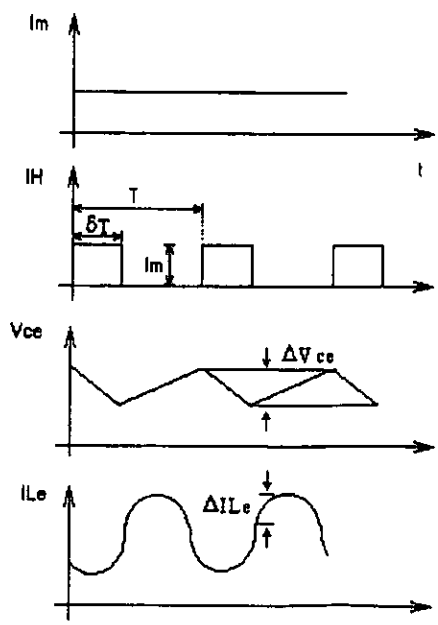
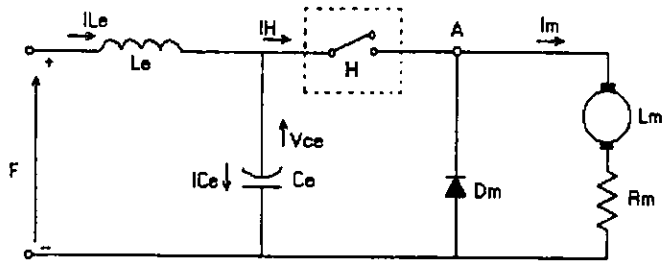


Figura V.3.4.1

Si la frecuencia de corte, es más pequeña que la frecuencia de resonancia ( $f_r$ ) hay varios extremos de la tensión ( $V_c$ ) durante un semiperiodo del recortador. El rizo, pico a pico, máximo de la tensión en los bornes del condensador  $C_e$  vale.

$$(\Delta V_{ce})_{\max} = \frac{2 I_m}{\omega C_e} \frac{1}{\sin \pi \frac{\omega}{\omega_r}}$$

En la figura V.3.4.2, se muestra la influencia de la elección de la relación:

$$\frac{We}{W} = \frac{fc}{f}$$

Sobre la ondulación de tensión en los bornes del condensador Ce. Para limitar sobretensiones a valores razonables, se escoge generalmente:

$$\frac{fc}{f} \geq \frac{1}{2}$$

Hace las sobretensiones demasiado sensibles a las variaciones de la bobina Lt. Esta bobina comprende la bobina de la catenaria, que es un parametro esencialmente variable en tracción eléctrica en función de la distancia que separa a los vehículos de las subestaciones de alimentación.

Para:  $\frac{fc}{f} \leq \frac{1}{3}$  se puede con buena aproximación simplificar la expresión.

$$(\Delta ce)_{\max} = \frac{Im T}{4ce}$$

Se observa que para una misma ondulación de tensión la capacidad del condensador Ce será pequeña si la frecuencia de corte es más elevada.

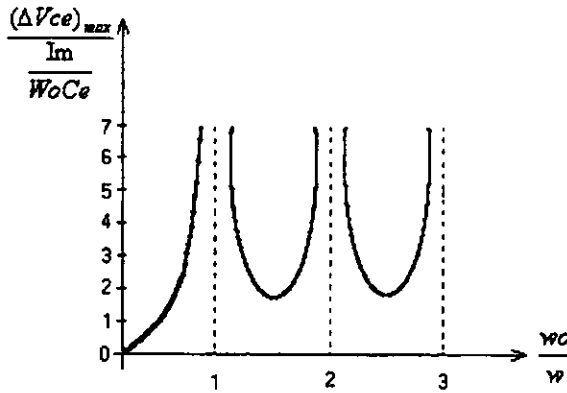


Figura V.3.4.2

### V.3.4.2 FUNCION DE LA BOBINA

La inductancia le reduce la ondulación de la corriente en la catenaria a un valor lo suficientemente bajo tal que no perturbe a otros equipos que se alimentan de la misma fuente.

En la tracción eléctrica esto es particularmente importante pues la presencia de corrientes alternas en la catenaria puede perturbar los circuitos de señalización ó control.

En este caso:  $\frac{fc}{f} < \frac{1}{2}$

El rizo es máximo para  $\delta = 0.5$

Y por lo tanto vale:

$$(\Delta I_{Le})_{\max} = I_m \left( \frac{1}{\cos \frac{\pi \omega_0}{2 \omega}} - 1 \right)$$

La influencia de la relación  $\frac{\omega_0}{\omega}$  sobre la ondulación de corriente esta mostrada en la figura V.3.4.1.

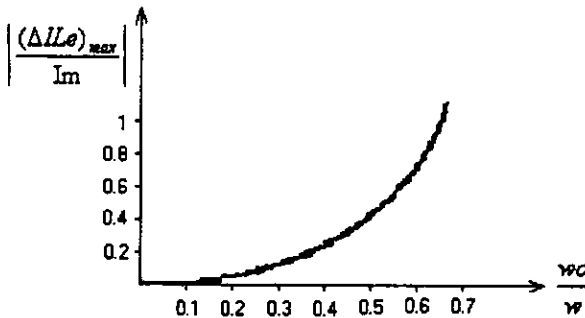


Figura V.3.4.1

Para la relación  $\frac{f_c}{f} < \frac{1}{3}$  se puede simplificar la ecuación y queda como:

$$(I_{Le})_{\max} = \frac{I_m T^2}{32 L_i C_e}$$

Para una misma ondulación de corriente, el valor de la bobina  $L_e$  será más pequeño cuanto más elevada sea la frecuencia de corte.

### V.4 ACOPLAMIENTO ENTRE DOS O MAS RECORTADORES

La selección de la frecuencia de corte es un compromiso entre las necesidades del recortador, su utilización y la fuente de alimentación.

A fin de reducir las dimensiones y el costo del filtro de entrada y de la inductancia de alisamiento, es necesario hacer funcionar el recortador a una frecuencia lo más elevada posible sin embargo, esta frecuencia está limitada por las características propias de los tiristores y por las pérdidas.

Una solución a este problema consiste en acoplar dos ó más recortadores que funcionen a la misma frecuencia pero comandados en forma defasada. El acoplamiento de recortadores permite funcionar a la carga y a la fuente de alimentación a una frecuencia que es múltiplo de la unidad recortadora.

