

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

ANÁLISIS DE LOS MÉTODOS DE REGULACIÓN DE ENERGÍA EN
RECTIFICADORES, CASO PRÁCTICO: DISEÑO DE UN
CONVERTIDOR DC-DC DE ALTA FRECUENCIA

TESIS

PRESENTADA A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR

JOSÉ VALDEMAR MOLINA MAYÉN

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA

GUATEMALA, JULIO DE 1,997

08
†(4037)
04

HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR

Cumpliendo con los preceptos que establece la ley de la Univerdidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de tesis titulado:

PROPIEDAD DE LA UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
Biblioteca Central

ANÁLISIS DE LOS MÉTODOS DE REGULACIÓN DE ENERGÍA EN
RECTIFICADORES, CASO PRÁCTICO: DISEÑO DE UN
CONVERTIDOR DC-DC DE ALTA FRECUENCIA

Tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica con fecha 29 de julio de 1,996. No. de ref. EIME.201.96.


JOSÉ VALDEMAR MOLINA MAYÉN

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

MIEMBROS DE LA JUNTA DIRECTIVA

DECANO	Ing. Herbert René Miranda Barrios
VOCAL 1	Ing. Miguel Ángel Sánchez Guerra
VOCAL 2	Ing. Jack Douglas Ibarra Solórzano
VOCAL 3	Ing. Juan Adolfo Echeverría
VOCAL 4	Br. Víctor Rafael Lobos Aldana
VOCAL 5	Br. Wagner Gustavo López Cáceres
SECRETARIA	Inga. Gilda Marina Castellanos Illescas

TRIBUNAL QUE PRÁCTICO EL EXAMEN GENERAL PRIVADO

DECANO	Ing. Roberto Mayorga Rouge
EXAMINADOR	Ing. Edwin Ramon Rodas Solares
EXAMINADOR	Ing. Angel García Martínez
EXAMINADOR	Ing. Felipe Robles
SECRETARIO	Ing. Pedro Aguilar Polanco

Guatemala 4 de noviembre de 1996

Ingeniero
Julio César Solares Peñate
Coordinador Area Electrónica
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Facultad de Ingeniería
Universidad de San Carlos de Guatemala.

Estimado Ingeniero Solares:

Por medio de la presente le comunico que he examinado, estudiado y discutido el trabajo de tesis titulado "**Análisis de los métodos de regulación de energía en rectificadores, caso práctico: Diseño de un convertidor DC-DC de alta frecuencia**". asignado al estudiante José Valdemar Molina Mayén y considero que se cumplieron los objetivos planteados así como que se hicieron las enmiendas que consideré necesarias, por lo que me permito emitir el dictamen favorable, aprobando el trabajo como tesis de graduación.

El autor de esta tesis y su asesor son responsables por el contenido y conclusiones de la misma.

Atentamente,



Ing. Romeo Neftalí López Orozco
Asesor-Nombrado

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERIA

Escuelas de Ingeniería Civil, Ingeniería
Mecánica Industrial, Ingeniería Química,
Ingeniería Mecánica Eléctrica, Técnica
y Regional de Post-grado de Ingeniería
Sanitaria.

Ciudad Universitaria, zona 12
Guatemala, Centroamérica

Guatemala, 10 de febrero de 1997

Señor Director
Ing. Miguel Angel Sánchez Guerra
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Facultad de Ingeniería, USAC.

Señor Director:

Por este medio me permito dar aprobación al trabajo de tesis titulado: **ANALISIS DE LOS METODOS DE REGULACION DE ENERGIA EN RECTIFICADORES, CASO PRACTICO: DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC-DC DE ALTA FRECUENCIA**, desarrollado por el estudiante **José Valdemar Molina Mayén**, ya que considero que cumple con los requisitos establecidos.

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarlo.

Atentamente,

ID Y ENSEÑAD A TODOS


Ing. Julio César Solares Peñate
Coordinador Area de Electrónica



FACULTAD DE INGENIERIA

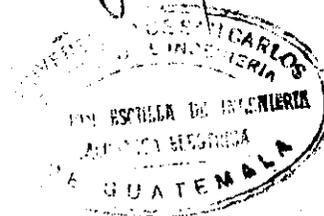
Escuelas de Ingeniería Civil, Ingeniería
Mecánica Industrial, Ingeniería Química,
Ingeniería Mecánica Eléctrica, Técnica
y Regional de Post-grado de Ingeniería
Sanitaria.

Ciudad Universitaria, zona 12
Guatemala, Centroamérica

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Area, al trabajo de tesis del estudiante José Valdemar Molina Mayén, titulado: **Análisis de los métodos de regulación de energía en rectificadores, caso práctico: Diseño de un convertidor DC-DC de alta frecuencia, procede a la autorización del mismo.**

Ing. Miguel Ángel Sánchez Guerra
Director

Guatemala, 9 de abril de 1,997.



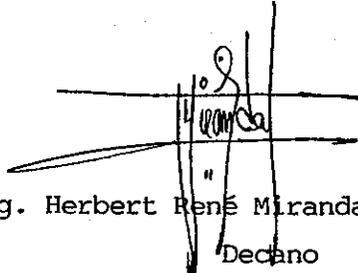


FACULTAD DE INGENIERIA

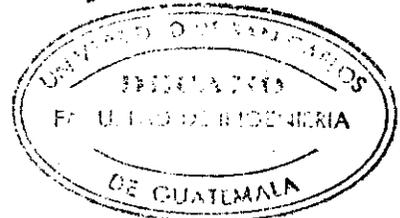
Escuelas de Ingeniería Civil, Ingeniería
Mecánica Industrial, Ingeniería Química,
Ingeniería Mecánica Eléctrica, Técnica
y Regional de Post-grado de Ingeniería
Sanitaria.

Ciudad Universitaria, zona 12
Guatemala, Centroamérica

El Decano de la Facultad de Ingeniería, luego de conocer la autorización por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, al trabajo de tesis: Análisis de los métodos de regulación de energía en rectificadores, caso práctico: Diseño de un convertidor DC-DC de alta frecuencia, del estudiante José Valdemar Molina Mayén, procede a la autorización para la impresión de la misma.


Ing. Herbert René Miranda Barrios
Decano

Guatemala, 16 de junio de 1,997.



ACTO QUE DEDICO A:

DIOS	TODO PODEROSO POR SU AMOR Y BONDAD
MIS PADRES	Bernarda Mayén Reyes Fabián de Jesús Molina Monzón (Q.E.P.D.)
MIS HERMANOS	Vilma Ruth Molina Mayén Walter Exteven Molina Mayén
MI CUÑADA	Martha Julia Ochoa de Molina
MIS SOBRINOS	Nancy Lissete Molina Ochoa José Fabián Molina Walter Steve Molina Ochoa Herbert Alexander Molina Ochoa
MIS FAMILIARES Y AMIGOS	En General
MI PATRIA	Guatemala
MI UNIVERSIDAD	Universidad de San Carlos de Guatemala Especialmente a la Facultad de Ingeniería
MIS ASESORES DE TESIS	Ing. Romeo Nestalí López Orozco Ing. Julio César Solares Peñate
GUATEL	División de Ejecución y Supervisión Departamento de Electromecánica División de Mantenimiento Departamento de Electromecánica

INDICE GENERAL

	No. de Pag.
Lista de Figuras	i
Lista de Símbolos	iv
Glosario	v
Introducción	vii

1. ANTECEDENTES HISTÓRICOS Y DEFINICIONES.

1.1 Antecedentes Históricos sobre rectificadores de corriente alterna	1
1.2 Definición general de un rectificador de corriente alterna	1
1.3 Principales características de un rectificador de corriente alterna	1
1.4 Conceptos básicos de mando y control utilizados en rectificadores de corriente alterna	1
1.4.1 Regulación	1
1.4.2 Control flotante/igualadora	3
1.4.3 Alarma de voltaje alto/bajo	3
1.4.4 Alarma de baja corriente	3
1.4.5 Detector de alto voltaje	4
1.4.6 Reencendido del rectificador	4
1.4.7 Compartimiento de carga	5
1.4.8 Encaminamiento de corriente	5
1.4.9 Paro remoto	5
1.4.10 Alarma de falla del rectificador/carga	5
1.4.11 Alto riple/pérdida de fase	6
1.4.12 Carga parcial	6
1.5 Diferentes aplicaciones de los rectificadores de corriente alterna	6

2. RECTIFICADOR REGULADO POR AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

2.1 Introducción	7
2.2 Saturación magnética	7
2.3 Amplificador magnético	9
2.3.1 Rectificador ideal en un circuito de reactor saturable	11
2.3.2 Reactor saturable con un rectificador en serie con la carga y un embobinado de control separado	11
2.3.3 Embobinados auxiliares en los amplificadores magnéticos	16
2.3.4 Embobinado de retroalimentación	16
2.3.5 Ejemplo de un amplificador magnético	16
2.4 Funcionamiento del rectificador regulado por amplificador magnético	18

3. RECTIFICADOR REGULADO POR TIRISTORES

3.1 Introducción	21
3.2 Rectificación monofásica usando diodos	21
3.3 Rectificación trifásica usando diodos	23

3.4	Principales conexiones de transformadores trifásicos utilizadas en rectificadores de corriente alterna	23
3.5	Rectificación trifásica con tiristores	25
3.5.1	Operación del tiristor	25
3.5.2	Circuito de rectificación con tiristores	27
3.5.3	Circuito variador de fase	30
3.6	Funcionamiento del rectificador regulado por tiristores	31
4.	RECTIFICADOR REGULADO POR CONTROL FERRORESONANTE	
4.1	Introducción	36
4.2	Principios básicos de la operación ferroresonante	36
4.2.1	Operación del transformador ferroresonante	37
4.3	Comparación del transformador ferroresonante con el regulador a diodo zener	39
4.4	Operación del control ferroresonante	42
4.5	Funcionamiento del rectificador regulado por control ferroresonante	42
5.	RECTIFICADOR REGULADO POR ALTA FRECUENCIA	
5.1	Introducción	46
5.2	Entrada de ac y circuito de rectificación primaria	47
5.3	Circuito de "switch" de potencia	47
5.3.1	"Switch" de potencia de medio puente	48
5.3.2	"Switch" de potencia de puente completo	48
5.4	Circuito de control PWM	50
5.5	Rectificación secundaria	51
5.6	Funcionamiento del rectificador regulado por alta frecuencia	53
6.	COMPARACIÓN ENTRE RECTIFICADORES REGULADOS POR TIRISTORES, REGULADOS POR CONTROL FERRORESONANTE Y REGULADOS POR ALTA FRECUENCIA.	
6.1	Circuito de control	56
6.2	Diferencia en el factor de influencia telefónica (TIF)	56
6.3	Comparación de la forma de onda de la corriente de entrada	57
6.4	Comparación de la forma de onda del voltaje de entrada	57
6.5	Comparación del factor de desplazamiento	60
6.6	Comparación de la eficiencia	60
6.7	Comparación del ruido audible	60
6.8	Comparación del ruido de salida	60
6.9	Comparación económica	61
7.	DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC-DC UTILIZANDO EL MÉTODO DE REGULACIÓN POR ALTA FRECUENCIA.	
7.1	Introducción	63

7.2 Planteamiento del problema real que implica el diseño del convertidor DC-DC	63
7.3 Aspectos importantes a considerar en el diseño del convertidor DC-DC	63
7.3.1 Operación discontinua	63
7.3.2 Operación continua	63
7.3.3 Transformadores e inductores	64
7.4 Características eléctricas de entrada y salida que debe tener el convertidor DC-DC	65
7.4.1 Características eléctricas de entrada	65
7.4.2 Características eléctricas de salida	67
7.5 Descripción del circuito integrado a utilizar en el regulador de "switching" del convertidor	68
7.6 Funcionamiento del convertidor DC-DC diseñado	68
Conclusiones	ix
Recomendaciones	xii
Fuentes	xiii
Bibliografía	xiii

FIGURAS

- 1.1 Características del rectificador de corriente alterna.
 - a) Voltaje de salida DC vrs. voltaje de entrada AC.
 - b) Voltaje de salida DC vrs. corriente de carga.
- 2.1 Reactor saturable.
- 2.2 Curva de magnetización normal y anillo de histéresis del reactor saturable.
- 2.3 Anillo de histéresis dinámico de un material ferromagnético fácilmente saturable.
- 2.4 Reactor saturable con rectificador en serie.
 - a) Diagrama eléctrico.
 - b) Curva flujo vrs. corriente del núcleo.
- 2.5 Formas de onda de un reactor saturable con rectificador en serie, para $V_{max} > N\omega\phi$.
- 2.6 Formas de onda de un reactor saturable con rectificador en serie, para $1/4 < K < 1/2$ donde $K = V_{max}/N\omega\phi$.
- 2.7 Reactor saturable con rectificador y embobinado de control.
 - a) Diagrama eléctrico.
 - b) Curva B vrs. H del núcleo.
- 2.8 Formas de onda en estado estable para el reactor saturable mostrado en la figura 2.7.a. Siendo $(N_1 \cdot I_1(t)) = (N_c \cdot I_c(t))$ cuando $\phi(t)$ está cambiando con el tiempo de tal manera que la fuerza magnetomotriz fmm. neta es cero.
- 2.9 Característica de transferencia típica de un amplificador magnético de media onda.
- 2.10 Característica de entrada-salida en estado estable de un amplificador magnético.
- 2.11 Característica de entrada-salida de un amplificador magnético con embobinado de polarización.
- 2.12 Característica de entrada-salida de un amplificador magnético con embobinado de polarización.
- 2.13 Amplificador magnético con núcleo de tres brazos y salida AC monofásica.
 - a) Diagrama eléctrico.
 - b) Diagrama esquemático.
- 2.14 Diagrama de bloques de un rectificador de potencia regulado por amplificador magnético.
- 2.15 Rectificador regulado por amplificador magnético de -48VDC 12A, marca "Siemens".
- 3.1 Regulador simple de "switchero".
- 3.2 Rectificador a diodos de onda completa con transformador de tap central.
 - a) Diagrama eléctrico.
 - b) Formas de onda del voltaje de entrada AC y del voltaje de salida DC.
- 3.3 Rectificación monofásica vrs. trifásica.
 - a) Rectificación trifásica a diodos.
 - b) Ripple monofásico vrs. trifásico.
- 3.4 Conexión trifásica delta-doble estrella.

- 3.5 Conexión trifásica en Scott-T.
- 3.6 Características eléctricas del tiristor.
 - a) Símbolo.
 - b) Curva característica.
 - c) Estados de conducción y de bloqueo del tiristor.
- 3.7 Analogía del tiristor con dos transistores en serie.
- 3.8 Rectificador trifásico controlado por fase por medio de tiristores (SCR).
 - a) Rectificación trifásica a tiristores.
 - b) Voltaje de salida a diferentes ángulos de fase.
- 3.9 Rectificador trifásico con tap central controlado por fase a través de tiristores y con diodos de reforzamiento.
- 3.10 Variador de fase en +15 grados eléctricos.
- 3.11 Variador de fase en -15 grados eléctricos.
- 3.12 Diagrama de bloques del rectificador de potencia regulado por tiristores.
- 3.13 Diagrama de bloques del circuito de gatillado de tiristores en rectificadores de potencia.
- 3.14 Sistema de energía DC regulado por tiristores.
 - a) Equipo de energía -48VDC 2000A marca "Italtel"
 - b) Formas de onda del voltaje y la corriente AC del equipo.
- 4.1 Transformador ferorrresonante.
- 4.2 Diagrama esquemático del transformador ferorrresonante.
- 4.3 Características magnéticas del transformador ferorrresonante.
 - a) Curva típica de magnetización.
 - b) Curva de permeabilidad vrs. intensidad magnética.
- 4.4 Comparación del regulador zener con el circuito equivalente del transformador ferorrresonante.
 - a) Regulador zener.
 - b) Circuito equivalente del transformador ferorrresonante.
- 4.5 Circuito básico del control ferorrresonante.
- 4.6 Diagrama de bloques del rectificador regulado por control ferorrresonante.
- 4.7 Sistema de energía DC regulado por control ferorrresonante.
 - a) Equipo de energía -48VDC 100A marca "Lorain".
 - b) Formas de onda del voltaje y la corriente AC del equipo.
- 5.1 Entrada AC y circuito de rectificación primaria del rectificador de alta frecuencia.
- 5.2 Diagrama esquemático del "switch" de potencia de medio puente del rectificador de alta frecuencia.
- 5.3 Diagrama esquemático simplificado del "switch" de potencia de puente completo del rectificador de alta frecuencia.
- 5.4 Diagrama esquemático de la modulación del ancho del pulso PWM.
- 5.5 Diagrama esquemático de la modulación del ancho del pulso (PWM) para una salida push-pull.
- 5.6 Rectificación secundaria con dos medios puentes en paralelo del rectificador de alta frecuencia.
- 5.7 Diagrama de bloques del rectificador regulado por alta frecuencia.
- 5.8 Sistema de energía DC regulado por alta frecuencia
 - a) Equipo de energía -48VDC 125A marca "Italtel".

- b) Formas de onda del voltaje y la corriente AC del equipo.
- 6.1 Curva del factor de influencia telefónica (TIF) en rectificadores de corriente alterna de 400 amperios.
- 6.2 Forma de onda típica de la corriente de entrada a un rectificador trifásico regulado por tiristores.
- 6.3 Forma de onda típica de la corriente de entrada a un rectificador trifásico regulado por control ferorrresonante.
- 6.4 Forma de onda típica de la corriente de entrada a un rectificador trifásico regulado por alta frecuencia.
- 6.5 Forma de onda típica del voltaje de entrada a un rectificador trifásico regulado por tiristores.
- 6.6 Forma de onda típica del voltaje de entrada a un rectificador trifásico regulado por control ferorrresonante, así como el regulado por alta frecuencia.
- 6.7 Curvas típicas del factor de desplazamiento en rectificadores trifásicos de corriente alterna.
- 6.8 Curvas típicas de eficiencia en rectificadores trifásicos de corriente alterna.
- 6.9 Curvas típicas del ruido de salida en rectificadores trifásicos de corriente alterna.
- 7.1 Forma en que opera la corriente en trasformadores e inductores.
 - a) Operación continua.
 - b) Operación discontinua.
- 7.2 Diagrama de un transformador, mostrando las inductancias de escape y las resistencias de los embobinados.
- 7.3 Diagrama interno del regulador de "switchero" PWM del circuito integrado SG3524.
- 7.4 Diagrama electrónico del convertidor DC-DC de -24VDC a -48VDC 3A.

LISTA DE SÍMBOLOS

DC	Corriente directa.
AC	Corriente Alterna.
π	Constante numérica igual a 3.1416.
VDC	Voltaje de corriente directa.
VAC	Voltaje de corriente alterna.
mm	Fuerza magnetomotriz.
ON	Conduce corriente.
OFF	No conduce corriente.
SCR	Rectificador controlado de silicio.
NOR	Compuerta lógica de dos estados cuya salida es alta solamente cuando ambas entradas son bajas.
VFB	Voltaje de retroalimentación.
VREF	Voltaje de referencia.
IC	Circuito integrado.
PWM	Modulación del ancho de pulso.
TIF	Factor de influencia telefónica.
dBrnC	Medida en decibels del ruido real a una frecuencia de 800 hertz equivalente al ruido psosométrico producido por determinada onda de riple.
dBa	Medida de potencia audible en decibels.
EMI	Interferencia electromagnética.
ω	Frecuenciá ángular igual a $2\pi f$.

GLOSARIO

TRANSIENTE. Es un incremento instantáneo de la magnitud del voltaje o la corriente en un circuito eléctrico.

SATURACIÓN MAGNÉTICA. Condición del núcleo de un inductor o transformador cuando ya no puede incrementarse más la densidad del flujo magnético, aunque aumente la intensidad del campo magnético.

HISTÉRESIS. Es el fenómeno que se presenta en los núcleos magnéticos que hace que para un valor específico de la intensidad del campo magnético, el valor de la densidad del flujo es más grande cuando la intensidad del campo se disminuye, que cuando se incrementa, provocando el retraso del flujo con respecto a la intensidad magnética.

PERMEABILIDAD. Es la capacidad que tiene un material de permitir el establecimiento de flujo magnético. Es un parámetro variable en los materiales ferromagnéticos.

INDUCTANCIA. Es un parámetro pasivo de un circuito eléctrico, el cual es una medida de los efectos del campo magnético asociado con una parte del circuito, debido al flujo de una corriente en esa parte o en partes adyacentes.

RELUCTANCIA. Es la resistencia de un circuito magnético al flujo de líneas magnéticas a través del mismo. Es equivalente a la fuerza magnetomotriz dividida por el flujo magnético.

TAP. Punto de conexión eléctrica.

CAPACITANCIA. Es una medida de la eficiencia de un capacitor para almacenar carga eléctrica en sus placas, en otras palabras, su capacidad de almacenamiento.

REACTANCIA INDUCTIVA. Es la oposición que presentan los inductores al flujo de la corriente alterna, provocando el retraso de la corriente aproximadamente noventa grados eléctricos con relación al voltaje.

REACTANCIA CAPACITIVA. Es la oposición que presentan los capacitores al flujo de la corriente alterna, provocando el adelanto de la corriente aproximadamente noventa grados eléctricos con relación al voltaje.

RIPLE. Es la componente alterna que se sobrepone a la componente directa en un circuito eléctrico.

RESONANCIA. Ocurre en un circuito eléctrico de corriente alterna, cuando la reactancia inductiva y la capacitiva son iguales.

FERRORRESONANCIA. Es el modo de operación en estado estable que se produce cuando un voltaje alterno de suficiente magnitud se aplica a un

circuito constituido por una capacitancia y una inductancia ferromagnética. Como consecuencia del cambio en el valor de dicha inductancia, su reactancia inductiva se incrementa hasta el valor de la reactancia capacitiva.

DIODO ZENER. Es utilizado en circuitos eléctricos, principalmente para regular determinado voltaje DC.

TRIAC. Es un tiristor bidireccional o sea que conduce en ambas direcciones.

HERTZ. Unidad de medida de frecuencia eléctrica igual a un ciclo de una onda periódica.

WATT. Unidad de medida de potencia eléctrica.

EFICIENCIA. Es el cociente de dividir la potencia de salida entre la potencia de entrada en cualquier sistema conversor de energía.

KHERTZ. Significa mil hertz.

KWATTS. Significa mil watts.

SHUNT. Es una pequeña barra de metal semiconductor, que provoca cierta caída de voltaje de acuerdo a la corriente que circula a través de ella. Regularmente se usa en rectificadores de corriente alterna en la salida DC hacia la carga y hacia batería, con el objeto de medir la corriente DC que circula hacia dichos puntos.

"SWITCH". Interruptor de corriente eléctrica.

"SWITCHEO". Interrupción de corriente en un circuito eléctrico.

INTRODUCCIÓN

Actualmente, hemos observado en nuestro país un desarrollo industrial; principalmente en el área de las telecomunicaciones, lo que ha provocado la demanda de grandes cantidades de corriente directa. Demanda que ha sido cubierta por varios rectificadores de corriente alterna, que hacen uso de diferentes métodos de regulación de energía.

El objetivo principal del presente trabajo es determinar las ventajas y desventajas de cada método de regulación de energía, para lo cual se analiza el funcionamiento de cuatro métodos de regulación de energía en rectificadores de corriente alterna.

El presente trabajo se ha desarrollado debido a la escasa bibliografía que sobre dicho tema dispone el personal técnico y profesional en nuestro medio, especialmente en Guatel. El cual puede ser de utilidad a la hora de elegir el método de regulación de energía que deben tener los rectificadores de corriente alterna a utilizar, en determinado proyecto.

El capítulo uno contiene una reseña histórica del rectificador de corriente alterna, su definición y las principales características del mismo. Así también se describe una serie de términos de mando y control y algunas de las principales aplicaciones del rectificador de corriente alterna.

En el capítulo dos se analiza el concepto de saturación magnética que es básico para entender cómo opera el amplificador magnético y así poder explicar el funcionamiento del rectificador regulado por amplificador magnético.

La rectificación monofásica y trifásica a base de diodos y su inconveniente como medio de regulación, es el contenido inicial del capítulo tres, describiéndose seguidamente algunas de las principales conexiones de transformadores trifásicos utilizadas en rectificadores de potencia. Del análisis de la operación del tiristor como medio de regulación, obtenemos la base necesaria para entender el funcionamiento del rectificador regulado por tiristores.

El principio de ferorresonancia, la descripción del transformador ferorresonante y su comparación con el regulador zener es la parte fundamental del capítulo cuatro. Sumado a ésto la operación del control ferorresonante obtenemos así los elementos de juicio necesarios para entender el funcionamiento del rectificador regulado por control ferorresonante.

El capítulo cinco explica las peculiaridades sobresalientes del rectificador regulado por alta frecuencia. Inicialmente se describe la entrada AC y el circuito de rectificación primaria que forman un doblador de tensión. Luego se detalla la parte medular del rectificador de alta frecuencia, como lo es el circuito de "switching" de potencia y el control PWM que forman un convertidor DC-DC. Y por último se analiza la rectificación secundaria y se explica el funcionamiento del rectificador regulado por alta frecuencia.

El capítulo seis contiene un resumen de las diferencias entre los parámetros más importantes de los rectificadores regulados por tiristores, los regulados por control ferorrresonante y los regulados por alta frecuencia.

En el capítulo siete, se realiza el diseño de un convertidor DC-DC utilizando el método de regulación por alta frecuencia, el cual podría ser aplicado a un problema real en el área de las telecomunicaciones.

Se finaliza el presente trabajo de tesis con las conclusiones y recomendaciones que el autor considera más importantes, esperando haber alcanzado los objetivos trazados.

1. ANTECEDENTES HISTÓRICOS Y DEFINICIONES

1.1 ANTECEDENTES HISTÓRICOS SOBRE RECTIFICADORES DE CORRIENTE ALTERNA.

Por muchos años se han hecho esfuerzos por alcanzar los mejores beneficios en el equipo de rectificación de corriente alterna, debido a las grandes demandas de corriente directa que requieren las diferentes industrias, principalmente la de las telecomunicaciones.

Estas demandas han provocado avances en los elementos de rectificación existentes y surgimiento de nuevos, citándose por ejemplo: el rectificador de arco de mercurio, el ignitrón, rectificadores metálicos (óxido de cobre y selenio) y la invención del transistor en 1948.

Los mecanismos alcanzados en la electrónica para el control de grandes potencias, de bajo costo y dignos de ser mencionados son: los transistores, diodos de silicio, tiristores (SCR) y los circuitos integrados.

1.2 DEFINICIÓN GENERAL DE UN RECTIFICADOR DE CORRIENTE ALTERNA

Un rectificador es generalmente definido como un equipo para la conversión de corriente alterna en corriente directa, el cual incluye los elementos propios de rectificación, como también transformadores, circuitos de filtro, protección, control de voltaje y corriente, así como circuitos de alarma.

1.3 PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE UN RECTIFICADOR DE CORRIENTE ALTERNA

Un rectificador cargador de baterías debe mantener un voltaje DC en la salida constante, a pesar de las variaciones relativas del voltaje de entrada AC y de cambios en la corriente de carga tal como se muestra en la **figura 1-1**

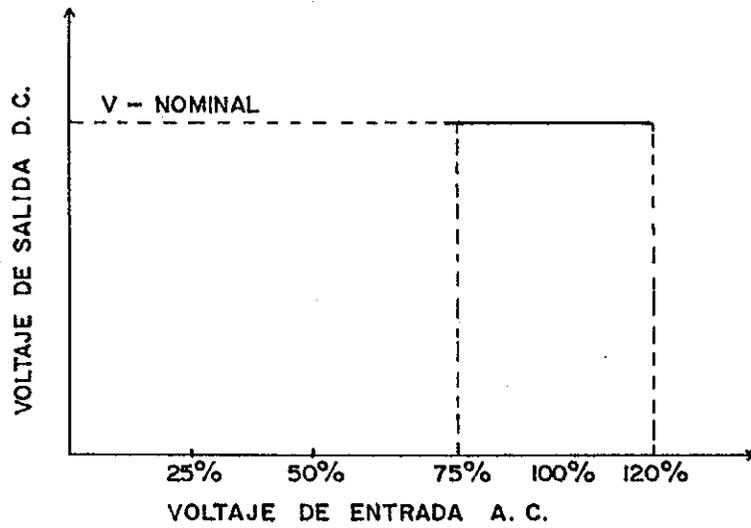
La corriente de salida es limitada en un valor de seguridad, que generalmente es el 110% de la corriente a carga plena. Así, si la unidad es sobrecargada cuando entra en el proceso de recarga de baterías o intencionalmente, debe haber un mecanismo que limite la corriente de salida para prevenir se queme el fusible de salida o que se dañe algún componente.

1.4 CONCEPTOS BÁSICOS DE MANDO Y CONTROL UTILIZADOS EN RECTIFICADORES

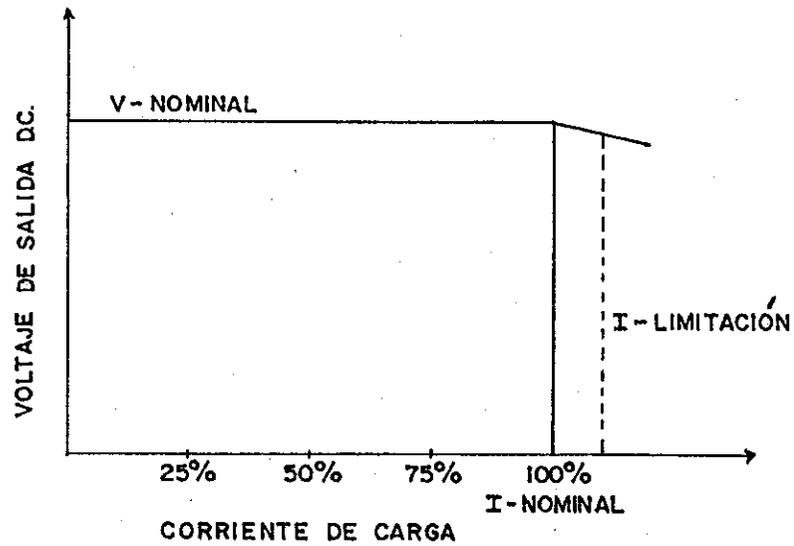
1.4.1 REGULACIÓN

Un rectificador estándar proporciona una salida de voltaje DC dentro de un rango de regulación de $\pm 1\%$ para el voltaje de entrada AC y para una salida de corriente de carga determinada. Bajo condiciones de operación normal el rectificador opera en el **modo de regulación de voltaje**, con lo cual el rectificador alimenta a la carga y/o batería con una salida de voltaje DC constante. Si la salida de corriente excede el valor de limitación de corriente previamente establecido, el cual es típicamente de un 110% del valor nominal o sea el de carga plena, el rectificador asume el **modo de regulación de corriente**. En este modo de operación el rectificador disminuye el voltaje de salida lo cual produce una regulación en la corriente de salida. La regulación

UNIVERSIDAD DE LA GUAYAMA DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
Biblioteca Central



d) VOLTAJE DE SALIDA DC vs. VOLTAJE DE ENTRADA AC



b) VOLTAJE DE SALIDA DC vs. CORRIENTE DE CARGA

FIGURA 1.1

CARACTERÍSTICAS DEL RECTIFICADOR DE CORRIENTE ALTERNA

del voltaje de salida es reasumida una vez la corriente de salida disminuye por debajo de la corriente de limitación previamente establecida

1.4.2 CONTROL FLOTANTE/IGUALADORA

El modo de operación **flotante/igualadora** tiene dos funciones; la operación flotante y la operación igualadora. Cuando opera en el **modo de operación flotante** el rectificador actúa como una fuente de poder proporcionando un voltaje de salida regulado a la carga así como también al cargador de baterías, esto para mantener al banco de baterías en la condición de carga plena. En el **modo de operación igualadora** el voltaje de salida del rectificador es incrementado para proporcionar una carga igualadora a todas las celdas de la batería después de una falla en la red comercial o para proporcionar una carga rápida en un nuevo banco de baterías. La corriente adicional absorbida por la batería durante el modo de operación igualadora es debido a la carga igualadora proporcionada a todos los elementos dentro de la batería en dirección del ánodo hacia el cátodo. El modo de operación igualadora puede ser iniciado manualmente o automáticamente. Varias plantas de baterías utilizan un circuito igualador automático el cual proporciona una carga igualadora a todas las celdas de la batería después de una falla prolongada de la red comercial.

1.4.3 ALARMA DE VOLTAJE ALTO/BAJO

La mayor parte de rectificadores incluyen una **alarma de voltaje alto/bajo** la cual monitorea el voltaje de salida del rectificador y activa una alarma si dicho voltaje aumenta o disminuye por encima o por abajo del límite previamente establecido. La alarma ilumina un led y es extendida al estado de la planta así como también al circuito de alarma, la señal extendida es normalmente enviada a través del circuito de alarma de falla del rectificador. En plantas de baterías donde varios rectificadores son operados en paralelo y controlados a través de un metro común y un panel de control, el circuito individual de alarma de voltaje alto/bajo dentro del rectificador raramente opera. Esto es debido a que los rectificadores conectados en paralelo mantienen el voltaje de batería si falla uno de los rectificadores. Está es la razón principal por la que dicha característica no se incorpora en el diseño de muchos rectificadores.

1.4.4 ALARMA DE BAJA CORRIENTE

Esta característica de alarma es una de las más difíciles de diseñar y de identificar. Esto es porque una **alarma de baja corriente** es activa solamente cuando el rectificador es incapaz de entregar la corriente de salida hacia la carga. Por ejemplo, si dos o mas rectificadores están operando en paralelo y ocurriera una condición de carga muy pequeña, es posible que el circuito de alarma interprete la condición de carga pequeña como la actual alarma de corriente baja y extienda dicha señal a la alarma de falla de rectificador. Un circuito típico de alarma de baja corriente produce una alarma si la corriente de salida del rectificador cae abajo del 5% de la corriente de carga plena y cancela la alarma cuando la corriente de salida del rectificador aumenta por encima del

3% de la carga plena. Esta característica puede ser usada para indicar el fin de carga de un banco de baterías, cuando esto ocurre es requerida una señal para indicar que la condición de baja corriente no es activa.

1.4.5 DETECTOR DE ALTO VOLTAJE

Esta es una característica crítica y uno de los circuitos más importantes en el diseño de rectificadores. Si por cualquier razón el voltaje de salida se incrementa sobre el límite aceptado, el circuito detector de alto voltaje (el cual puede ser instantáneo o variar unos pocos cientos de milisegundos) inmediatamente detiene o anula la operación del rectificador. Este circuito es muy sensible y en algunos casos actúa debido a una estimulación de transientes. Algunos rectificadores son diseñados con tres circuitos de paro por alto voltaje, tal como los descritos a continuación:

- a) **SELECTIVO:** el circuito selectivo de paro por alto voltaje es denominado selectivo porque durante la operación en paralelo posee la habilidad de iniciar un paro por alto voltaje y restringe el paro solamente al rectificador que muestra la condición de alto voltaje. El rectificador que muestra el alto voltaje toma la entrega de la corriente de carga y todos los otros rectificadores en paralelo son incapaces de entregar corriente. El circuito de alto voltaje monitorea el circuito de alarma por baja corriente, si una condición de corriente baja es detectada durante una condición de voltaje alto, el corte por voltaje alto es anulado, si la condición de corriente baja no es detectada durante la condición de voltaje alto, lógicamente determina que el rectificador en cuestión tiene falla y el paro es ejecutado.
- b) **NO SELECTIVO:** el circuito no selectivo de paro por alto voltaje es denominado así porque este detiene todos los rectificadores en paralelo, prescindiendo de que si el rectificador está o no entregando potencia a la carga. El punto en el cual opera este circuito es muy alto que el corte selectivo de voltaje alto no puede superponerse debido a una falla en el circuito de alarma por baja corriente, así como en el caso que no se use la condición de baja corriente para que se produzca el corte. Este circuito no opera a menos que el circuito principal de corte de alto voltaje falle su operación.
- c) **REMOTO:** este circuito es activado por una señal generada en el circuito detector localizado externamente del rectificador. Cuando en la batería existe una condición de alto voltaje, el detector envía una señal de tierra al circuito selectivo de corte por alto voltaje en cada uno de los rectificadores en paralelo. El circuito de alarma por baja corriente determina cual rectificador esta experimentado la condición de alto voltaje y lo detiene o ignora la señal.