Para multiplicar por las  $n$  frecuencias de estas corrientes se pueden utilizar  $n$  convertidores "entrelazados", figura IV.2.3. Si  $T$  es el periodo de funcionamiento de cada uno de ellos, se declaran los intervalos de conducción  $T/n$ . Haciendo variar de  $\alpha$  0 a  $1/n$ , se varia  $U_{med}$  de 0 a  $E$ .

Cada convertidor debe estar provisto de su inductancia de alisado y de su diodo volante.

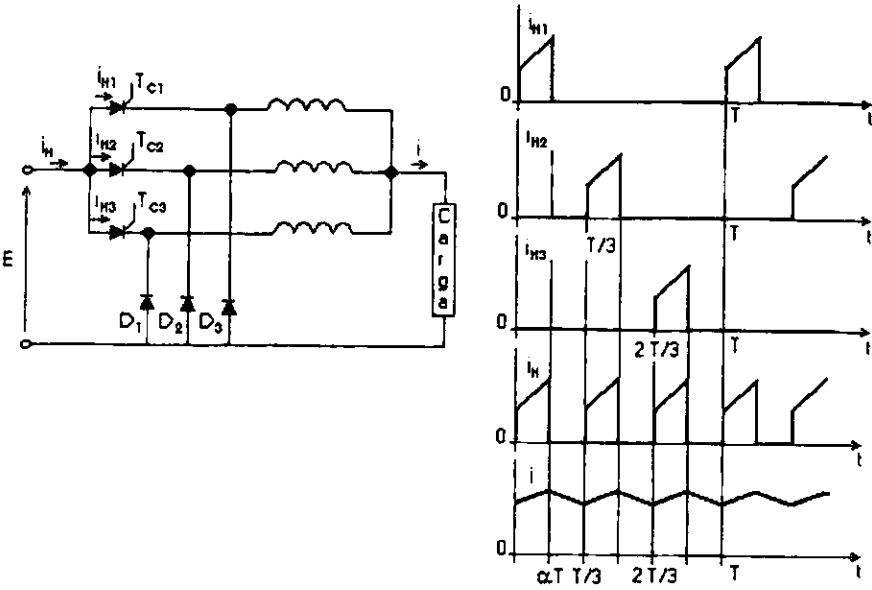


Figura IV.2.3 Muestra el entrelazado de  $n$  convertidores, para multiplicar la frecuencia.

## V.5 RECORTADOR EN EL ACCIONAMIENTO DE ARRANQUE

Hasta este momento se ha tratado todo lo referente al recortador y al filtro de entrada, pero no se ha mencionado la forma en que se puede lograr la corriente casi continua en los bornes del motor.

Para obtener un funcionamiento satisfactorio del motor, se debe recurrir a una bobina conectada en serie con este, a dicha bobina se le llama "bobina de alisamiento ó de choke" y a un diodo  $D_m$  llamado "diodo de descarga".

En la figura V.5.1 se observa el circuito y las formas de intensidad en diferentes puntos de este. La tensión periódica ( pulsos rectangulares ) aplicada al ensamble motor-bobina puede ser descompuesta en una tensión continua ( tensión media ) y una tensión alterna figura V.5.2.

El valor del coeficiente de la bobina de inducción del motor, es muy pequeño comparado con el de la bobina de alisamiento (  $L_m$  ), por lo que la componente de tensión alterna se encuentra en los bornes de la bobina de alisamiento cuyas variaciones de flujo provocan la fuerza contraelectromotriz correspondiente.

Por lo que:

$$V = L \frac{di}{dt} = N \frac{d\phi}{dt}$$

Y:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{L}{N} \frac{di}{dt}$$

O sea que las variaciones de flujo se presentan casi exclusivamente sobre la bobina, apareciendo un voltaje casi constante sobre el motor.

Así pues durante la aplicación de la tensión sobre el circuito, la intensidad suministrada por la fuente, aparece como una cadena de pulsos cuyas partes superiores presentan una pendiente debido al efecto de la bobina.

Cuando el interruptor H esta cerrado, la bobina de alisamiento se comporta como un receptor cargándose con la polaridad ( +, - ) como se observa en la figura V.5.1 (a), despues de la apertura del interruptor, la bobina se comporta como una fuente de energía eléctrica que entrega en forma de campo magnético y su polaridad es ( -, + ), figura V.5.1 (b), descargandose en el circuito del motor por el diodo de descarga.



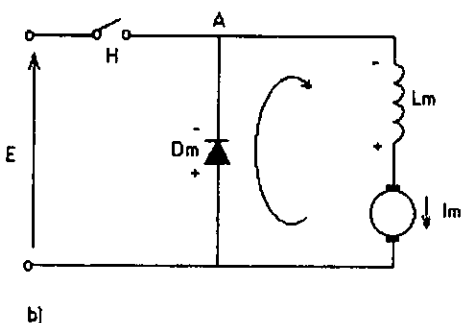
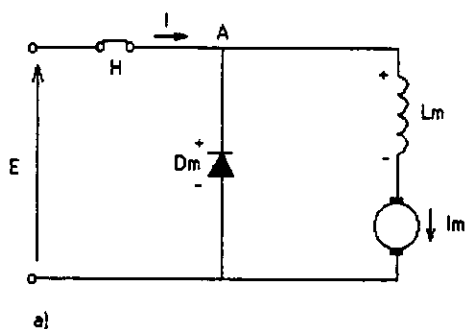


Figura V.5.1

En definitiva el motor es atravesado por una intensidad ondulante, y la tensión que le es aplicada es prácticamente continua. El valor medio de la tensión que aparece sobre el motor es:

$$V_m = VA \frac{T_c}{T}$$

Donde:  $T_c$  = Tiempo de conducción del recortador.

$\frac{T_c}{T}$  = Relación de conducción.

$V_m$  = Tensión media = Tensión del motor.

De esto se desprende, que el recortador se comporta en corriente continua comp un transformador de corriente alterna, cuya relación de transformación es igual a la relación de conducción. En base a esto, podemos obtener la regulación de tensión continua en los bornes del motor con una frecuencia fija y tiempo de conducción variable.

### V.5.1 ESFUERZO TRACTIVO

El esfuerzo tráctivo, desarrollado por la unidad de tracción: como La fuerza aprovechable, en la superficie de contacto de las ruedas, para mover a la unidad y al tren.

El siguiente cuadro resume los factores más importantes que componen al esfuerzo tráctivo.