1.4.6 REENCENDIDO DEL RECTIFICADOR.

En las plantas que utilizan la señal remota de alto voltaje, es proporcionado un circuito adicional llamado reencendido del rectificador. Este circuito es activado por una señal de alarma del rectificador generada en el panel de control de la planta. Después de un retardo de tiempo el panel de control envía la señal de reencendido al rectificador. La señal de reencendido

proporciona un medio en el rectificador para el encendido automático un tiempo después de la señal remota de corte por alto voltaje. Esto si el rectificador fue cortado en respuesta a una condición de transiente y es reencendido y continúa su operación normal. Si el rectificador está realmente cortado debido a una falla dentro del mismo este se cortará en el segundo siguiente a la señal de reencendido. Si el segundo corte ocurre dentro del período de tiempo de cinco minutos desde que ocurrió el primer corte, el rectificador permanecerá cortado y no debe intentarse arrancarlo nuevamente. Esta característica de operación no es propia y requiere de una planta de control compatible.

1.4.7 COMPARTIMIENTO DE CARGA.

El circuito de compartimiento de carga obliga a todos los rectificadores conectados en paralelo a dividirse proporcionalmente la corriente de carga. Por ejemplo, si un rectificador de 100 amperios y otro de 200 amperios alimentan una carga común de 150 amperios, el rectificador de 100 amperios alimentará a la carga con 50 amperios, en tanto que el rectificador de 200 amperios alimentará a la carga con 100 amperios. La repartición proporcional de carga provee un medio para minimizar la falsa activación de la alarma de baja corriente entre rectificadores en paralelo.

1.4.8 ENCAMINAMIENTO DE CORRIENTE

Esta característica es conocida también con el nombre de encendido suave y es proporcionada en los rectificadores mas grandes y en algunos pequeños. El propósito de la misma es incrementar gradualmente la corriente de entrada que consume el rectificador cuando es puesto en funcionamiento y alimentado principalmente con una planta de emergencia. Esto no controla la corriente normal de encendido asociada con transformadores ferorresonantes o de capacitancias de entrada. Un tiempo típico del encaminamiento de corriente es de ocho segundos hasta carga plena.

1.4.9 PARO REMOTO

Esta característica permite que el rectificador sea detenido por una localidad remota, la cual no debe ser confundida con la señal remota de paro por alto voltaje sino como la característica típica de un paro remoto usada en conjunto con un sistema de gobierno de energía. Esta característica es común en rectificadores por control ferorresonante en los cuales hay ventajas significativas al llevar fuera de línea un rectificador que no es necesario durante períodos de carga ligera. Usando el control de gobierno de energía se mejora la eficiencia total de la planta.

1.4.10 ALARMA DE FALLA DEL RECTIFICADOR/CARGA

La alarma de falla de carga es iniciada cuando existe una condición que protege al rectificador de la entrega de corriente hacia la carga. Esta condición podría incluir un paro manual o remoto. En algunas aplicaciones el paro manual o remoto no es reconocido como una falla y en este caso la alarma de

falla del rectificador es proporcionada, la cual es iniciada solamente cuando ocurre una falla que detiene la operación del rectificador.

1.4.11 ALTO RIPLE/PERDIDA DE FASE

En los rectificadores que utilizan alimentación trifásica, es proporcionado un circuito para proteger la salida de los capacitores de filtro de la generación de corriente con excesivo riple si se abre cualquiera de las tres fases de entrada. Este circuito protege los capacitores de filtro disminuyendo la corriente de salida del rectificador a un límite de seguridad. Durante una condición de pérdida de fase la batería debe absorber la corriente del consumidor y luego del retorno de la fase abierta, el rectificador deberá reasumir la carga plena automáticamente.

1.4.12 CARGA PARCIAL

Este circuito es proporcionado para utilizarse con un sistema motogenerador en el cual la capacidad de corriente del mismo es mas pequeña que la demanda de corriente en la línea de los rectificadores. En este caso una señal desde el panel frontal del motogenerador colocará temporalmente los rectificadores en el punto de limitación de corriente en un 50% de la carga plena. La señal es anulada cuando retorna la red comercial o cuando el motogenerador puede nuevamente proporcionar la corriente necesaria para operar los rectificadores a carga plena.

1.5 DIFERENTES APLICACIONES DE LOS RECTIFICADORES

Una de las principales aplicaciones de los rectificadores de corriente alterna es la industria de las telecomunicaciones la cual requiere de grandes cantidades de corriente directa para alimentar los sistemas de transmisión y conmutación instalados en las centrales matrices así como en repetidoras. Otras aplicaciones incluye el control de motores DC, plantas eléctricas, montacargas de maquinaria pesada, grandes electroimanes, y otros los cuales demandan enormes cantidades de corriente directa al mas bajo costo.

2. RECTIFICADOR REGULADO POR AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

2.1 INTRODUCCIÓN

El concepto del amplificador magnético es antiguo, pero por supuesto son necesarios buenos diodos para un buen funcionamiento, fueron poco usados a finales del año 1930 debido a que no se contaba con la tecnología adecuada. La invención de los diodos de óxido de cobre y selenio hicieron posible una mayor eficiencia del amplificador magnético. El diodo de silicio permitió un excelente mejoramiento del ruido en el mismo.

2.2 SATURACIÓN MAGNÉTICA

La teoría de operación del amplificador magnético es compleja, sin embargo es posible obtener una idea del sujeto sin entender todo lo relacionado al fenómeno. Uno de los conceptos necesarios para entender esto es la saturación magnética.

En la **figura 2-1** se muestra un transformador ferromagnético, el primario de este lo compone una bobina de alambre enrollada en un núcleo magnético que presenta una pronunciada saturación, la cual está conectada en serie con un voltaje $V(t)$ periódico (no necesariamente senoidal), el secundario del transformador está abierto.

Debido a que el comportamiento del sistema ferromagnético de la figura 2-1 es similar al de una red inductiva, este se conoce con el nombre de reactor con núcleo saturable.

El anillo de histéresis y la curva de magnetización normal de dicho reactor saturable es mostrada en la **figura 2-2**

Cuando el reactor es operado en la parte lineal de su curva de magnetización y con un voltaje de entrada nominal, limita la circulación de corriente debido a la alta impedancia del embobinado del mismo. La inductancia propia del embobinado se define como la relación del cambio de los enlazamientos de flujo con respecto al cambio en la corriente que circula a través de él. En otras palabras:

$$L = \frac{d\lambda_L}{dI_\phi} \quad (2.1)$$

Donde: L = Inductancia propia del embobinado
 $\lambda_L = N\phi$ son los enlazamientos de flujo
 I_ϕ = La corriente que circula en el embobinado

Si el número de vueltas permanece constante, la ecuación 2.1 puede escribirse así:

$$L = N \frac{d\phi}{dI_\phi} \quad (2.2)$$

La impedancia reactiva del embobinado se define como:

$$Z = 2\pi f.L \quad (2.3)$$

Donde Z = Impedancia del embobinado
 f = La frecuencia del voltaje aplicado
 L = Inductancia propia del embobinado

En la parte lineal de la curva de magnetización, la relación del cambio del flujo con respecto al cambio en la corriente es alta y por lo tanto la inductancia es alta siendo la impedancia reactiva también alta, o sea que:

$$L_{ALTA} = N \frac{d\phi(\text{t})}{dI\phi} \xrightarrow{\text{ALTA}} Z_{ALTA} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{ALTA} \quad (2.4)$$

Por el contrario en la parte saturada de la curva de magnetización, la relación del cambio del flujo con respecto al cambio en la corriente es cero, por lo tanto:

$$L_0 = N \frac{d\phi(\text{t})}{dI\phi} \xrightarrow{0} Z_0 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (0) = 0 \quad (2.5)$$

Como se ha visto la impedancia del embobinado depende de la inductancia propia del mismo, la cual depende a la vez de la densidad de flujo en el núcleo del reactor el cual define el límite del monto total de líneas magnéticas que puede soportar.

Si el valor del voltaje aplicado al embobinado excede mucho del voltaje nominal, el núcleo se saturará; la aplicación del voltaje genera un flujo magnético en el núcleo de una intensidad tal que no permite absolutamente más líneas de flujo magnético en el núcleo. Esto lo muestra la región de saturación de la figura 2-2. Cuando ocurre la saturación del núcleo, la impedancia del embobinado decrece rápidamente y se hace cero. Esto permite que una gran cantidad de corriente fluya en el embobinado, limitada solamente por la resistencia del conductor del mismo. En este punto el reactor saturable ya no funciona mas como transformador, sino que mas bien como un "switch".

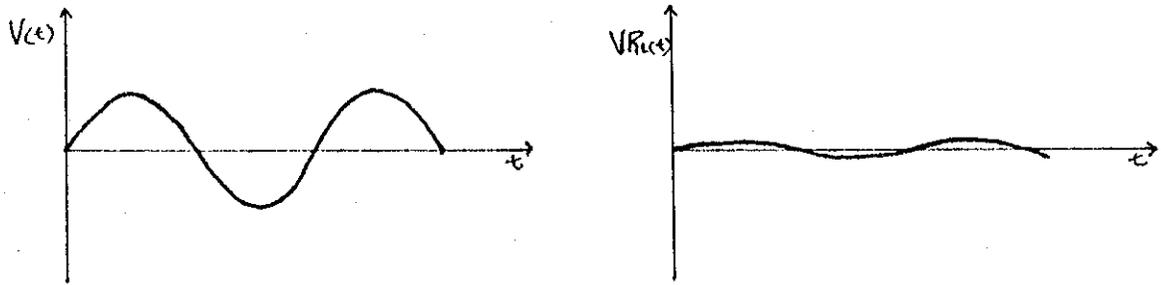
Antes que ocurra la saturación del núcleo el embobinado debe soportar el voltaje aplicado, una vez saturado deberá soportar la corriente que pueda circular en él. En el punto de saturación del núcleo el embobinado no soporta más voltaje con lo cual la caída de voltaje a través del mismo es pequeña y grandes cantidades de corriente pueden fluir en el reactor. Esta acción de "switch" ocurre cada vez que el reactor es saturado.

Si una carga es conectada en serie con el reactor saturable tal como se muestra en la **figura 2-1**, **la suma de la potencia aplicada a la carga puede ser controlada**. Antes que ocurra la saturación del núcleo, el reactor saturable debe soportar el voltaje aplicado. Después que ocurre la saturación el voltaje remanente aparece a través de la carga, puesto que una pequeñísima caída de voltaje aparece a través del embobinado del reactor.

Controlando el punto en el cual ocurre la saturación del núcleo del reactor en relación con la fase del voltaje AC aplicado, puede ser regulada con precisión la potencia aplicada a la carga.

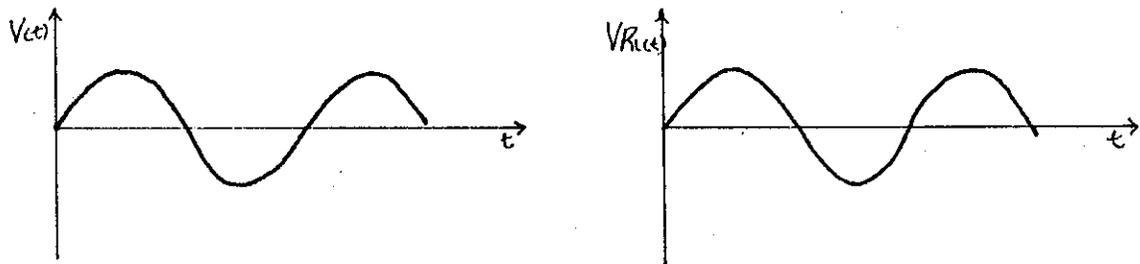
Resumiendo lo anterior, se hace el siguiente análisis:

a) Cuando el reactor no está saturado:



La caída $e(t)$ en el embobinado es alta debido a la alta impedancia y por ello la amplitud del voltaje VRL en la carga es baja.

b) Cuando el reactor está saturado:



La caída $e(t)$ en el embobinado es prácticamente despreciable debido a que la impedancia del mismo es aproximadamente cero siendo la amplitud del voltaje VRL en la carga igual al de la fuente $V(t)$. En otras palabras, el reactor puede ser comparado con una bobina de inductancia variable.

El reactor saturable de la figura 2-1 presenta algunas desventajas para el control del flujo de energía, estas son:

- a) Un gran incremento en la amplitud de la fuente de voltaje es necesario para efectuar cambios apreciables en el flujo de potencia.
- b) El flujo de potencia es cero para pequeñas amplitudes, ya que el núcleo no llega a saturarse.

En aplicaciones prácticas puede no ser conveniente o factible variar la amplitud del voltaje periódico aplicado $V(t)$. Además, podría ser necesario trabajar con voltajes de AC con amplitudes relativamente pequeñas. Por consiguiente es necesario investigar otros métodos de control en los cuales la amplitud del voltaje alterno, pueda ser pequeño y constante.

2.3 AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

Todos los materiales ferromagnéticos presentan características de saturación y de histéresis. Mientras la mayor parte tienden a saturarse gradualmente conforme se aumenta la excitación, en algunos de ellos el paso al estado de saturación es muy violento y pronunciado siendo sus anillos de histéresis en forma rectangular. Un anillo típico es mostrado en la figura 2-3. Estos materiales son usados en reactores saturables y en amplificadores magnéticos, siendo usualmente aleaciones de acero y níquel o de acero y

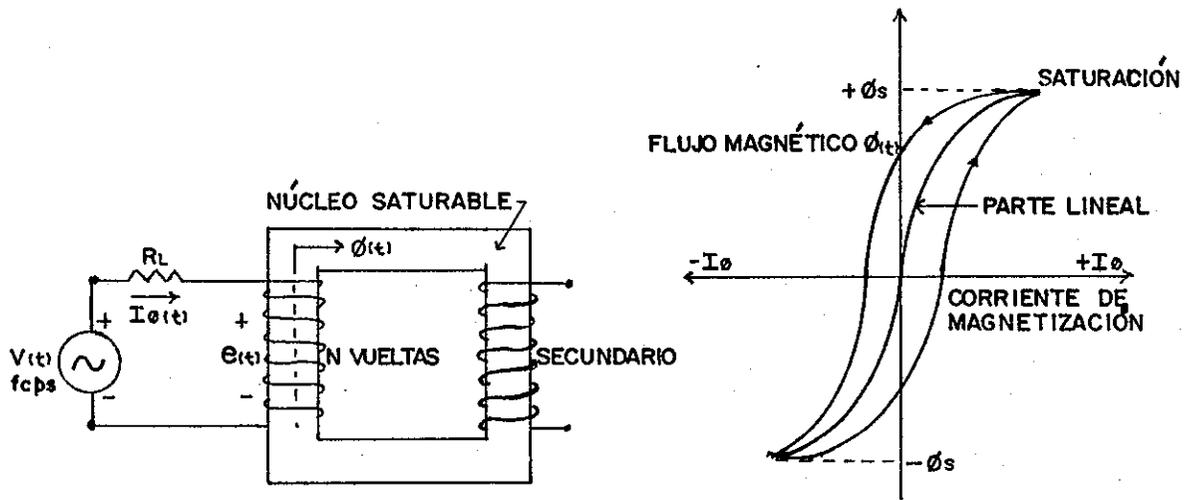


FIGURA 2.1
REACTOR SATURABLE

FIGURA 2.2
CURVA DE MAGNETIZACIÓN NORMAL
Y ANILLO DE HISTÉRESIS DEL
REACTOR SATURABLE

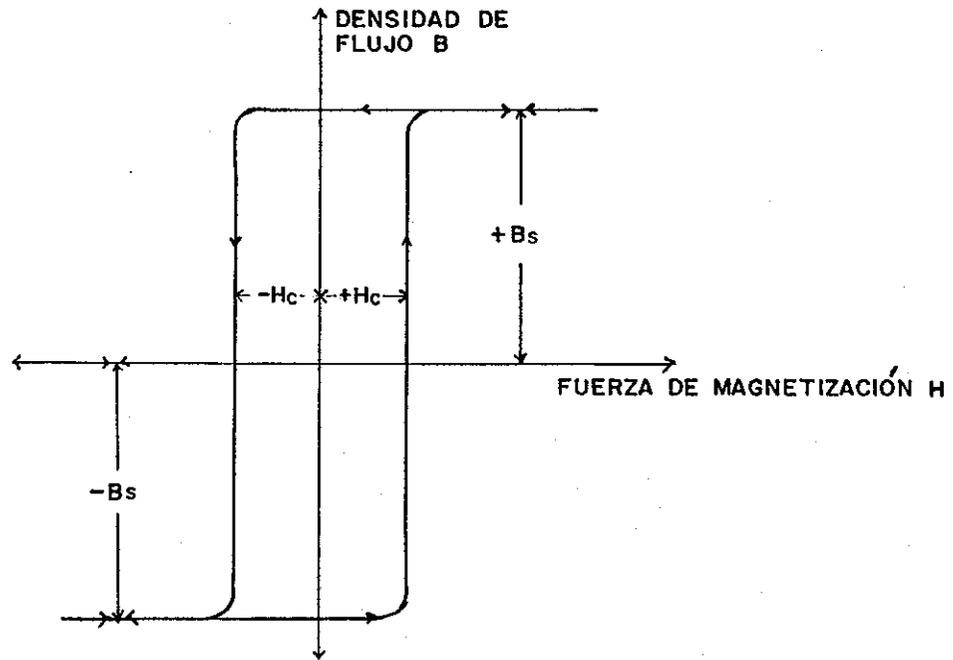


FIGURA 2.3
ANILLO DE HISTÉRESIS DINÁMICO DE UN MATERIAL
FERROMAGNÉTICO FÁCILMENTE SATURABLE

manganeso, los cuales son generalmente conocidos por sus nombres comerciales tales como Supermalloy, Hypernik, Deltamax, Orthonol, etc.

2.3.1 RECTIFICADOR IDEAL EN UN CIRCUITO DE REACTOR SATURABLE

Agregando un rectificador ideal en serie a un reactor saturable tal como se muestra en la **figura 2-4(a)**. Se supondrá que el rectificador ideal tiene resistencia cero para la corriente que fluye en una dirección (la marcada en la dirección de la flecha) y resistencia infinita para la corriente que fluye en dirección opuesta. En el presente caso esto significa que el rectificador conduce cuando $V(t) > 0$ y no conduce cuando $V(t) < 0$. La curva flujo vrs. corriente para el núcleo se muestra en la **figura 2-4(b)**.

Sea $V(t) = V_{max} \sin wt$, aplicando cálculo integral y diferencial ¹ al reactor saturable de la figura 2-4(a), se obtiene:

a) para $V_{max} > Nw\phi_s$ las formas de onda mostradas en la **figura 2-5**

Donde V_{max} = Voltaje Máximo de $V(t)$

N = Número de vueltas del embobinado

w = Frecuencia angular

ϕ_s = Valor del flujo de saturación

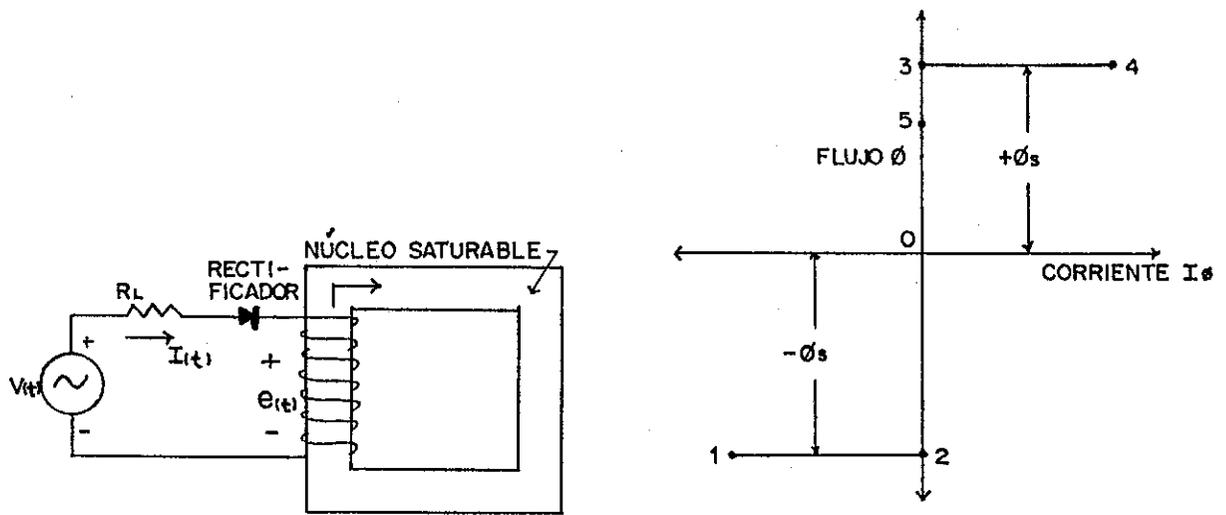
b) para $V_{max}/Nw = K\phi_s$ donde $1/4 < K < 1/2$, las formas de onda obtenidas son las mostradas en la **figura 2.6**

La conclusión importante y significativa que se obtiene al observar las formas de onda de las figuras 2-5 y 2-6 es que la presencia de un rectificador en el circuito del reactor asegura que tarde o temprano será saturado y permanecerá en esas condiciones en adelante. El número de ciclos tomados por el núcleo para alcanzar la saturación depende de V_{max} y del valor inicial del flujo. Una vez que el núcleo se satura el reactor actúa como un corto circuito, y la corriente fluye en el resistor R durante los medios ciclos positivos de $V(t)$ en circuito puramente resistivo con rectificación de media onda. La desventaja es que la potencia disipada en el resistor bajo condiciones estables puede ser cambiada solo por la variación de la amplitud del voltaje aplicado $V(t)$. Para un voltaje dado $V(t)$, la potencia promedio en estado estable es fija, en virtud de que tarde o temprano el núcleo alcanza su saturación y una vez llega a este estado, permanece saturado. Por consiguiente, mientras el rectificador ayuda al núcleo a alcanzar la saturación aún con pequeñas amplitudes de $V(t)$, no resuelve el problema de controlar la potencia cuando la amplitud del voltaje $V(t)$ es conservada a un valor constante.

2.3.2 REACTOR SATURABLE CON UN RECTIFICADOR EN SERIE CON LA CARGA Y UN EMBOBINADO DE CONTROL SEPARADO

Cuando a un reactor saturable se le coloca otra bobina en el mismo núcleo y se le aplica un voltaje de corriente directa V_{dc} , ésta recibe el nombre de bobina de control, (pues será la que determine el nivel de saturación del núcleo) y un rectificador de potencia en serie con la bobina por la cual fluye

¹ Gourishankar Vembu, Conversión de Energía Electromecánica, 1a. ed. Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A. México 1975, p.119-122.



a) DIAGRAMA ELÉCTRICO

b) CURVA DEL FLUJO vs. CORRIENTE DEL NÚCLEO

FIGURA 2.4

REACTOR SATURABLE CON RECTIFICADOR EN SERIE

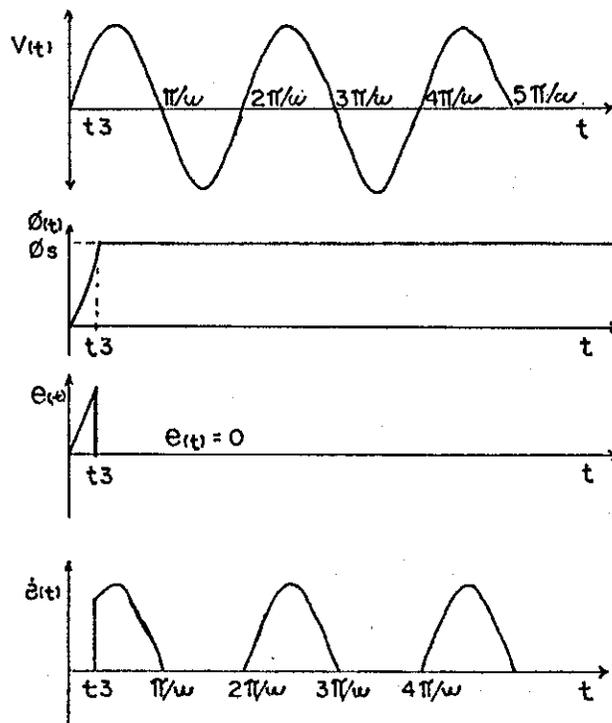


FIGURA 2.5

FORMAS DE ONDA DE UN REACTOR SATURABLE CON RECTIFICADOR EN SERIE, PARA $V_{max} > N\omega\Phi_s$

corriente alterna y a la que se denomina bobina de salida, a este arreglo se le conoce como reactor autosaturable o **AMPLIFICADOR MAGNÉTICO**.

Del análisis anterior, es lógico que la única forma en que el núcleo puede ser extraído del estado de saturación con $\phi(t) = \phi_s$, es por medio de una fuente de suficiente magnitud de fuerza magnetomotriz negativa actuando en el núcleo. Una manera de alcanzar este objetivo es proveer en el mismo núcleo un segundo embobinado (llamado embobinado de control) llevando corriente directa. Esto se muestra en la configuración mostrada en la **figura 2-7(a)** donde $V(t)$ representa una fuente de corriente alterna de amplitud constante y V_{dc} una fuente de voltaje de corriente directa, también de amplitud constante. Obsérvese que las fuerzas magnetomotrices de AC y DC se oponen mutuamente.

La curva B vrs. H para el núcleo es mostrada en la **figura 2-7(b)**.

Sea $V(t) = V_{max} \text{ Sen } \omega t$, aplicando cálculo integral y diferencial ² al reactor saturable mostrado en la figura 2-7(a) se obtienen las formas de onda mostradas en la **figura 2-8**

Analizando las formas de onda de la figura 2-8, puede observarse que la corriente $I_L(t)$ es todo el tiempo o muy pequeña o cero, excepto cuando el núcleo está saturado. La duración de los intervalos de saturación determina el valor eficaz de $I_L(t)$ y por lo tanto, la potencia promedio disipada en RL. La duración del intervalo de saturación para un voltaje dado $V(t)$ puede ser controlado con el voltaje de control V_{dc} . **Esto demuestra claramente como los amplificadores magnéticos pueden ser usados en el control del flujo de energía de elementos de disipación, tales como resistencias, rectificadores de potencia usados en telecomunicaciones o en convertidores de energía electromecánica como es el caso de los motores DC.**

La relación de la potencia promedio disipada en RL a la potencia promedio de entrada al embobinado de control es definida como la relación de la potencia de amplificación. Una característica típica de la amplificación de potencia es mostrada en la **figura 2-9**. En vista de la propiedad de amplificación que tiene la figura 2-7(a) y como el rectificador suprime los valores negativos de $I_L(t)$, esta configuración es conocida como amplificador magnético de media onda.

La ganancia de potencia de un amplificador magnético bien diseñado puede ser bastante grande por ejemplo, con solo 5 watts de potencia de control podemos controlar 50 Kwatts de potencia en la salida.

En la práctica el rectificador (diodo) mostrado en el amplificador magnético incrementa la ganancia de potencia, como una simplificación, puede pensarse como un bloqueo del voltaje en cada medio ciclo para prevenir el reseteo del núcleo.

² ibid, p. 123-128

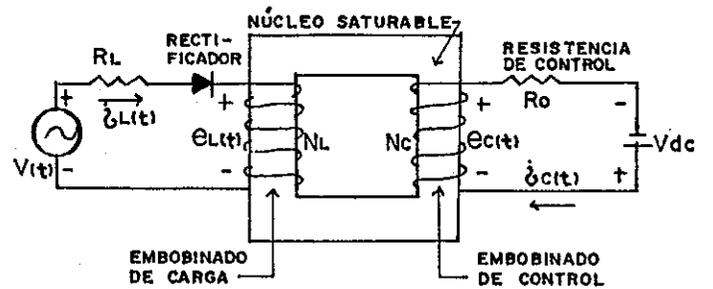
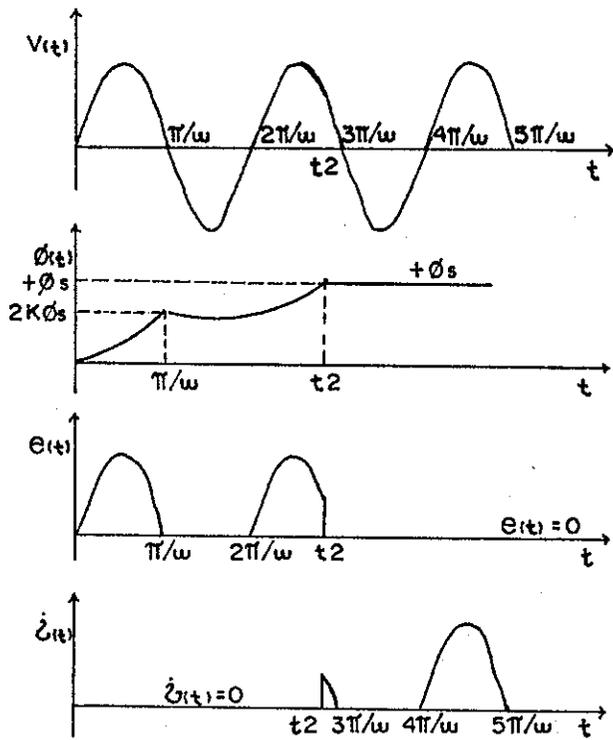
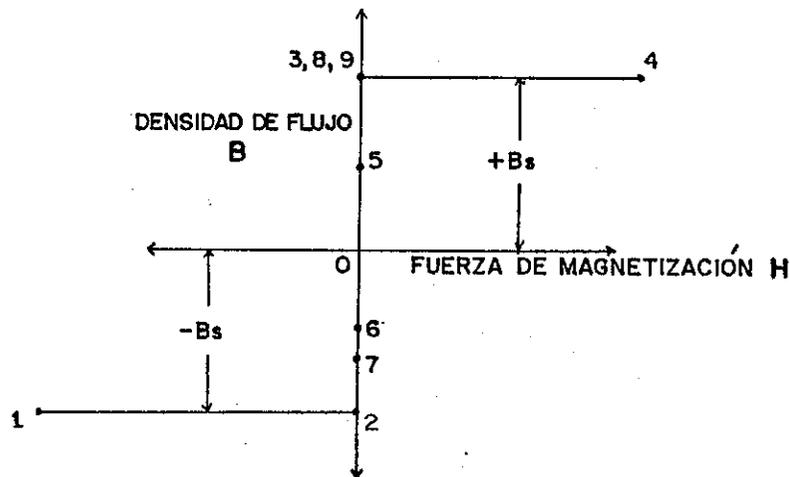


FIGURA 2.6

a) DIAGRAMA ELÉCTRICO

FORMAS DE ONDA DE UN REACTOR CON RECTIFICADOR EN SERIE, PARA $1/4 < K < 1/2$ EN DONDE : $K = V_{max}/N\omega\phi_s$



b) CURVA B vs. H DEL NÚCLEO

FIGURA 2.7

REACTOR SATURABLE CON RECTIFICADOR Y EMBOBINADO DE CONTROL

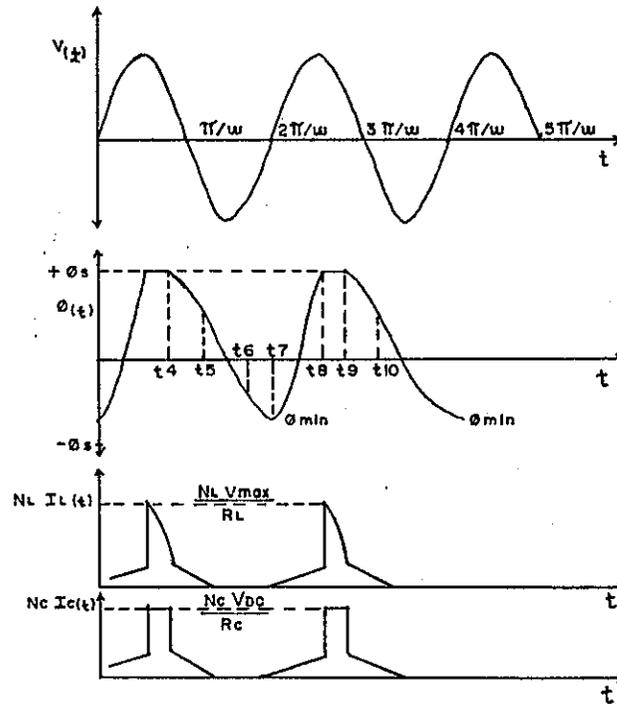


FIGURA 2.8
 FORMAS DE ONDA EN ESTADO ESTABLE DEL REACTOR SATURABLE
 MOSTRADO EN LA FIGURA 2.7 a). SIENDO $[N_L \cdot I_L(t)] = [N_c \cdot I_c(t)]$
 CUANDO $\phi(t)$ ESTA CAMBIANDO CON EL TIEMPO, DE TAL MANERA
 QUE LA FUERZA MAGNETOMOTRIZ NETA ES CERO

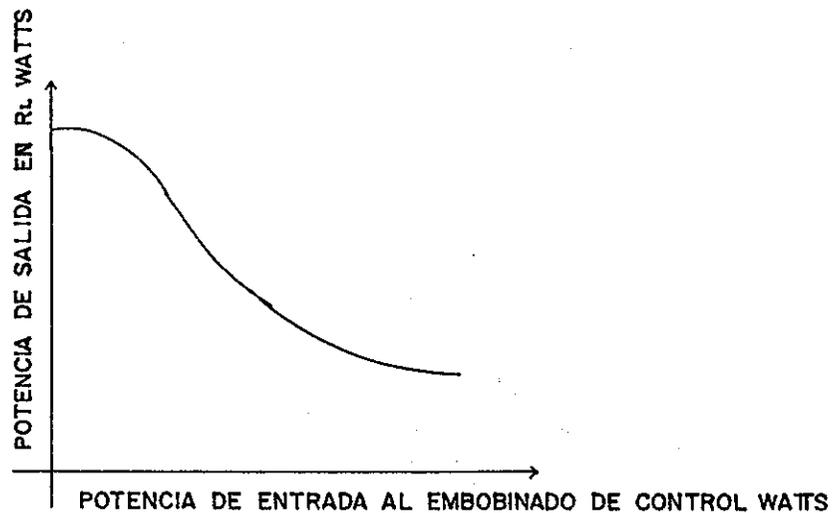


FIGURA 2.9
 CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA TÍPICA DE UN
 AMPLIFICADOR MAGNÉTICO DE MEDIA ONDA

2.3.3 EMBOBINADOS AUXILIARES EN LOS AMPLIFICADORES MAGNÉTICOS.

Generalmente, los amplificadores magnéticos poseen más de una bobina de control, puesto que la salida de estos está en función de la f.m.m. neta de la señal de control. La suma algebraica de las f.m.m. de varios embobinados de control que están energizados simultáneamente, determinarán el comportamiento del amplificador. Las características de entrada-salida en estado estable de un amplificador magnético se ilustran en la **figura 2-10**. El rango normal de operación del amplificador magnético se selecciona de tal forma que trabaje en la porción lineal de la curva, esto es que la corriente de carga varíe linealmente con cambios en las señales de control. Entonces la ganancia del amplificador está dada por la pendiente de la curva.

Puesto que los amplificadores magnéticos son autosaturables, aún con una señal de control nula. Por ello se requiere una excitación negativa para reducir la salida del amplificador a su mínimo valor. Esta excitación negativa se obtiene por medio de un embobinado arrollado en el mismo núcleo al que se le da el nombre de Embobinado de Polarización.