#### ESFUERZO TRACTIVO:

- El esfuerzo requerido para proporcionar la aceleración
- El esfuerzo requerido para superar la resistencia del tren
- El esfuerzo requerido para vencer las pendientes
- El esfuerzo requerido para superar las curvas

#### V.5.1.1 ESFUERZO TRACTIVO DURANTE LA ACELERACION

Si suponemos que el peso total del tren es de W ( toneladas ) y se requiere una aceleración ( " a " Km/hr /seg ), entonces el esfuerzo tráctivo durante la aceleración será igual a:

$$E.T. = \frac{(\text{peso\_total\_de\_tren}(Kg))(\text{aceleración})(\text{mts/seg}^2)}{9.81}$$

Sustituyendo "W" y "a" se tiene:

$$E.T.acel. = \left( \frac{W(1000)}{9.81} \right) (a) \left( \frac{1000}{3600} \right) Kgf$$

$$E.T. = 28.31W^m a^n Kgf \quad \text{-----} (1)$$

En este cálculo, por simplicidad, se excluye la inercia correspondiente a las partes rotatorias del tren y la fuerza requerida para producir la aceleración de dichas partes (ruedas, ejes, tren de engranes etc.).

En la ecuación (1), que en la práctica se compensa de varias formas a saber:

- Incorporando una constante de aceleración inicial (K<sub>i</sub>) que tiene un valor entre 1.08 y 1.12, de esta forma la ecuación (1) queda de la siguiente manera:

$$E.T.acel = 28.31 K_i W a \quad \text{-----} (2)$$

- Considerando un peso de inercia del tren (W<sub>e</sub>) durante la aceleración, el cual es mayor que (W) en el porcentaje adecuado, (del 8% al 12%).
- Modificando la constante (28.31) a un valor comprendido entre 30.57 y 31.70.

**V.5.1.2 ESFUERZO REQUERIDO PARA SUPERAR LA RESISTENCIA DEL TREN**

Sea (r) la resistencia del tren expresada en Kgf por tonelada de peso del tren, entonces:

$$E.T.resist = W r (Kg) \text{ ----- (3)}$$

Cabe aclarar que la resistencia del tren esta compuesta por:

- La resistencia debida a la fricción del aire en los extremos anteriores y posteriores del tren, que es proporcional al cuadrado de la velocidad aproximadamente.
- La resistencia debida a la fricción superficial en los lados del tren, aproximadamente proporcional a la velocidad y a la carga en el eje.

Existen formulas empiricas, derivadas de curvas experimentales, para calcular los valores de ( r ); pero en general se utilizan las curvas citadas. Un ejemplo de estas curvas experimentales aparecen en la figura V.5.1.2

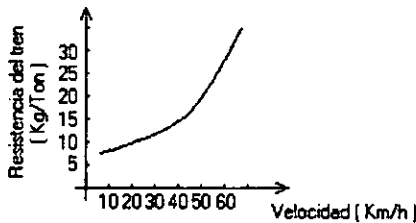


Figura V 5 1 2

### V.5.1.3 ESFUERZO REQUERIDO PARA VENCER LAS PEDIENTES

La pendiente expresada en porciento, por ejemplo  $G = 1\%$  representa un desnivel de un metro en cada 100 metros horizontales. Sea  $G\%$  la inclinación de una pendiente y sea  $\phi$  grados el ángulo de inclinación, de 100 metros de vía con respecto a la horizontal figura V.5.1.3.

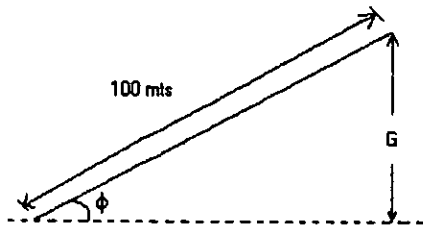


Figura V.5.1.3

Se puede observar que:

$$\text{Sen } \phi = \frac{G}{100} = 0.001G$$

De esta manera la componente del peso del tren es:

$$W \text{ sen } \phi \text{ (tons)} = 0.01 \text{ WG ( tons)} = 10 \text{ WG}$$

$$W \text{ sen } \phi = 10 \text{ WG ( Kg)} \text{ ----- ( 4 )}$$

Cuando el tren está subiendo una pendiente a una velocidad constante, la componente del peso del tren que actúa hacia abajo de la pendiente, tiene que ser vencida por el esfuerzo tráctivo. Cuando se desciende la pendiente la componente ayuda al esfuerzo tráctivo y reduce el proporcionado por la unidad de tracción.

**V.5.1.4 ESFUERZO REQUERIDO PARA DOMINAR LAS CURVAS**

La curvatura se expresa como el radio normal medido en metros ó en grados de curvatura. Un grado de curvatura se génera cuando el tren recorre 100 pies de vía y gira un grado. Ó sea:

$$\text{Curvatura en grados} = R_d = K \frac{30.5(\text{mts})}{\text{Radio\_de\_curvatura}(\text{mts})}$$

Donde:  $K = \frac{360}{2\pi} = 57.3$

Para anchos de vía estándar se ha encontrado que la resistencia ( Rd ) se incrementa en 0.272 Kg, por tonelada del peso del tren, lo que nos lleva a la siguiente fórmula:

$$E T_{\text{curvat}} = 0.272 W R_d \text{ ----- ( 5 )}$$

Resumiendo: ( 2 ), ( 3 ), ( 4 ), ( 5 ).

$$E T = 28.31 W_a + W (r + 0.272 R_d) + 10 W G \text{ ----- ( 1 )}$$

## V.5.2 CONSUMO DE ENERGIA

La energía consumida por la unidad de tracción se obtiene a partir del trabajo realizado por cada uno de los cuatro componentes tractivos.

### V.5.2.1 ENERGIA REQUERIDA PARA LA ACELERACION

El trabajo necesario para acelerar un tren de masa (  $m$  ) hasta alcanzar una velocidad (  $v$  ) es igual al incremento de energía cinética ó sea:

$$Ea = \frac{1}{2}mv^2$$

Sea (  $W$  ) el peso del tren en toneladas y (  $v_1$  ) la velocidad máxima en kilometros por hora, entonces la energía requerida para ecelerar (  $Ea$  ) será igual a:

$$Ea = \left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{W(1000)}{9.81}\right)\left(\frac{v_1(1000)}{3600}\right)^2 (Kg - m)$$

$$Ea = 3.932WV_1^2 (Kg - m)$$

$$Ea = 38.58WV_1^2 (\text{joules } \_ \_ \text{ Watts / Seg})$$

$$Ea = 0.010717WV_1^2 (\text{Watts / hora})$$

Esta fórmula no toma en cuenta la enegía cinética de las partes giratorias, por lo tanto se debe introducir el factor del peso de inercia (  $W_e$  ) considerando en la misma referencia, con la que la ecuación anterior nos queda:

$$E_a = 0.010717 K_1 V_1^2 (\text{Watts / Hora}) \text{-----} (6)$$

### V.5.2.2 ENERGIA REQUERIDA PARA VENCER LA RESISTENCIA DEL TREN

Sea ( D ) la distancia cubierta por el tren en kilometros, entonces el trabajo hecho, ó sea el incremento de energía ( Er ) será igual a:

$$E_{\text{ resist }} = 1000 Dwr$$

$$E_{\text{ resist }} = 2.725 Dwr (\text{ Watts/hora }) \text{-----} (7)$$

Donde: r resistencia del tren en kfg/ton

### V.5.2.3 ENERGIA REQUERIDA PARA VENCER LOS GRADIENTES

Sea la altura ganada ( h ) en metros, entonces:

$$E_g = 1000 Wh (\text{ kg-m })$$

$$E_g = 2.725 Wh (\text{ Watts/hora }) \text{-----} (8)$$



Si ( h ) es la altura ganada por viajar ( D ) kilometros sobre una pendiente ascendente, de gradiente ( G% ) entonces

$$h = 10 DG \text{ ( mts )}$$

#### V.5.2.4 ENERGIA REQUERIDA PARA VENCER LA RESISTENCIA DE CURVATURA

Si ( Rd ) es una curva continua en una distancia ( Lc ), entonces el trabajo hecho para superar esa curva será igual a ( 2.72 Lc W Rd )(kg-m) por lo tanto la energía buscada ( E curvat ) es igual a:

$$E_{\text{curvat}} = 0.7412 Lc W Rd \text{ ( Watts/hora )} \text{ ----- ( 9 )}$$

Sumando las ecuaciones ( 6 ), ( 7 ), ( 8 ) y ( 9 )

Se tiene lo siguiente:

$$E_T = E_a + E_{\text{resist.}} + E_g + E_{\text{curvat.}}$$

$$E_T = 0.010717 K: V^2 W + 2.725 ( D_r + h ) W + 0.7412 Lc Rd W \text{ ----- ( 11 )}$$

Donde: ET es la energía total consumida en watts/hora. El termino " Energía específica consumida" se usa para proposito de comparación y se mide en Watts-hora por tonelada-metro. La expresión para encontrarla es la siguiente:

$$E.E.C. = \frac{\text{Energía\_total\_consumida(Watts - hora)}}{(\text{Peso\_del\_tren})(\text{distancia\_cubierta(tons - metro)})}$$

E.E.C = Energía Especifica Consumida.

## V.6 EL RECORTADOR DE CORRIENTE EN EL FRENADO ELECTRICO

En la actualidad el frenado eléctrico se realiza de dos maneras fundamentales: el frenado reostático y el frenado por recuperación. La energía cinética del vehículo es transformada en energía eléctrica por los motores ( funcionando ahora como generadores ) y disipada en reostatos, en el primer caso; en el segundo caso esa energía se reenvía a la fuente de alimentación.

El frenado eléctrico óptimo, es el frenado por recuperación, pero su principal desventaja consiste en el hecho de que no es posible realizarlo después de que la velocidad ha alcanzado un cierto valor (1/3 ó 1/4 de su velocidad nominal ), ó sea cuando la fem se vuelve menor a la tensión de alimentación siendo máxima la excitación del generador.

La técnica de los recortadores con tiristores da grandes posibilidades al frenado por recuperación. Esto gracias a su dinámica elevada, hacen posible la marcha estable en frenado por recuperación, tanto para motores con excitación serie como para motores con excitación independiente, hasta el paro completo del vehículo. A pesar de eso, una restricción subsiste para la utilización de este modo de frenado, la mayoría de las subestaciones que alimentan las catenarias de corriente continua, son equipadas de rectificadores con diodos que no permiten el reenvío de energía hacia la red de alterna. A partir de este momento la energía reenviada en frenado por recuperación debe ser inmediatamente aceptada por otros utilizadores que trabajan sobre la alimentación; por lo que este sistema debe ser utilizado en vehículos alimentados por catenarias en las redes de gran intensidad de tráfico.

Cuando la recuperación de energía no es posible, se pueden considerar dos soluciones. La más simple es disminuir el frenado eléctrico y sustituirlo por un frenado mecánico. La otra solución consiste en reemplazar instantánea y automáticamente un frenado por recuperación por un frenado reostático. En esta última opción se le llama frenado eléctrico total con recuperación de energía en función de la capacidad de absorción de la catenaria.

## V.7 FRENADO REOSTATICO

En la figura V.7.1 El motor de excitación serie se caracteriza por una bobina  $L_m$  y una resistencia  $R_m$ . La resistencia de frenado  $R_f$  y un recortador representado por un interruptor  $H$  están conectados en paralelo con un motor funcionando como generador.

El interruptor  $H$  es maniobrado a la frecuencia  $1/T$  y queda cerrado durante un tiempo igual a  $\delta T$  con  $(0 \leq \delta \leq 1)$ , durante el cierre del interruptor la tensión en los bornes de la resistencia es nula, durante su apertura la tensión es igual a  $R_f I_f$ . El valor promedio de esta tensión en un periodo de corte vale por lo tanto:

$$(V_{R_f})_{\text{medio}} = I_m R_f (1 - \delta)$$

con:  $\frac{L_m}{R_f} > T$

Todo sucede como si el generador trabajara sobre una resistencia de valor  $R_f (1 - \delta)$ , este dispositivo permite entonces variar el valor de la resistencia equivalente del circuito de un valor nulo para  $\delta = 1$  un valor máximo igual  $R_f$  ( $\delta = 0$ ).

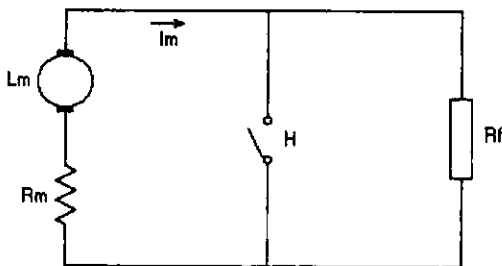


Figura V.7.1

Para obtener un punto de funcionamiento estable, se deben cumplir las dos desigualdades siguientes:

$$R_m < n b < R_f + R_m$$

De esta manera, la corriente proporcionada por la generatriz crece durante el cierre del interruptor y decrece durante su apertura.

### V.7.1 SELECCIÓN DE LA RESISTENCIA DE FRENADO

De este principal problema que existe para el funcionamiento en frenado, porque la selección de la frecuencia de corte resulta, como para el funcionamiento en tracción, de un acuerdo entre las características del recortador.