La **figura 2-11** muestra las características de entrada-salida de un amplificador magnético con embobinado de polarización. La curva "A" es la de un amplificador al cual no se le ha aplicado señal de polarización. La curva "B" muestra el efecto de una polarización negativa y la "C" una polarización positiva.

El punto de reposo se puede hacer coincidir con el punto de corte del amplificador si la corriente de polarización negativa se ajusta apropiadamente; en este caso se usan señales positivas para controlar la salida. Por otro lado los amplificadores que se han polarizado positivamente hasta el máximo, esto es hasta el punto de saturación, emplean señales negativas para el control de la salida.

2.3.4 EMBOBINADO DE RETROALIMENTACIÓN

La retroalimentación se usa comúnmente en circuitos de amplificadores magnéticos y electrónicos. Esencialmente es una pequeña parte de la señal de salida que retorna a un embobinado de control separado en el núcleo del amplificador llamado embobinado de retroalimentación y que ejerce ciertas funciones de regulación. En general, una retroalimentación negativa tiende a mejorar la linealidad de las características de control. La **figura 2-12** muestra el efecto de retroalimentación positiva y negativa en las curvas "C" y "B", respectivamente.

2.3.5 EJEMPLO DE UN AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

Los núcleos, embobinados y rectificadores de los amplificadores magnéticos pueden estar dispuestos de varias formas para el control de sistemas monofásicos o trifásicos. Más aún, la salida puede entregar corriente directa o alterna y señales DC o AC pueden ser aplicadas a los embobinados de control, dependiendo de como se hagan las conexiones. A continuación se muestra un ejemplo típico de un amplificador magnético con núcleo de tres brazos y salida AC monofásica.

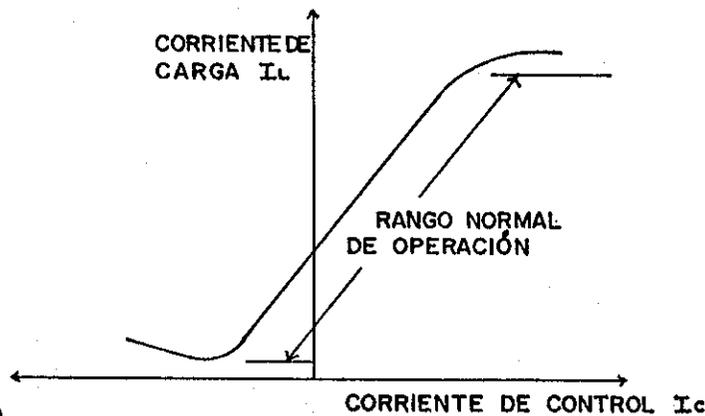


FIGURA 2.10,
CARACTERÍSTICA DE ENTRADA-SALIDA EN ESTADO ESTABLE DE UN AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

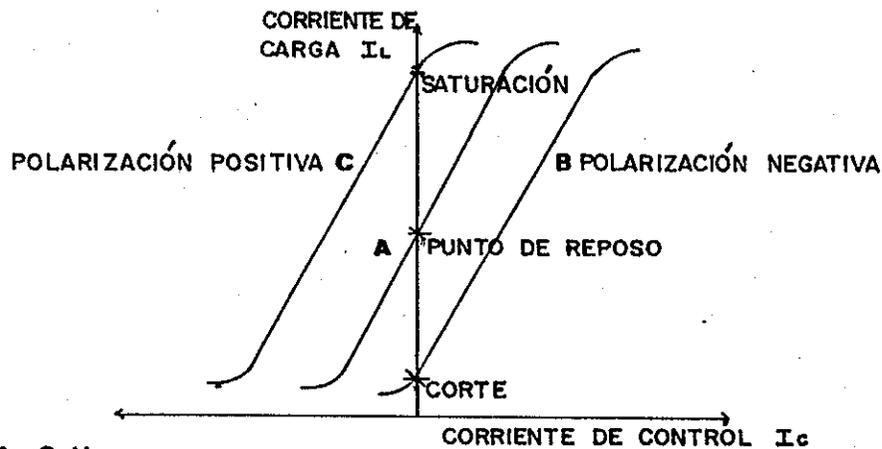


FIGURA 2.11
CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA-SALIDA DE UN AMPLIFICADOR MAGNÉTICO CON EMOBINADO DE POLARIZACIÓN

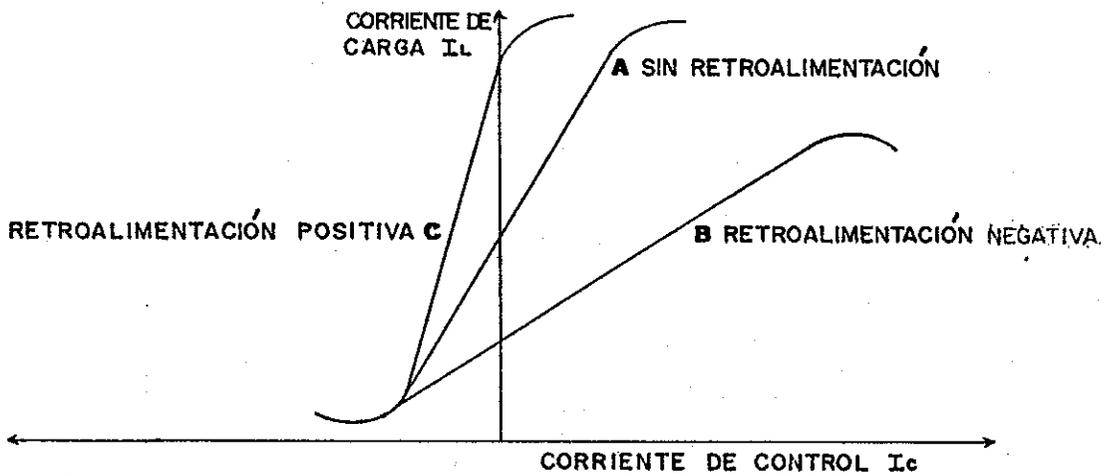


FIGURA 2.12,
CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA-SALIDA DE UN AMPLIFICADOR MAGNÉTICO CON EMOBINADO DE RETROALIMENTACIÓN

La **figura 2-13** representa el circuito básico de un amplificador magnético en el cual un núcleo de tres brazos contiene las dos bobinas de carga arrolladas en los brazos exteriores y las bobinas de control y polarización arrolladas en el brazo central.

Para que el amplificador tenga una operación de onda completa, se han conectado dos rectificadores en el circuito de las bobinas de carga, de manera que conduzcan alternadamente en los semiciclos de la onda senoidal. El embobinado de control produce una señal positiva con respecto a ambas bobinas de carga y para la polarización negativa se aplica una señal negativa a la bobina de polarización. Las flechas en el núcleo indican la dirección del flujo producido por cada bobina. La carga está conectada a un conductor de la línea AC fuera de la influencia del amplificador, de manera que por ella circula la corriente alterna a la misma frecuencia que la de la fuente.

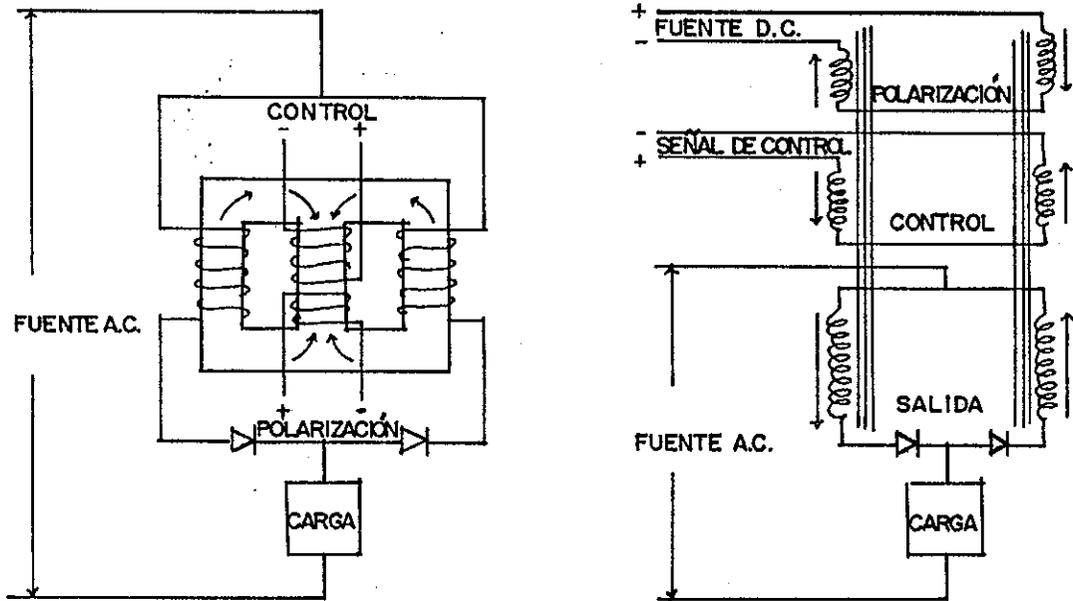
2.4 FUNCIONAMIENTO DEL RECTIFICADOR REGULADO POR AMPLIFICADOR MAGNÉTICO.

El rectificador de potencia regulado por medio de amplificador magnético comúnmente utilizado en telecomunicaciones es mostrado en forma de diagrama de bloques en la **figura 2-14**. El cual puede ser alimentado desde una red monofásica o trifásica dependiendo de la potencia para la cual ha sido diseñado el rectificador.

El amplificador magnético controla la potencia AC aplicada al transformador reductor, y así también la potencia de salida hacia la carga. Una porción del voltaje de salida es comparada con el voltaje de referencia aplicado al circuito amplificador a transistores. Cualquier error en la salida es sentido y amplificado por el amplificador a transistores, el cual maneja a su vez el embobinado de control del amplificador magnético en la dirección en la cual reduce el error. Manteniendo así un voltaje de salida DC constante independientemente del voltaje de entrada AC dentro de ciertos límites, así como de la corriente que consume la carga, siempre y cuando dicha corriente no sea superior a la de carga plena. La corriente de salida es constantemente sensada también por medio de un transformador de corriente, el cual alimenta una malla de resistencias. Cuando la corriente de limitación es alcanzada, aproximadamente un 110% de la corriente a carga plena el rectificador asume el **modo de regulación de corriente**, en este momento el voltaje desarrollado por el circuito sensor de corriente excede el desarrollado por la malla sensora de voltaje, con lo cual el amplificador magnético disminuye el voltaje de salida produciendo una regulación instantánea en la corriente de salida. La **regulación del voltaje de salida** es reasumida una vez la corriente de salida del rectificador disminuye por debajo de la corriente de limitación.

INVESTIGACIÓN DE CAMPO:

El rectificador regulado por amplificador magnético ya no es utilizado, debido principalmente a que es muy grande, pesado, disipa mucho calor y emite mucho ruido. En la **figura 2-15** se muestra un rectificador regulado por amplificador magnético de -24VDC12A. marca "Siemens". Nótese el gran tamaño del rectificador respecto a la corriente nominal del mismo.



a) DIAGRAMA ELÉCTRICO

b) DIAGRAMA ESQUEMÁTICO

FIGURA 2.13

AMPLIFICADOR MAGNÉTICO CON NÚCLEO DE TRES BRAZOS Y SALIDA A. C. MONOFÁSICA

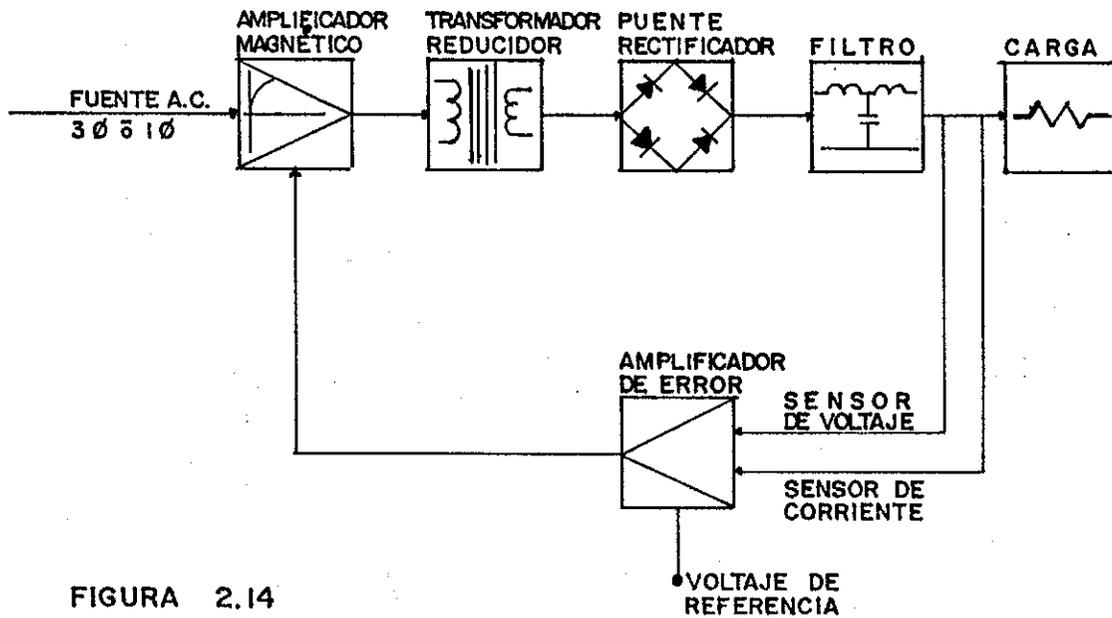


FIGURA 2.14

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECTIFICADOR DE POTENCIA REGULADO POR AMPLIFICADOR MAGNÉTICO

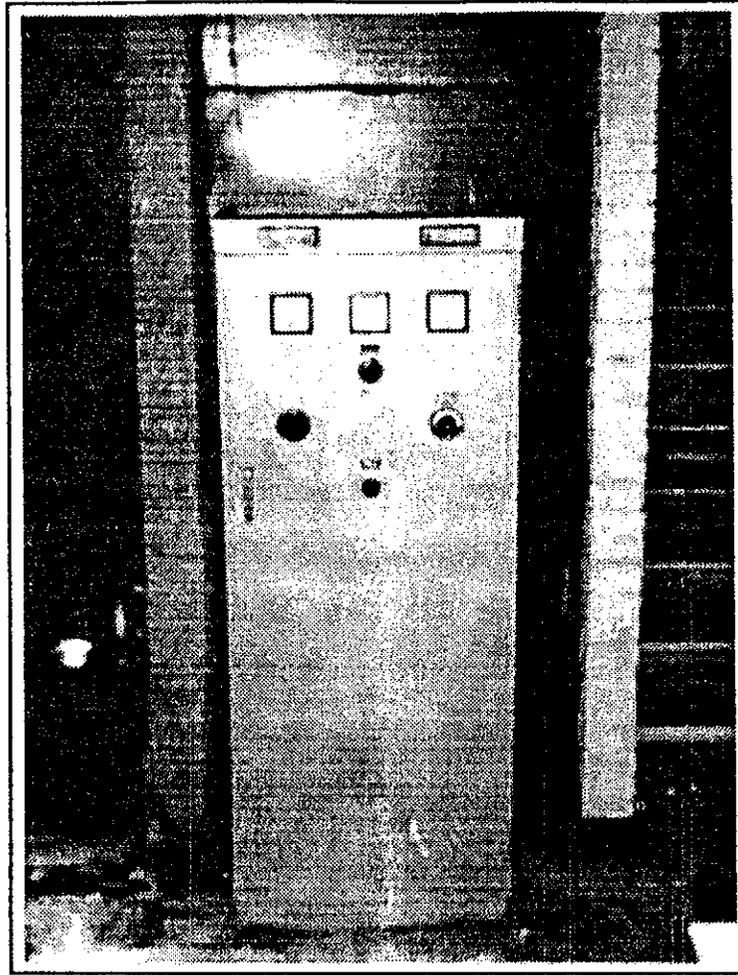


FIGURA 2.15
RECTIFICADOR REGULADO POR AMPLIFICADOR
MAGNÉTICO - 24VDC 12A MARCA "SIEMENS"

3. RECTIFICADOR REGULADO POR TIRISTORES

3.1 INTRODUCCIÓN

Para poder obtener las principales características de un rectificador (ver numeral 1.3), es necesario tener algunas formas de ajustar el voltaje de salida. Por lo tanto es conveniente tener un rectificador completamente estático, tales mecanismos como cambio de taps, transformadores variables y reguladores de inducción no son apropiados. Un método utilizado para regular la salida de un rectificador es a través del uso de un circuito regulador de "switching". La **figura 3-1** muestra el circuito básico de un regulador de "switching". Por medio del cierre y apertura del "switch", el voltaje aplicado a la carga es repetitivamente cambiado de cero a pleno voltaje de alimentación. El valor promedio del voltaje en la carga está relacionado con el voltaje de la fuente por la razón del tiempo de conexión y desconexión. Obviamente si el "switch" permanece abierto continuamente, el voltaje en la carga es cero; y si por el contrario permanece continuamente cerrado, el voltaje en la carga será igual al voltaje de la fuente. Variando el tiempo en que el "switch" permanece cerrado, el voltaje en la carga puede ser fácilmente variado entre estos dos extremos. Esto mismo ocurriría en el rectificador con amplificador magnético, actuando como "switch" la reactancia variable del mismo entre cero voltios en la carga cuando no está saturado (reactancia alta), y voltaje de fuente en la carga cuando el mismo se encuentra saturado (reactancia cero). En el presente capítulo el elemento que va actuar como "switch" es un tiristor, solamente que antes de explicar su funcionamiento daremos un breve repaso de la forma en que opera el rectificador a diodos y los principales inconvenientes del mismo como medio de regulación de potencia.

3.2 RECTIFICACIÓN MONOFÁSICA CON EL USO DE DIODOS

La rectificación a diodo en su forma más simple, utiliza un transformador con derivación central en el embobinado secundario y un par de diodos conectados a dicho embobinado tal como se muestra en la **figura 3-2**.

El transformador proporciona aislamiento entre la entrada AC y la salida DC y también reduce el voltaje de entrada AC a un valor apropiado para lograr el valor de voltaje DC que se requiere en la salida. Los diodos rectifican el voltaje AC del secundario del transformador para proporcionar una salida DC en la carga no filtrada, la cual es satisfactoria simplemente para cargar baterías, sin embargo no es apropiada para la mayoría de cargas DC debido al alto ripple en el circuito de salida. Para obtener una DC aproximadamente pura, es necesario incluir una malla de filtro adecuada la cual reduce la componente de AC (ripple) en la salida.

La principal limitación de la rectificación monofásica, es que no se puede incrementar mucho la potencia de salida debido a la dificultad de obtener filtros adecuados para manejar dicha potencia, lo cual se demuestra a continuación.

Para calcular el valor de la capacidad de un filtro se utiliza la siguiente fórmula:

$$C = I \cdot \frac{dt}{dV} \quad (3-1)$$

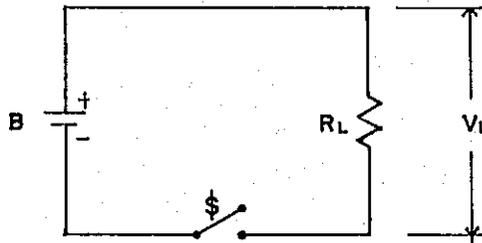
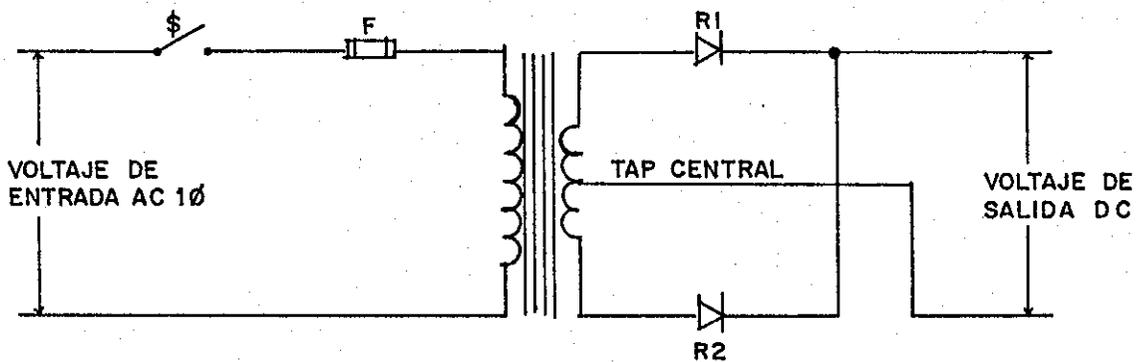
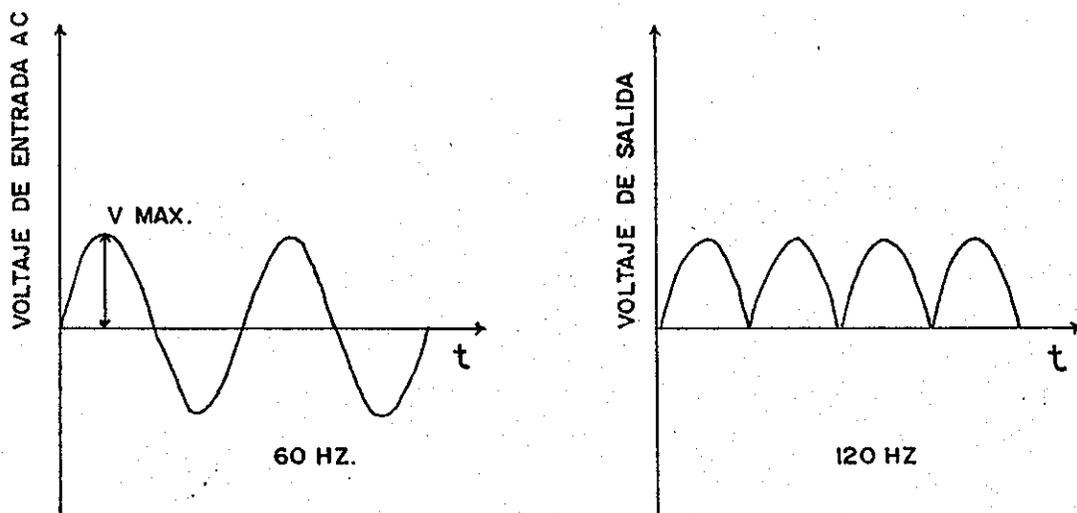


FIGURA 3.1
REGULADOR SIMPLE DE "SWITCHEO"



a) DIAGRAMA ELÉCTRICO



b) FORMAS DE ONDA DEL VOLTAJE DE ENTRADA AC Y DEL VOLTAJE DE SALIDA DC

FIGURA 3.2
RECTIFICADOR A DIODOS DE ONDA COMPLETA CON TRANSFORMADOR DE TAP CENTRAL

en donde:

C = valor del condensador en faradios

dt = tiempo de carga del condensador

dv = tensión de rizado admisible

I = corriente máxima de la carga a conectar.

Como podemos observar la capacidad del filtro es directamente proporcional a la corriente de la carga a conectar, por lo que para corrientes de salida muy altas necesitaríamos filtros (condensadores electrolíticos) muy grandes los cuales no se encuentran disponibles en el comercio.

Una solución al problema del filtrado de salida es cambiar la rectificación monofásica a trifásica, ya que de esta manera se aumenta la frecuencia de la DC a filtrar de 120 hertz a 360 hertz, con lo cual el tiempo de carga del condensador disminuye y la capacidad del filtro a utilizar se reduce.

3.3 RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA CON EL USO DE DIODOS

La rectificación trifásica es mostrada en la **figura 3-3** es esencialmente tres fases simples de rectificación conectadas en paralelo, la ventaja de este tipo de rectificación es el transformador trifásico utilizado. El transformador común consiste en embobinados separados y aislados para cada fase en tres ramales del núcleo. Cada ramal del núcleo contiene el circuito primario y secundario de la fase particular.

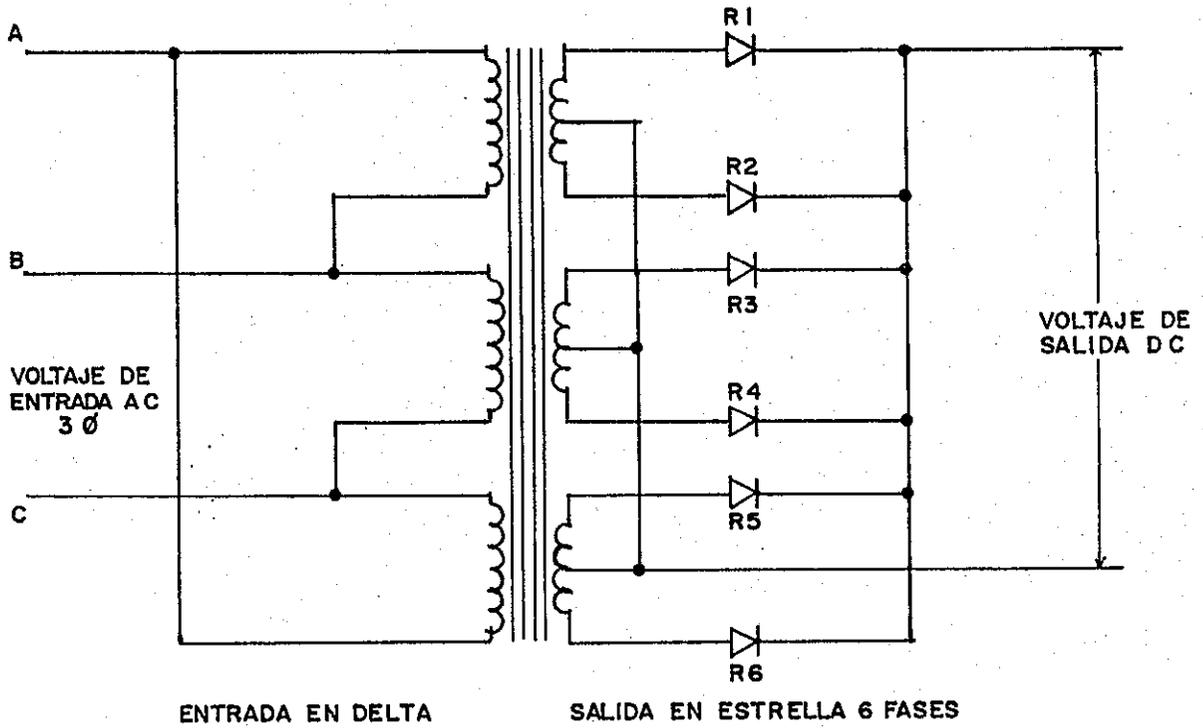
Los tres núcleos establecen tres flujos magnéticos desplazados uno de otro 120 grados eléctricos, las salidas rectificadas de cada fase están combinadas en una sola salida, los 120 grados de desplazamiento entre fases da como resultado que la frecuencia del ripple en la salida sea tres veces la frecuencia del ripple de salida de un rectificador monofásico tal como se muestra en la figura 3-3. El incremento de la frecuencia da como resultado un porcentaje de ripple de la décima parte del ripple producido por un rectificador monofásico. El incremento de la frecuencia con la consiguiente disminución del porcentaje de ripple, proporcionan una salida más fácil de filtrar que la salida de un rectificador monofásico. Generalmente los rectificadores cuyo rango de operación está por encima de los 100 amperios DC, operan con una entrada de fuerza trifásica.

3.4 PRINCIPALES CONEXIONES DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS UTILIZADAS EN RECTIFICADORES DE CORRIENTE ALTERNA.

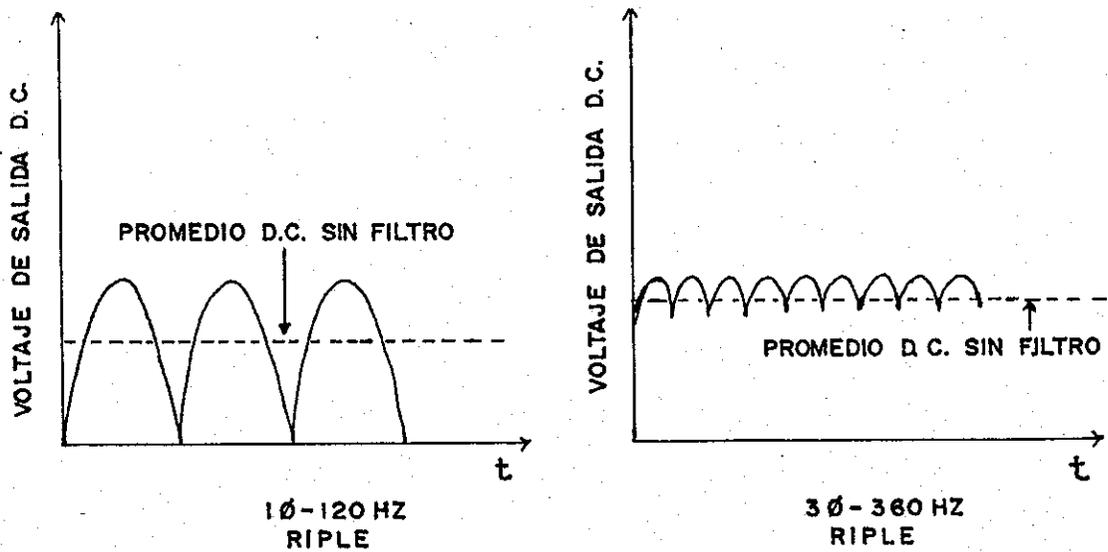
Varios tipos de transformadores y configuraciones en la conexión de los mismos pueden ser usadas cuando se convierte una entrada trifásica en una salida DC requerida, sin embargo se describirán dos configuraciones corrientemente utilizadas en transformadores trifásicos.

La primer configuración trifásica de transformadores consiste en una conexión delta en los embobinados primarios y una conexión doble estrella en los embobinados secundarios tal como se muestra en la **figura 3-4**. En esta configuración los embobinados secundarios con tap central producen seis fases en el secundario.

La segunda configuración trifásica de transformadores es mostrada en la **figura 3-5**, la cual utiliza dos transformadores separados con los primarios



a) RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA A DIODOS



b) RIPLE MONOFÁSICO vs. TRIFÁSICO

FIGURA 3.3

RECTIFICACIÓN MONOFÁSICA vs. TRIFÁSICA

conectados en una configuración Scott-T para proporcionar cuatro fases en el secundario.

3.5 RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA CON TIRISTORES

La rectificación trifásica y monofásica a diodo son básicamente de voltaje fijo; esto es la salida DC es una fracción fija de la entrada AC. Así también, debido a la resistencia del embobinado secundario del transformador y a la caída de voltaje directo a través de los diodos, la salida de voltaje disminuye conforme aumenta la corriente en la carga.

El elemento de "switchero" ideal para usar en un regulador de "switchero" (ver **figura 3-1**) es un tiristor (rectificador controlado de silicio SCR). Este elemento se aproxima a un "switch" ideal. En el estado de conducción, la caída de voltaje a través del tiristor es cerca de un voltio; en el estado de bloqueo, la resistencia de escape puede alcanzar varios megohmios y virtualmente todo el voltaje de la fuente de alimentación aparece a través del tiristor. Sin embargo, la potencia disipada por el tiristor es muy pequeña y una eficiencia del orden del 90% puede obtenerse fácilmente.

3.5.1 OPERACIÓN DEL TIRISTOR

El tiristor es un elemento semiconductor que muestra una acción de "switchero" regenerativa. Mientras que en esta amplia clasificación podría incluirse muchos tipos de elementos, el más común es el triodo de bloqueo en reversa tiristor comúnmente llamado rectificador controlado de silicio (SCR). El elemento está compuesto de cuatro capas de material semiconductor, y tres terminales con conducción directa controlada. Si un voltaje en reversa es aplicado al elemento, este se bloquea al igual que un diodo rectificador convencional. También bloquea el voltaje directo hasta que una señal es aplicada al electrodo de control denominado puerta, cuando la señal de puerta es aplicada el elemento se "switchero" en unos pocos microsegundos entrando al estado de conducción, mostrando una pequeña caída de voltaje (aproximadamente un voltio). A causa de la acción de "switchero" regenerativa, el elemento continúa en conducción tan pronto como una corriente directa pase a través de él, aun cuando la señal de puerta sea removida. Si la corriente en sentido directo es reducida a cero, el elemento recobra su habilidad de bloqueo en directo en un tiempo de 10 a 100 microsegundos a través del proceso denominado conmutación. La propiedad de remanencia de la corriente hasta que es reducida a cero puede acarrear algunas complicaciones en circuitos de DC, pero en circuitos de AC, la corriente de reversa que se presenta cada medio ciclo coloca fuera al tiristor. El símbolo, la curva característica y los estados de conducción y bloqueo de un tiristor son mostrados en la **figura 3-6**.

La única forma de cortar un tiristor es disminuir la corriente por debajo del valor de la corriente de sostenimiento.

Las razones del comportamiento de un tiristor son un poco complicadas, pero pueden ser explicadas en términos de la analogía de dos transistores en serie. La **figura 3-7** muestra como una estructura PNPN puede ser dividida en una combinación PNP - NPN de transistores.

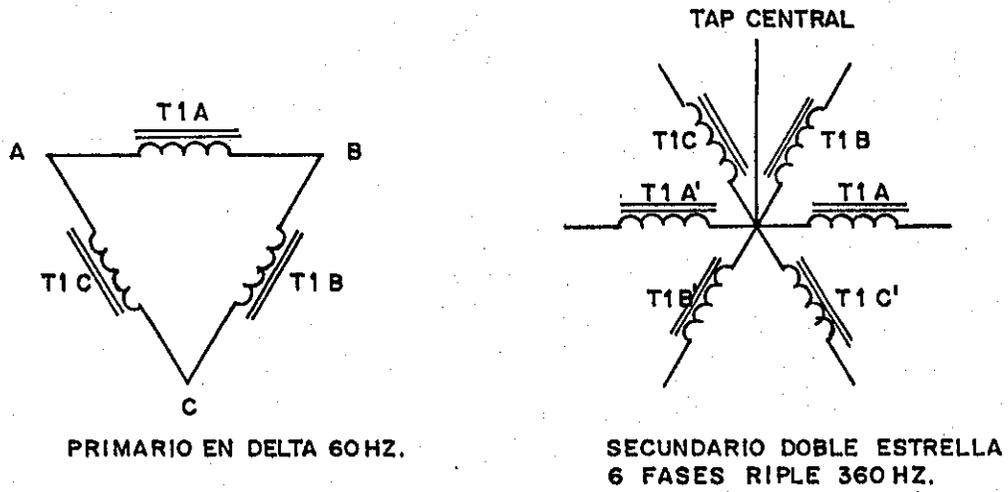


FIGURA 3.4

CONEXIÓN TRIFÁSICA DELTA-DOBLE ESTRELLA

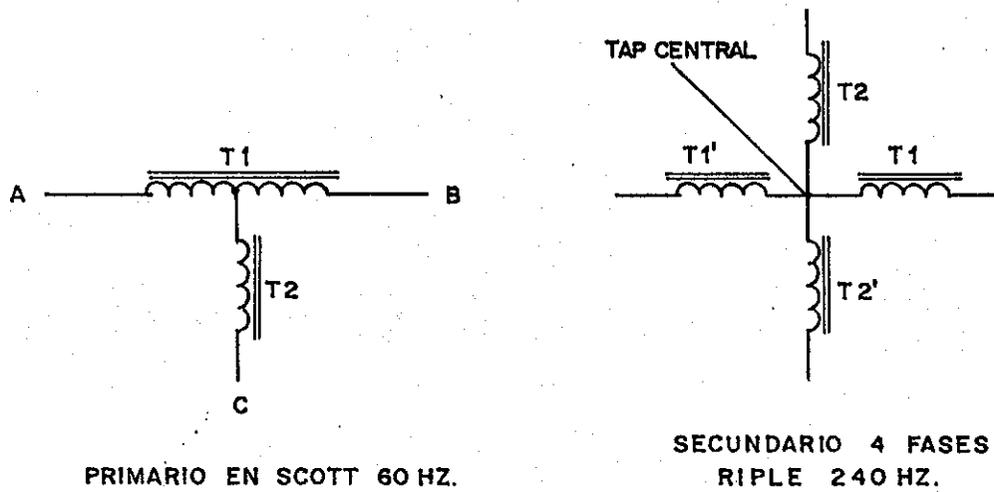


FIGURA 3.5

CONEXIÓN TRIFÁSICA EN SCOTT-T

Si se aplica un voltaje inverso (cátodo positivo) ambos emisores estarán polarizados inversamente por lo tanto el flujo de corriente será bloqueado. Si un voltaje en sentido directo es aplicado a las terminales A y K, el flujo de corriente es bloqueado puesto que ambos transistores están polarizados en el límite de conducción pero les hace falta la corriente de base. Por medio de la aplicación de la suficiente corriente de base a través de una fuente externa a los terminales G y K, el transistor Q2 conduce la suficiente corriente de colector tal como lo muestra el flujo I_{c2} en la figura 3-7. Una vez I_{c2} abastece de corriente de base a Q1, ambos transistores empiezan a conducir simultáneamente después de la aplicación de la señal de puerta. Ya en conducción la señal de puerta es removida ya que la corriente I_{c1} fluye en la base del circuito de Q2, sosteniendo así la conducción de ambos elementos. Los transistores vuelven al estado de no conducción, cuando el flujo externo de corriente a través de las terminales ánodo y cátodo es reducido a cero.