En la mayoría de los casos la ondulación de la corriente deberá ser limitada por medio de una bobina de choke.

Generalmente en el momento del frenado, se desea poder regular la corriente entregada por el generador, entre un valor máximo  $(I_m)_{max}$  y un valor mínimo  $1/\delta (I_m)_{max}$ , ( en la práctica  $1 \leq \delta \leq 5$  ). La velocidad puede llegar a un valor máximo  $(N_{max})$ . El valor de la resistencia, estara determinado para permitir la salida de la corriente minima a la más alta velocidad.

$$R_f = \frac{N_{max} a}{(I_m)_{max}} + N_{max} b$$

La tensión en los bornes de la resistencia de frenado y en los bornes del recortador es máxima para:

$$I_m = (I_m)_{max}$$

$$(V_H)_{max} = (V_{RF})_{max} = N_{max} a + N_{max} b (I_m)_{max}$$

El recortador puede ser sometido a una tensión máxima mucho más grande que la fem máxima del generador, la diferencia entre esas dos tensiones esta dada por:

$$(V_H)_{max} - (V_{gen})_{max} = N_{max} a (\rho - 1)$$

En caso de una máquina saturada, se obtiene la siguiente relación.

$$(V_H)_{\max} = \rho (V_{gen})_{\max}$$

En el circuito típico de un frenado reostático con recortadores se muestra en la figura V.7.2

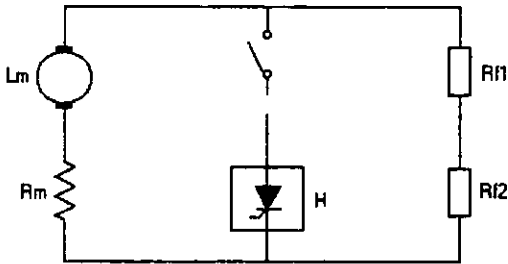


Figura V.7.2

## V.7.2 FRENADO POR RECUPERACION

### V.7.2.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

El recortador representado por la letra H, figura V.7.2.1, esta de nuevo conectado en paralelo sobre el motor. El valor promedio de la tensión en los bornes del recortador sobre un periodo corto vale

$$(V_H)_{med} = E (1 - \delta)$$

Si la corriente  $I_m$  presenta poca ondulación, para el generador todo sucede como si se entregara sobre una resistencia de valor  $\frac{E}{I_m} (1 - \delta)$ , para esta resistencia equivalente es nula. Para  $\delta = 0$  es máxima y tiene por valor  $\frac{E}{I_m}$

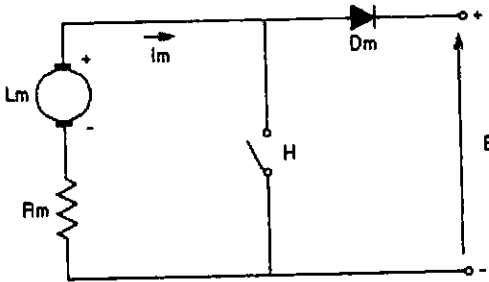


Figura V.7.2.1

La corriente reenviada a la catenaria de alimentación vale cero cuando el interruptor H esta cerrado y vale  $I_m$  cuando esta abierto; su valor medio sobre un periodo de corte es por consiguiente  $I_m (1 - \delta)$ .

Linealizando la relación entre el flujo y la corriente del generador, la evolución de la corriente es como sigue:

$$I_m = \frac{Na}{Rm - nb} (1 - e^{-\frac{t}{\delta 1}}) + I_m e^{-\frac{t}{\delta 1}}$$

Para:  $0 \leq t \leq \delta T$

$$I_m = \frac{Na - E}{Rm - Nb} (1 - e^{-\frac{t - \delta T}{\delta 1}}) + I_m e^{-\frac{t - \delta T}{\delta 1}}$$

Para  $\delta T \leq t \leq T$

Con

$$\delta 1 = \frac{Lm}{Rm - Nb}$$

Y

$$\delta 2 = \frac{Lm}{Rl + Rm - Nb}$$

Para obtener un punto de funcionamiento estable, se tienen que satisfacer las siguiente desigualdades:

$$Rm < Nb$$

Y

$$Na + Nb Im < E + Rm Im$$

El primer miembro de la segunda desigualdad da el valor de la fem desarrollada por el generador al fin del intervalo  $T1 = \delta T$ , entonces, es necesario que esta tensión sea inferior a la tensión de la catenaria de alimentación.

Cuando el frenado se realiza a gran velocidad, es a menudo imposible satisfacer la segunda desigualdad. Conservando los mismos principios de frenado se puede utilizar, en este caso el esquema de la figura V.7.2.2.

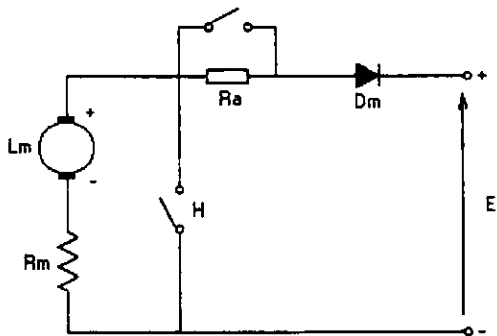


Figura V.7.2.2

La resistencia  $R_a$  introduce durante el frenado a gran velocidad, pudiéndose cortocircuitar cuando la velocidad del vehículo haya disminuido.

El esquema de la figura V.7.2.3, muestra el cambio de acoplamiento que se deba hacer para pasar de la posición "tracción" a la posición de "frenado por recuperación", en el momento del frenado.

La energía mecánica del motor se convierte en energía eléctrica y se transmite a las bobinas  $L_s$  y  $L_m$  que constituyen un dispositivo de energía, de donde cantidades de importancia más ó menos grandes son dirigidas a la catenaria de alimentación, dependiendo del encendido del  $Th_1$  ó  $th_2$  y de la frecuencia de estas se regula la intensidad promedio de la corriente del motor y en consecuencia la del par del frenado.