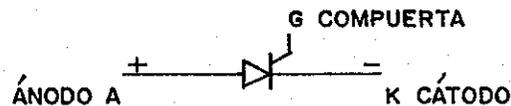
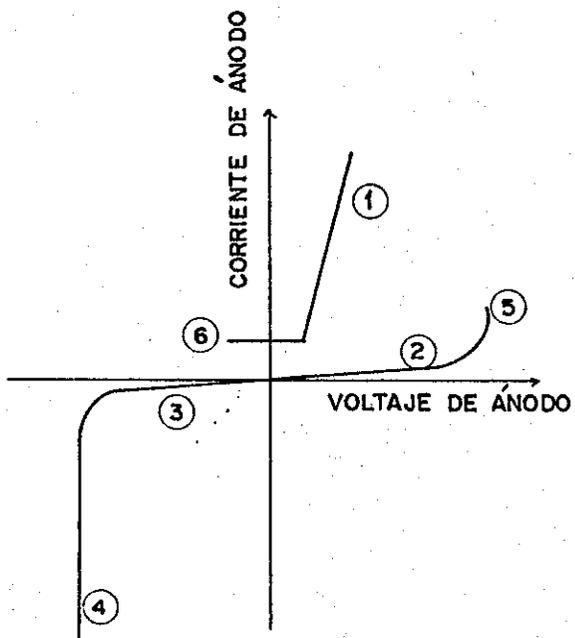
3.5.2 CIRCUITO DE RECTIFICACIÓN CON TIRISTORES

Los tiristores pueden combinarse de varias maneras de tal forma que la potencia AC o DC sean controladas. Varios y diferentes circuitos de control de potencia pueden ser clasificados como circuitos de control primarios o secundarios. La selección del circuito depende del nivel de potencia y de los voltajes de entrada y salida requeridos. Para aplicaciones de baja y mediana potencia, se usan generalmente los circuitos secundarios de control tal como el mostrado en la **figura 3-8(a)**.

En la operación secundaria de control, el tiristor es usado tanto como rectificador como elemento de control. El voltaje de salida del circuito tiristor puede ser controlado por retraso del punto en el cual el tiristor es gatillado, tal como se puede observar en la **figura 3-8(b)**. Si la señal de gatillado no está presente el tiristor permanece bloqueado continuamente y el voltaje de salida es cero, si la señal de gatillado se aplica continuamente, el voltaje de salida DC será igual al valor máximo determinado por el voltaje secundario del transformador. Variando la señal de gatillado entre estos extremos, el voltaje de salida DC puede ser ajustado sobre todo el rango. El punto del ciclo de AC en el cual la señal de gatillado es aplicada se denomina ángulo de fase, y los rectificadores que hacen uso de este tipo de circuito de regulación son conocidos como rectificadores controlados por fase.

El rectificador monofásico y trifásico a base de configuración de tap central y con tiristores tienen varios inconvenientes incluyendo un alto TIF (Factor de Influencia Telefónica) causado por los picos de voltaje generados cuando los tiristores son gatillados y puestos en conducción. Un perfeccionamiento del rectificador trifásico con tap central a base de tiristores es mostrado en la **figura 3-9**.

Esta configuración incluye la adición de un circuito reforzador, el cual consiste en la adición de diodos los cuales son insertados en el embobinado secundario del transformador entre el tap central y la conexión del tiristor asociado. En esta configuración, el voltaje entre el tap central y el punto del embobinado donde se encuentra conectado el diodo es aprovechado en la salida del rectificador siempre y cuando el tiristor asociado no está gatillado y puesto



a) SÍMBOLO DE UN TIRISTOR

- ① CONDUCCION EN DIRECTA
- ② BLOQUEO EN DIRECTA
- ③ BLOQUEO EN REVERSA
- ④ ROTURA EN REVERSA
- ⑤ PUNTO DE ROTURA EN DIRECTA
- ⑥ CORRIENTE DE SOSTENIMIENTO

b) CURVA CARACTERÍSTICA DEL TIRISTOR



c) ESTADOS DE CONDUCCIÓN Y BLOQUEO DEL TIRISTOR

FIGURA 3.6
CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL TIRISTOR (SCR)

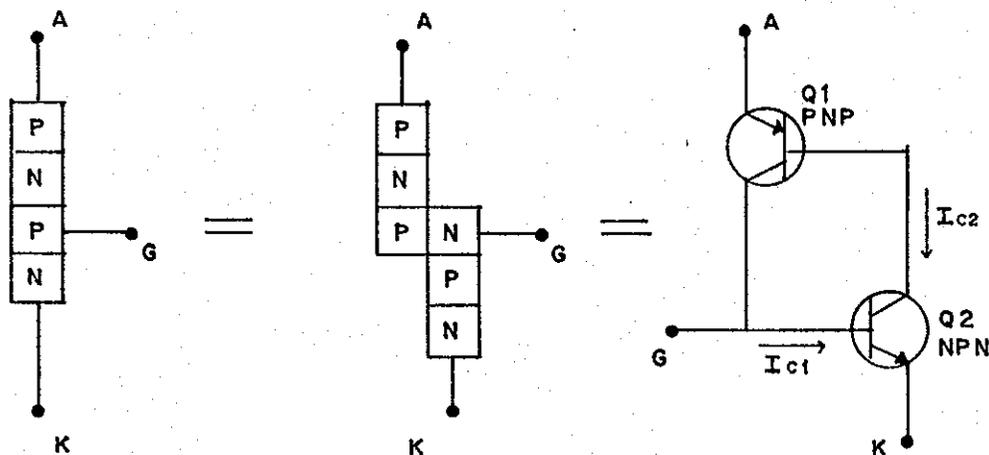
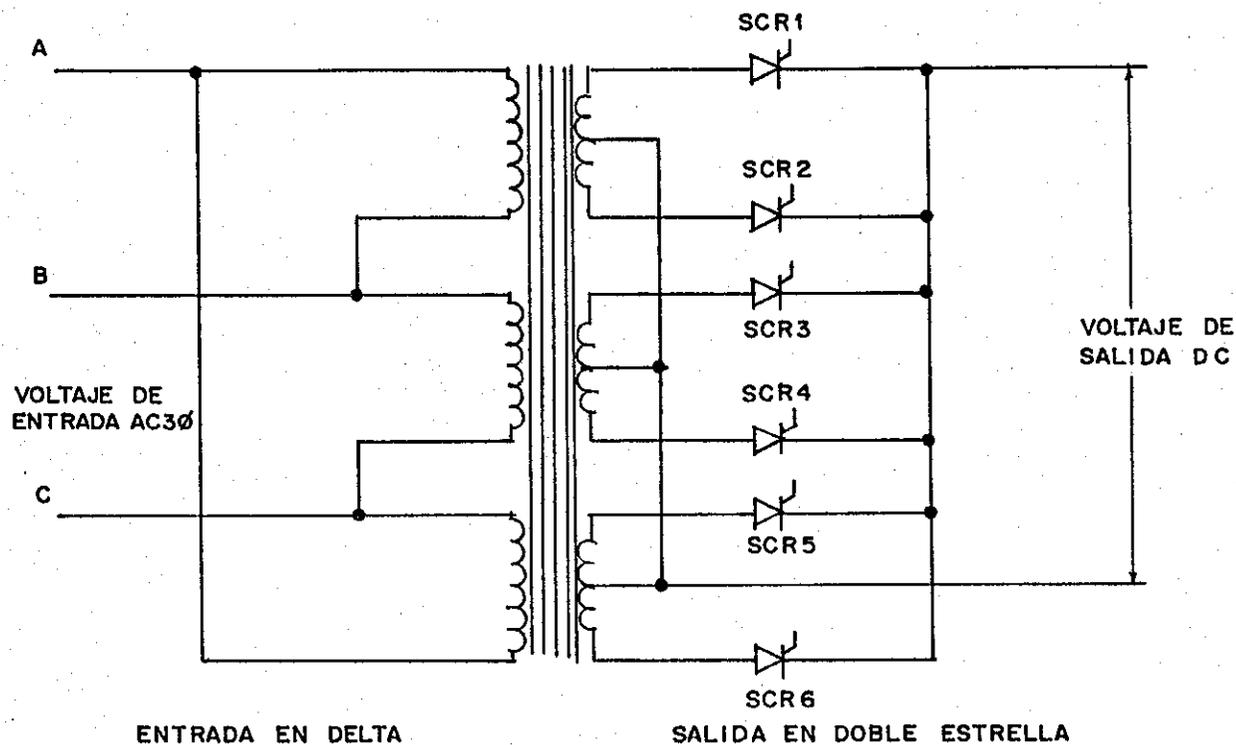
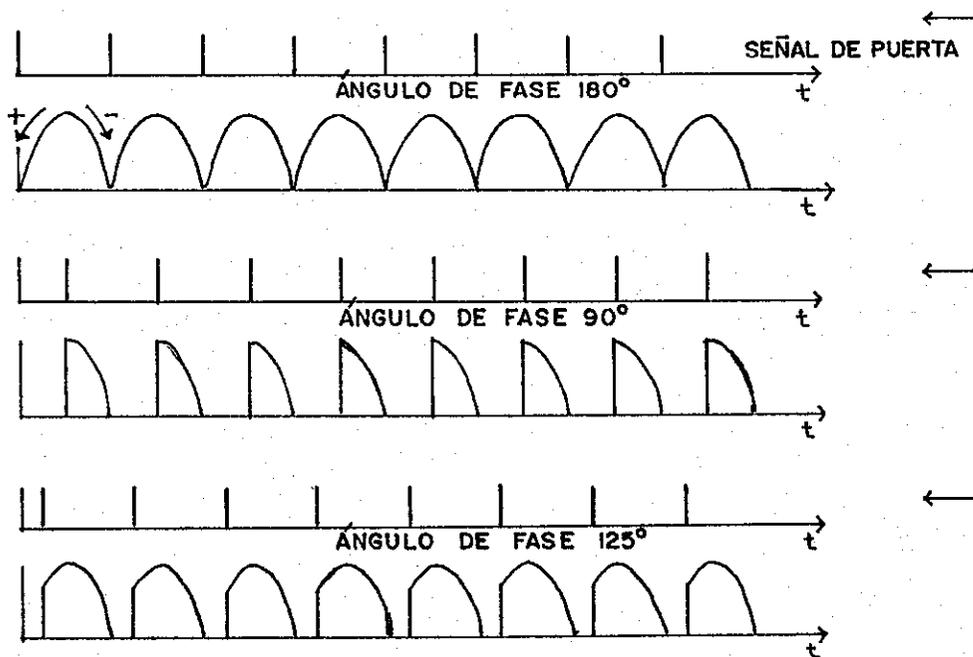


FIGURA 3.7
ANALOGÍA DEL TIRISTOR CON DOS TRANSISTORES EN SERIE



a) RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA A TIRISTORES



b) VOLTAJE DE SALIDA A DIFERENTES ÁNGULOS DE FASE

FIGURA 3.8

RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO POR FASE POR MEDIO DE TIRISTORES (SCR)

en conducción. Sin embargo, cuando el tiristor es gatillado durante el medio ciclo de AC, el embobinado adicional es insertado en el circuito de salida, incrementándose entonces el voltaje de salida del rectificador.

El punto en el cual los tiristores son gatillados en relación con el medio ciclo de AC de cada una de las fases del embobinado secundario, determina el voltaje de salida. Si los tiristores son gatillados al inicio del medio ciclo, el voltaje de salida del rectificador es alto. Y, por el contrario, si los tiristores son gatillados un instante después de iniciado el medio ciclo, el voltaje de salida del rectificador disminuye. Si los tiristores son gatillados al final del medio ciclo, la salida del rectificador depende solamente del voltaje disponible entre el tap central y el punto del embobinado donde se encuentra conectado el diodo para cada fase en particular.

Las ventajas del circuito trifásico controlado por tiristores con diodos de reforzamiento incluye pequeños picos de voltaje cuando el tiristor es gatillado y puesto en conducción, resultando en un bajo TIF (Factor de Influencia Telefónica). Este tipo de circuito requiere también de una malla de filtro más pequeña que la utilizada por el rectificador sin diodos de reforzamiento.

3.5.3 CIRCUITO VARIADOR DE FASE

Desde luego que el circuito de rectificación por medio de tiristores produce distorsión en la línea de alimentación AC, una característica de variación de fase es construida en los rectificadores controlados con tiristores cuya corriente de salida está por encima de los 400 amperios. Esta modalidad minimiza la distorsión en la línea AC por medio de la variación de fase de la corriente de entrada al rectificador con respecto a la corriente en la línea de alimentación AC. Esto resulta en una distorsión acumulativa más baja en la línea de AC cuando operan dos o más rectificadores en paralelo controlados con tiristores.

Algunos rectificadores utilizan separadamente un transformador cambiador de fase en la entrada del circuito para minimizar la distorsión en la línea de AC. Si se utiliza por separado un transformador cambiador de fase, que a la vez es un consumidor deberá ajustarse cuando sea necesario cambiando los taps en el transformador variador de fase para asegurar apropiadamente la variación de fase así como la correcta rotación de fase.

La característica de la variación de fase en algunos rectificadores viene incorporada en el transformador de fuerza principal. Este circuito varía la fase en + 15 grados eléctricos simplemente por el intercambio de dos líneas en la alimentación de AC. La **figura 3-10** muestra una variación de fase de +15 grados eléctricos. El triángulo grueso representa la línea de alimentación AC, mientras que el triángulo suave representa el transformador de fuerza, y las líneas punteadas muestran la variación de fase. En esta configuración, la rotación de fase es en el sentido de las agujas del reloj y cada una de las fases del transformador de fuerza adelanta en +15 grados eléctricos a la fase respectiva de la línea AC. proveendo así un desfase de +15 grados eléctricos. Si las fases B y C de entrada de AC son intercambiadas, la rotación cambia tal como se muestra en la **figura 3-11**. Debido al intercambio de fases la rotación cambia en el sentido contrario al de las agujas del reloj, lo cual produce el

retraso en -15 grados eléctricos en cada una de las fases del transformador de fuerza con respecto a la fase respectiva de la línea de AC, resultando así un desfase de -15 grados eléctricos.

3.6 FUNCIONAMIENTO DEL RECTIFICADOR REGULADO POR TIRISTORES.

El rectificador de potencia regulado por medio de tiristores comunmente utilizado en telecomunicaciones es mostrado en forma de diagrama de bloques en la **figura 3-12**. El cual puede ser alimentado desde una red monofásica o trifásica dependiendo de la potencia para la cual ha sido diseñado el rectificador.

El transformador se encarga de reducir el voltaje AC a un valor apropiado y de variar en +15 grados eléctricos cada una de las fases del primario del transformador con respecto a la fase respectiva de la línea de alimentación AC si el caso lo amerita.

El voltaje en cada una de las fases en el secundario del transformador es rectificado y controlado a la vez por medio de tiristores, los cuales controlan el flujo de potencia hacia la malla de filtro, donde el exceso de ripple es anulado para así tener un voltaje DC puro en la carga.

Los pulsos de puerta para los tiristores son generados por el circuito de pulsos en respuesta a la señal de error procedente del circuito amplificador de error. Los circuitos utilizados para generar la señal de tiempo variable para el gatillado de los tiristores en rectificadores de potencia pueden estar mejor elaborados, pero la mayoría de ellos incluyen los elementos ilustrados en la **figura 3-13**.

Al comienzo de cada medio ciclo, el circuito de sincronismo resetea el circuito de retardo de tiempo variable y este comienza a contar. La longitud del intervalo de conteo es determinada por la magnitud de la señal de voltaje procedente del amplificador de error. Al final del intervalo de conteo, el circuito de retardo de tiempo aplica una señal al generador de pulsos para gatillar al tiristor apropiado. Un circuito de retardo de tiempo podría cargar un capacitor en una proporción variable, generando entonces una rampa de inclinación variable. Cuando la rampa alcanza la señal de voltaje procedente del amplificador de error, se genera un pulso en la salida.