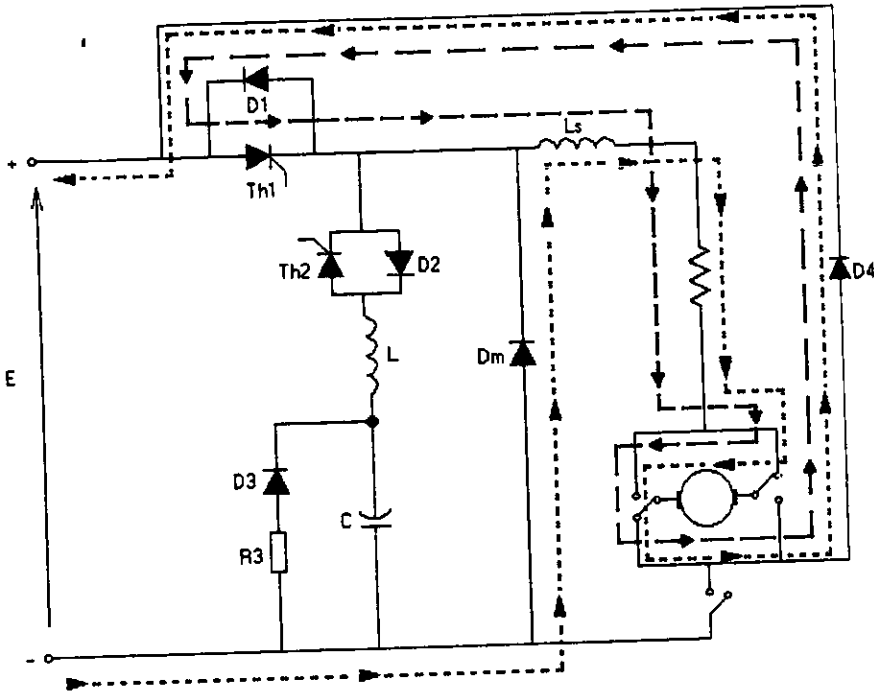


Figura V 7.2.3

## V. 8 FRENADO MIXTO

La figura V.7.2.2 muestra el montaje, en relación a la figura V.7.2.1, utilizada para el frenado por recuperación, el circuito establecido para el frenado mixto admite un dipolo suplementario en paralelo sobre el tiristor principal. Este dipolo está constituido por la resistencia de frenado  $R_f$  en serie con el tiristor  $Th_3$ .

Para realizar un frenado por recuperación no se manda al tiristor  $Th_3$ . Tomando como origen de los tiempos el instante en el cual se enciende el tiristor de bloqueo  $Th_2$ , se encuentra en la figura V.8.1, el procedimiento conocido de la extinción del tiristor  $Th_1$ .

La corriente de línea  $i_o$  ha tomado el valor de  $-i_m$  en el tiempo  $t$  y lo conserva hasta que se prenda el tiristor principal en el instante  $t_4$ . El motor funciona como generador y reenvía energía a la línea de alimentación; este es el frenado por recuperación que se ha descrito anteriormente.

El principal interés de este esquema es permitir la realización de un frenado mixto, reenviando solamente una parte de la energía a la catenaria, el resto se disipa en una resistencia.

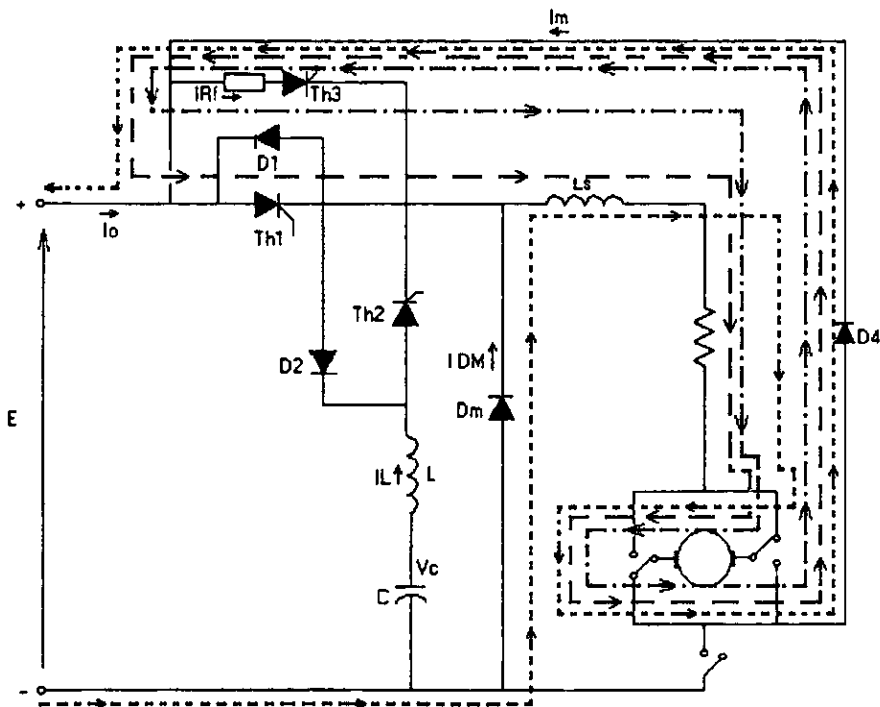


Figura V.8 1

Para la realización de este frenado, se enciende el tiristor  $Th3$  en un tiempo  $t_r$  regulable, intermedio entre los instantes de encendido de los tiristores  $Th2$  y  $Th1$ , antes del encendido de  $Th3$  el montaje funciona en frenado por recuperación. En el instante  $t_r$  la corriente  $i_m$  se envía por la resistencia  $R_f$  y el tiristor  $Th3$  en lugar de ser enviada a la catenaria, y produce en  $R_f$  una transformación de energía eléctrica a energía calorífica.

Si la tensión  $R_f i_m$  es inferior a la tensión de la catenaria de alimentación la corriente  $i_o$  se anula. La corriente  $i_{Rf}$  continua circulando hasta el cebado,  $Th1$  en el instante  $t_4$ . En este momento, el tiristor  $Th1$  conduce la corriente del motor  $i_m$  y la corriente  $i_{Rf}$  se anula.

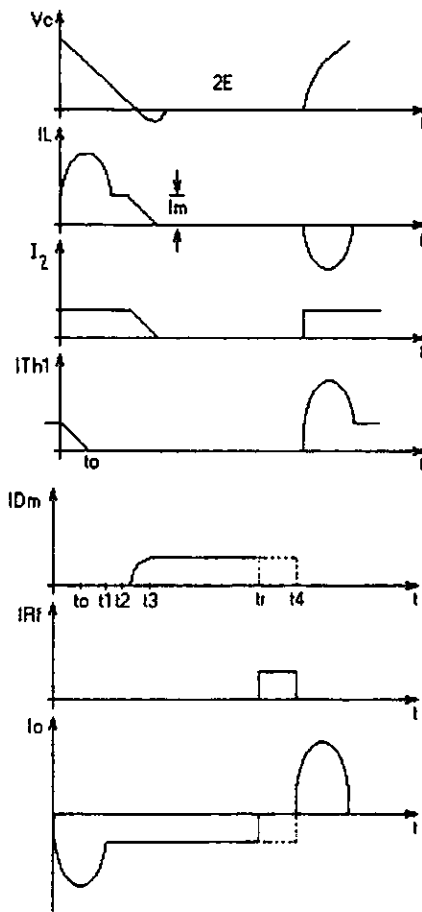


Figura V 8.2

La energía disipada en la resistencia  $R_f$  será más grande si el cebado de Th3 sigue más de cerca el cebado de Th2. En este caso la catenaria no admite ninguna recuperación de energía, el encendido de Th3 se hace con un ligero retraso sobre el de Th2, se realiza entonces un frenado puramente reostático.

La regulación de la fase de los impulsos de encendido de Th3 permite realizar una dosificación entre los dos modos de frenado, mientras que la regulación de la fase de los impulsos del Th2 acciona sobre el valor de la corriente del motor, es decir sobre el par de frenado.

CAPITULO VI

CONCLUSIONES

# CAPITULO VI

## CONCLUSIONES

### CONCLUSIONES

La utilización de recortadores sobre sistemas que requieren el control de motores de corriente directa, presenta ciertas ventajas en comparación con la utilización de sistemas electromecánicos las cuales son: 1) ajustar la tensión en los bornes de los motores con pérdidas muy bajas, 2) permiten suprimir los contactos móviles que se encargan de realizar la conmutación y de este modo evitar el desgaste de los mismos, 3) eliminar los saltos bruscos del esfuerzo de tracción que resultan del puenteo paso a paso de las resistencias, dando más seguridad para los usuarios, 4) disminuye los riesgos de patinaje dando una mejor adherencia, 5) hay reducción en la corriente de línea de arranque, 6) se reduce la potencia de los circuitos de control, 7) existe un menor calor en el túnel y 8) su mantenimiento no es tan complicado.

Los accionamientos de velocidad variable con motores han alcanzado la fase industrial. Su desarrollo ayudado por la inquietud relativamente reciente de ahorro de energía, ahora es rápido.

La tecnología en estos accionamientos se ha aprovechado generosamente de la experiencia adquirida durante muchos años, en los accionamientos con motores de corriente continua, alimentados con rectificadores ó bien con recortadores. Esta experiencia ha permitido obtener desde el principio una gran fiabilidad.

Se persiguen desarrollos técnicos en el campo de las máquinas rápidas, con nuevas estructuras, y de convertidores de mayor frecuencia para su alimentación.

Para las pequeñas potencias se esperan progresos en el campo de los transistores de potencia. Para grandes potencias, la alimentación directa con media tensión impulsa el desarrollo de tiristores de tensión elevada con control óptico, lo que simplifica los circuitos de control y los problemas de aislamiento.

En la mayoría de las situaciones industriales de control. Los motores se operan directamente de las líneas de suministro de corriente alterna ó de corriente directa. Es decir, las terminales de los devanados del motor se conectan directamente a las líneas que suministran la corriente eléctrica.

En estas situaciones, el acoplamiento eléctrico operativo del motor es determinado por la naturaleza de la carga mecánica conectada al eje del motor. En términos sencillos, si la carga es fácil de manejar el motor tendera a entregar un par relativamente pequeño y girara a una velocidad alta.

Si la carga es difícil de manejar el motor tenderá a entregar mucho par y girará a una velocidad menor.

En las situaciones industriales modernas, hay muchas aplicaciones que requieren que el operador sea capaz de intervenir en el control de la velocidad del motor. Tal control generalmente se logra mediante tiristores. La combinación del motor él ó los tiristores de control y los componentes electrónicos asociados es conocida como, sistema de control de velocidad.

La electrónica de potencia posibilita el uso de convertidores de corriente que sean fuentes de tensión variables por excelencia. Se puede variar muy rápidamente la tensión continua sólo con una pequeña potencia de control. Estas propiedades son muy favorables para la realización de circuitos de regulación de alta calidad.

Los accionamientos regulados que utilizan motores de corriente continua han alcanzado hoy en día un nivel de características muy elevadas y se comprueba una normalización casi completa de los circuitos de potencia y de regulación.

Los diodos y transistores se pueden utilizar como interruptores en circuitos electrónicos. Un diodo que responde a la señal está conmutando, y se transforma en un circuito abierto ó un circuito cerrado según la dirección de su corriente y voltaje.

Un transistor puede conmutarse por medio de una tercera terminal, la base ó compuerta, un transistor bipolar se modela como un interruptor en serie con un voltaje de saturación de 0.2 V, el transistor esta cerrado ( en saturación ) cuando  $I_b > I_c/\beta$ , y esta abierto ( en corte ) cuando  $V_{be} \leq 0.3$  V. Cuando esta cerrado, un transistor bipolar puede conducir corriente solamente en una dirección; Del colector al emisor en un tipo npn.

Los diodos y los transistores son interruptores casi ideales cuando están abiertos, la corriente de "abierto" es típicamente de nanoamperes. Cuando están cerrados estos dispositivos no son tan ideales. Un diodo tiene una caída de voltaje de aproximadamente 0.7 V, un transistor bipolar tiene un voltaje de saturación de cerca de 0.2 V.

Un SCR es útil en conmutación de gran potencia. Se vuelve conductor cuando un impulso de corriente se aplica a la compuerta. Este permanece cerrado hasta que el voltaje de ánodo a cátodo sea invertido. Los SCR se consiguen en miles de capacidades de corriente y de voltaje.

La utilización de recortadores sobre vehículos con motores de corriente directa, presenta ciertas ventajas en comparación con la utilización de sistemas electromecánicos, las cuales son las siguientes:

**ESTA TESIS NO SALE  
DE LA BIBLIOTECA**

- 1) Permite ajustar la tensión en los bornes de los motores con pérdidas muy bajas
- 2) Permite suprimir los contactos móviles encargados de realizar la conmutación a plena intensidad y por esto sometidos a desgastes rápidos
- 3) Elimina los saltos bruscos del esfuerzo de tracción que resulta del puenteo paso a paso de las resistencias, reflejándose como un aumento del confort del usuario
- 4) Disminuye los riesgos de patinaje proporcionando un mejor aprovechamiento de la adherencia
- 5) Existe una reducción de la corriente de línea de arranque
- 6) Reducción de la potencia de los circuitos de control
- 7) Menor calor en el túnel
- 8) Mantenimiento sistemático

Como ya se ha observado en el esfuerzo tractivo hay muchos factores que se tiene que considerar, como el esfuerzo para proporcionar la aceleración, el esfuerzo requerido para superar la resistencia del tren, el esfuerzo para vencer las pendientes y el esfuerzo para vencer las curvas, y de aquí hay otros factores que también son importantes considerar, como el consumo de energía.

Partiendo del reposo se obtiene una aceleración aproximadamente constante durante el periodo en el cual el voltaje aplicado a los motores va siendo incrementado progresivamente, cuando se aplica el voltaje nominal a los motores de tracción, los cuales van aumentando su velocidad pero con un decremento-constante de aceleración, si la potencia se sigue suministrando después de un tiempo la velocidad tendra a estabilizarse cuando alcance su valor de equilibrio, en la velocidad de equilibrio el esfuerzo tractivo desarrollado por los motores se utiliza únicamente en vencer la resistencia del tren.

Cuando la potencia se corta, se requiere de cierta energía para vencer la resistencia del tren, dicha energía proviene de la energía cinética del tren, como consecuencia la velocidad disminuye constantemente, este periodo se conoce como carrera libre.

Finalmente se aplican los frenos produciendo una fuerza de frenado y por lo tanto una fuerza de desaceleración, el tren se detiene, a este periodo se le llama tiempo de frenado.

En los cálculos preliminares es usual hacer ajustes, para facilitar los mismos, se supone una aceleración constante partiendo de una velocidad máxima ( $V_i$ ), la magnitud de dicha aceleración es igual a ( $"a"$ ), la carrera libre tiene lugar a una velocidad constante, el periodo de frenado se realiza con una desaceleración constante ( $"b"$ ), desde una velocidad ( $V_i$ ) hasta una velocidad iguala cero.

Si ( $"D"$ ) es la distancia cubierta, entonces " $t_1$ " sera el tiempo necesario de aceleración para alcanzar una velocidad de  $V_i$ .

Para optimizar el programa de recorrido del tren, se hace necesario conocer el comportamiento de sus diferentes parámetros, tales como la velocidad, espacio recorrido tiempo empleado en recorrer dicho espacio, energía utilizada y aceleración requerida. Es también necesario conocer la relación que guardan entre sí los parámetros antes citados.

En el sistema de transporte colectivo metro de la ciudad de México, el patrón recorrido que realiza un tren entre una estación y la otra, se diseña a partir la curva aceleración-velocidad, obtenida prácticamente para las etapas de arranque, carrera libre y frenado, cabe aclarar que en la obtención de esta curva, así como el análisis subsecuente se considera el conjunto de unidades motrices y remolques como una sola unidad. La curva aceleración-velocidad, se realiza por medio de aparatos de medición de velocidad y de aceleración y la conjugación de las lecturas de los mismos por medios de un registrador. De esta manera se obtiene directamente la gráfica en cuestión.

El frenado óptimo es el frenado por recuperación, pero su principal desventaja consiste en el hecho de que no es posible realizarlo después de que la velocidad ha alcanzado un cierto valor,  $1/3$  ó  $1/4$  de su velocidad nominal.

La técnica de los recortadores con frictores da grandes posibilidades la frenado por recuperación, gracias a su dinámica elevada, hacen la marcha estable en el frenado por recuperación.

Cuando la recuperación de energía no es posible, se pueden considerar dos soluciones, la más simple es disminuir el frenado eléctrico y sustituirlo por un frenado mecánico, la segunda opción sería en reemplazar instantánea y automáticamente un frenado por recuperación reostático, a esta segunda opción se le llama frenado eléctrico por recuperación de energía en función de la capacidad de absorción de la catenaria.

Ahora para el frenado mixto es una combinación ya que en este frenado también se utiliza el frenado por recuperación, una parte de la energía es reenviada a la catenaria y el resto de la energía se disipa en una resistencia

Por lo tanto, la conversión de corriente alterna a corriente continua (a.c/dc) resulta de las más frecuentes de todos los equipos electrónicos de potencia, creándose de esta forma un bus de continua al que se conecta directamente la carga, ó un convertidor continua/continua (dc/dc) ó un convertidor continua/alterna (dc/ac), según se desee aplicar a la carga tensión continua ó alterna.



## **BIBLIOGRAFIA**

**POWER AND ELECTRONICS CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN**

**NED HOMAN**

**TORRE M. UNDELAND**

**WILLIAM P. ROBBINS**

**ED. JOHN WILR AND SONS, 1989.**

**ELECTRONICA DE POTENCIA CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES**

**MUHAMMAD H. RASHID, 2ª EDICION**

**ED. PRENTICE HALL, 1995.**

**TIRISTORES Y TRIACS, CIRCUITECA DE ELECTRONICA**

**HENRI LILEN**

**ED. MARCOMBO, SA BARCELONA ESPAÑA, 1996.**

**ARTICULO DEL CIEP TENDENCIAS FUTURAS EN LA CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA EN SISTEMAS DE ALIMENTACIÓN, CUERNAVACA, MEXICO AGOSTO DE 1993.**

**NOTAS DE ELECTRONICA DE POTENCIA SECCION DE ESTUDIOS DE POSGRADO É INVESTIGACIÓN.**

**ESIME, IPN.**

**DR. LESZEK KAWECKI, ENERO 1997.**

**ELECTRONICA DE POTENCIA, LOS CONVERTIDORES ESTATICOS DE ENERGÍA**

**GUY SEGUIER**

**ED. MARCOMBO**

**ELECTRONICA INDUSTRIAL, DISPOSITIVOS Y SISTEMAS**

**TIMOTHY J. MALONEY**

**PRENTICE HALL**

**ELECTRONICA TEORIA DE CIRCUITOS**

**ROBERT BOYLESTAD**

**LOUIS NASHIELSKI**

**PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA S.A. , 4ª EDICIÓN**

**POWER SEMICONDUCTORS CIRCUITS**  
**S.B. DEWAN**  
**A. STRAUGHEN**  
**WILEY- INTERCIENICE PUBLICATION**  
**ED. JOHN WILEY AND SONS.**

**TRIACS Y TIRISTORES**  
**FRITZ BERGTOLD**  
**ED. CEAC/CALLE PERU, 164/BARCELONA.**

**APUNTES: NOTICIAS DEL CHOPPER**  
**SISTEMA DE TRANSPORTE COLECTIVO "METRO".**

**CONTROL ELECTRONICO DE LOS MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA**  
**COLECCIÓN ELECTRONICA/INFORMATICA**  
**R. CHAUPRADE**  
**ED. GUSTAVO GILL, S.A. BARCELONA 1983**