Controlando el punto del ciclo de AC en el cual la señal de gatillado es aplicada a la puerta de cada tiristor, el voltaje DC de salida se mantiene constante independientemente del voltaje de entrada AC dentro de ciertos límites así como de la corriente que consume la carga, siempre y cuando dicha corriente no sea superior a la carga plena. La corriente de salida es constantemente sensada también por medio de un "shunt", el cual provoca cierta caída de voltaje dependiendo de la corriente que circula a través del mismo. Cuando la corriente límite es alcanzada, el rectificador asume **el modo de regulación de corriente**, en este momento el voltaje en terminales del "shunt" es superior al desarrollado por la malla sensora de voltaje, con lo cual el punto de gatillado de los tiristores se aleja más del inicio de cada medio ciclo del voltaje AC, lo cual disminuye el voltaje DC en la salida del rectificador produciéndose una regulación instantánea en la corriente de salida. La

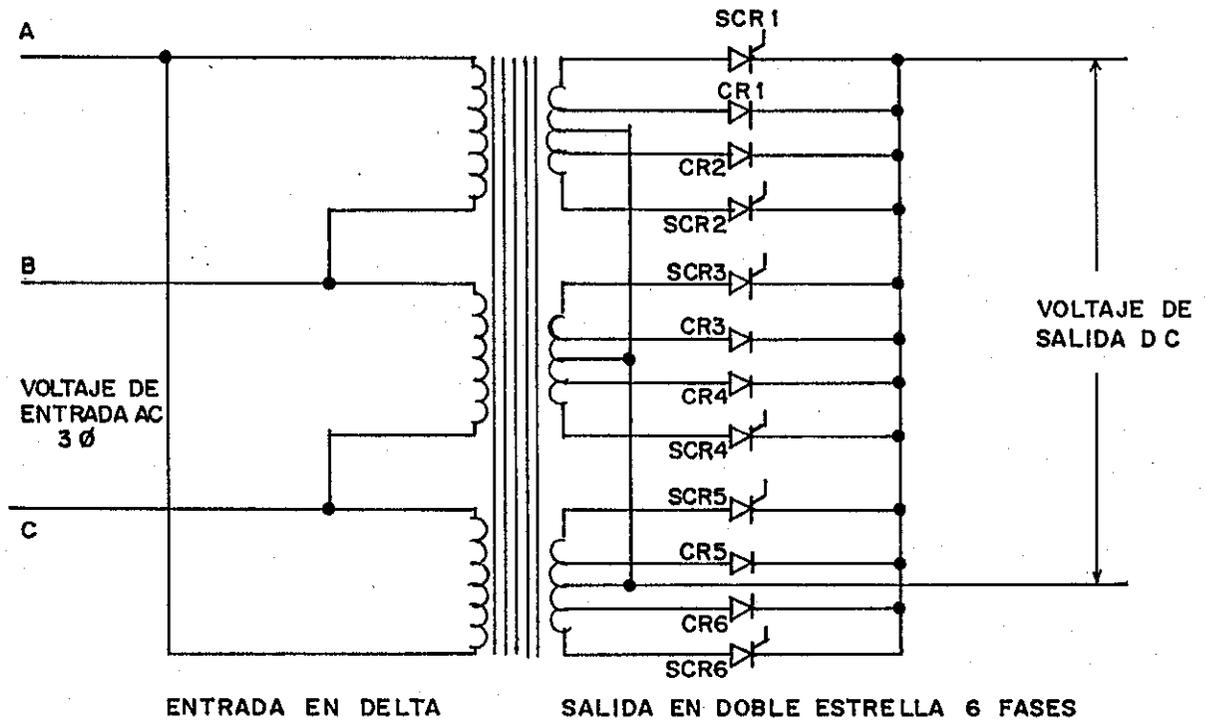


FIGURA 3.9
RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON TAP CENTRAL CONTROLADO POR FASE A TRAVÉS DE TIRISTORES Y CON DIODOS DE REFORZAMIENTO

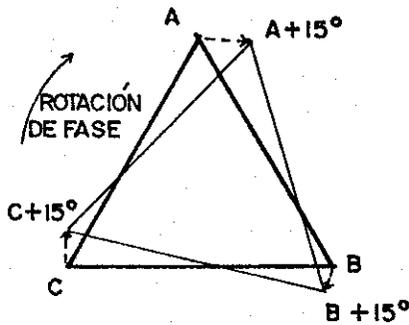


FIGURA 3.10
VARIADOR DE FASE EN +15° ELECTRICOS

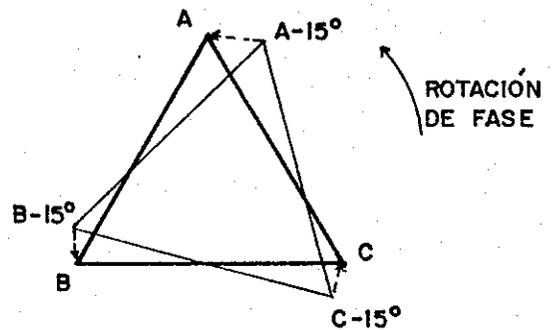


FIGURA 3.11
VARIADOR DE FASE EN -15° ELECTRICOS

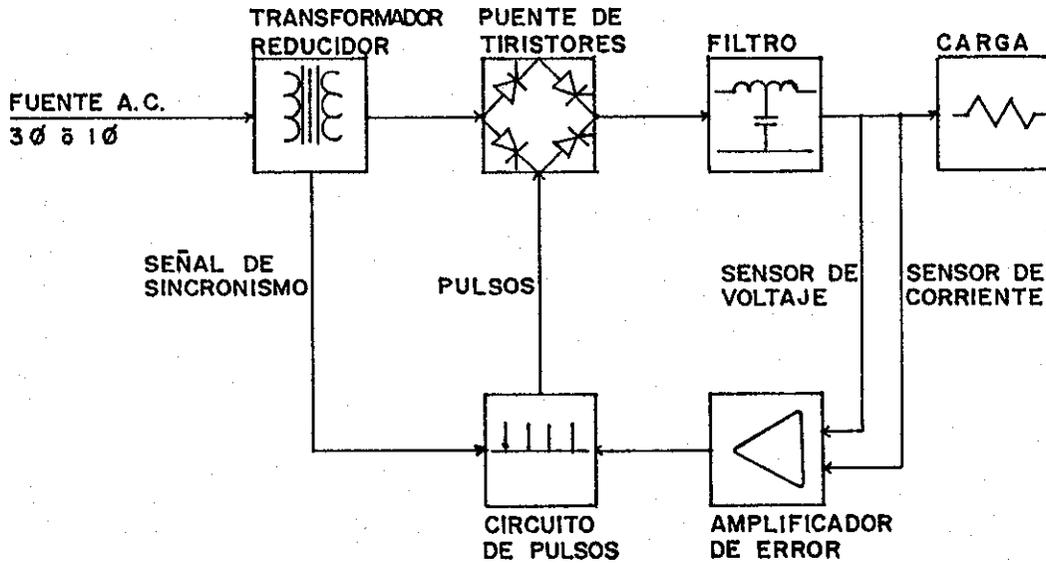


FIGURA 3.12

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECTIFICADOR DE POTENCIA REGULADO POR TIRISTORES

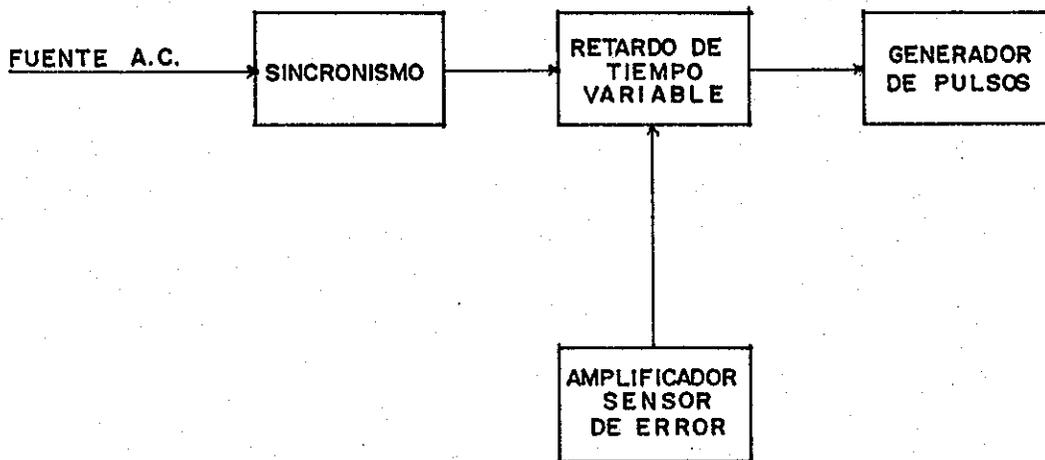


FIGURA 3.13

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE GATILLADO DE TIRISTORES EN RECTIFICADORES DE POTENCIA

PROPIEDAD DE LA UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
Biblioteca Central

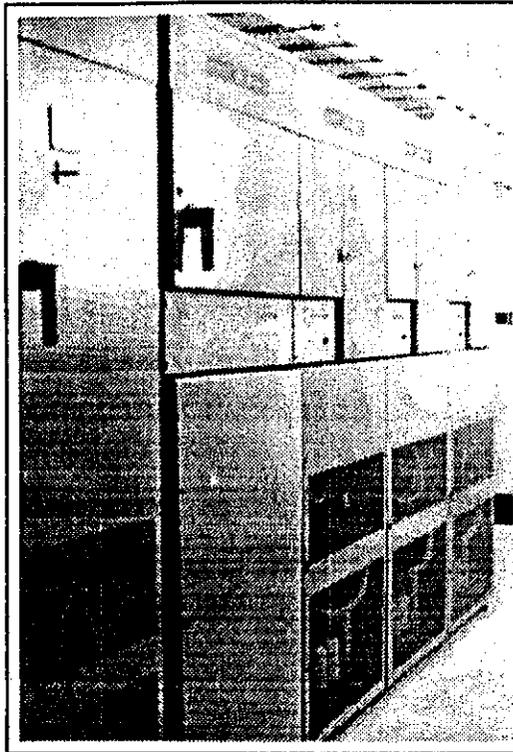
regulación del voltaje de salida es reasumida una vez la corriente de salida del rectificador disminuye por debajo de la corriente límite.

INVESTIGACIÓN DE CAMPO.

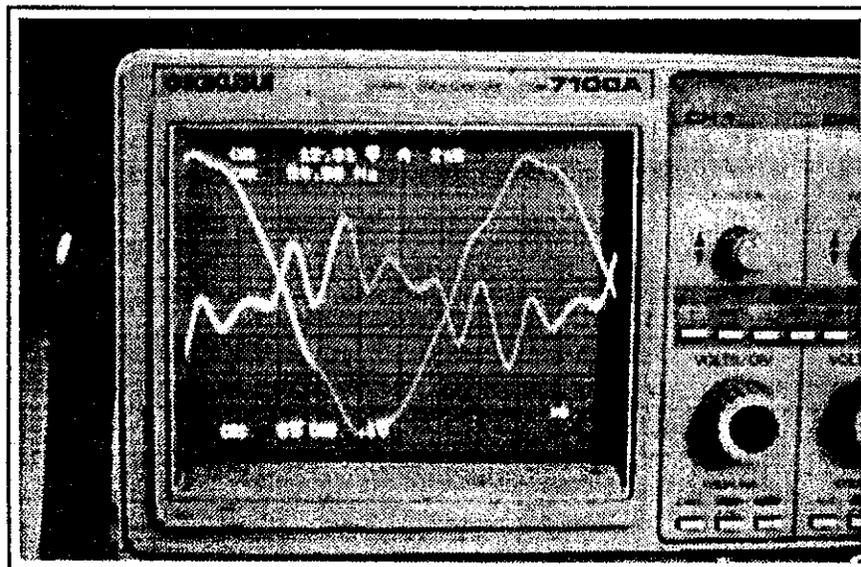
En la actualidad aproximadamente el 65% de la corriente DC utilizada por Guatel para la alimentación del equipo de transmisión y conmutación es por medio de rectificadores regulados por tiristores.

En la **figura 3.14** se muestra un sistema de energía DC, el cual está formado por rectificadores en paralelo regulados por tiristores, marca "Italtel".

Observar detenidamente las formas de onda del voltaje y la corriente AC en la entrada del equipo y compararlas con las obtenidas en el capítulo 6.



a) EQUIPO DE ENERGÍA - 48VDC 2000A
MARCA "ITALTEL"



b) FORMAS DE ONDA DEL VOLTAJE Y
LA CORRIENTE AC DEL EQUIPO

FIGURA 3-14
SISTEMA DE ENERGÍA DC RECALADO POR
TIRISTORES

4. RECTIFICADOR REGULADO POR CONTROL FERRORESONANTE

4.1 INTRODUCCIÓN

Antes de discutir la forma en que operan los rectificadores regulados por control ferorrresonante, debemos tener claro el concepto de saturación magnética (numeral 2-2), el funcionamiento del tiristor (numeral 3.5.1), así como el principio de la ferorrresonancia. A continuación se hace una descripción del transformador ferorrresonante y se describe la operación básica del circuito ferorrresonante.

4.2 PRINCIPIOS BÁSICOS DE LA OPERACIÓN FERRORESONANTE

La clave de la operación ferorrresonante está en el diseño del transformador de fuerza ferorrresonante. El cual está formado por un núcleo de hierro con embobinado primario y secundario, separados uno de otro por medio de derivaciones magnéticas en la ventana del núcleo tal como se muestra en la **figura 4-1**. Las derivaciones magnéticas desvían el flujo inducido por el embobinado primario en el embobinado secundario, resultando en una cierta cantidad de aislamiento entre los dos embobinados. Esta construcción resulta en un transformador con una alta reactancia de escape entre el primario y secundario, permitiendo que los niveles de flujo magnético en las dos secciones del núcleo sean diferentes en magnitud y fase.

A continuación se define cada uno de los elementos que forman parte del transformador ferorrresonante de la figura 4-1.

DEVANADO PRIMARIO: bobina del transformador a la que se le aplica el voltaje de entrada.

DEVANADO SECUNDARIO: bobina del transformador utilizada para suministrar el voltaje de salida regulado. Esta devanada en la sección secundaria del núcleo y separada del primario por una derivación magnética.

DEVANADO RESONANTE: bobina utilizada para conectar al circuito el capacitor resonante. Esta también devanada en la sección secundaria del núcleo y separada del primario por una derivación magnética. Puede ser a la vez el devanado de salida o una porción del mismo.

SECCIÓN PRIMARIA DEL NÚCLEO: sección del núcleo del transformador en la que se encuentra el devanado primario.

SECCIÓN SECUNDARIA DEL NÚCLEO: sección del núcleo del transformador en la que están los devanados secundario y resonante. Cuando está operando en estado estable, esta sección del núcleo es llevada normalmente a saturación magnética.

DERIVACIÓN MAGNÉTICA: sección del núcleo del transformador que provee la trayectoria principal para el flujo magnético generado por la corriente del devanado primario que no enlaza al devanado secundario. Adicionalmente, las derivaciones proveen la trayectoria principal para el flujo resultante de las corrientes de los devanados secundarios y resonante que no enlazan al devanado primario

ENTREHIERRO: espacio en el núcleo, sin material magnético, utilizado para establecer la reluctancia requerida al paso del flujo.

CAPACITOR RESONANTE: capacitancia asociada con el circuito regulador para el propósito de producir ferorrresonancia.

4.2.1 OPERACIÓN DEL TRANSFORMADOR FERORRESONANTE

La **figura 4-2** es una representación simplificada del transformador ferorrresonante. Las flechas indican las trayectorias del flujo primario y secundario dentro del núcleo.

Sus características reguladoras dependen de dos cosas: El tamaño del entrehierro en la sección central y la relación entre la inductancia de N_s y la capacitancia C , tal como se analiza a continuación.

DESCRIPCIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL TRANSFORMADOR FERORRESONANTE.

Cuando la corriente alterna empieza a circular por el devanado primario N_p , el flujo magnético resultante induce un voltaje en el devanado secundario N_s . Debido al entrehierro, la sección central del núcleo tiene una reluctancia alta y el enlazamiento del flujo se da a través de las secciones exteriores del núcleo. En este momento, el voltaje secundario está determinado por la relación de vueltas del transformador.

Cuando el voltaje de entrada E_{in} se incrementa, el flujo magnético se intensifica. Esto hace que el flujo a través de la sección central del núcleo comience a intensificarse, así como la inductancia del devanado secundario N_s , debido al incremento en la permeabilidad de esa sección del núcleo. Esta a su vez, se produce como consecuencia del incremento del valor de la intensidad magnética de entrada H_e , tal como se muestra a continuación.

$$H_e = \frac{N_p \cdot I_p}{L} \quad (4-1)$$

Siendo N_p = Número de vueltas del embobinado primario;

I_p = Corriente en el embobinado primario

L = Longitud media del núcleo

H_e = Intensidad magnética de entrada

La inductancia del embobinado secundario L_s es función de la permeabilidad del núcleo "u" o sea la capacidad que tiene un material de permitir el establecimiento de flujo magnético, la cual es un parámetro variable en los materiales ferromagnéticos. Quedando expresada la inductancia así:

$$L_s = \frac{N_s \cdot A \cdot u}{L} \quad (4-2)$$

Donde: L_s = Inductancia del embobinado secundario

N_s = Número de vueltas del embobinado secundario

A = Área efectiva del núcleo

L = Longitud media del núcleo

De tal manera que la inductancia L_s se ve incrementada al aumentar la intensidad magnética H_e , ya que aumenta la permeabilidad de la sección secundaria del núcleo. Esto se muestra en la **figura 4-3**.

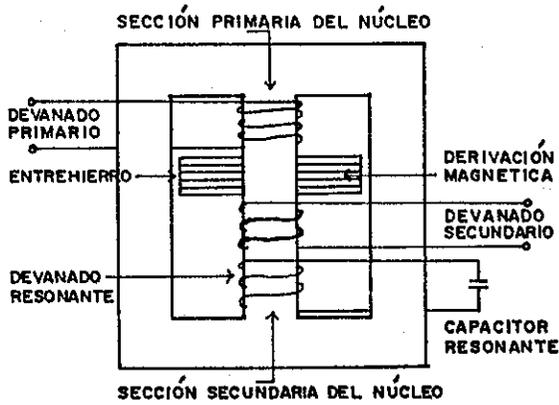


FIGURA 4.1
TRANSFORMADOR FERRORESONANTE

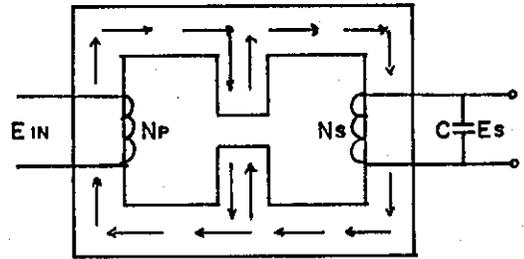
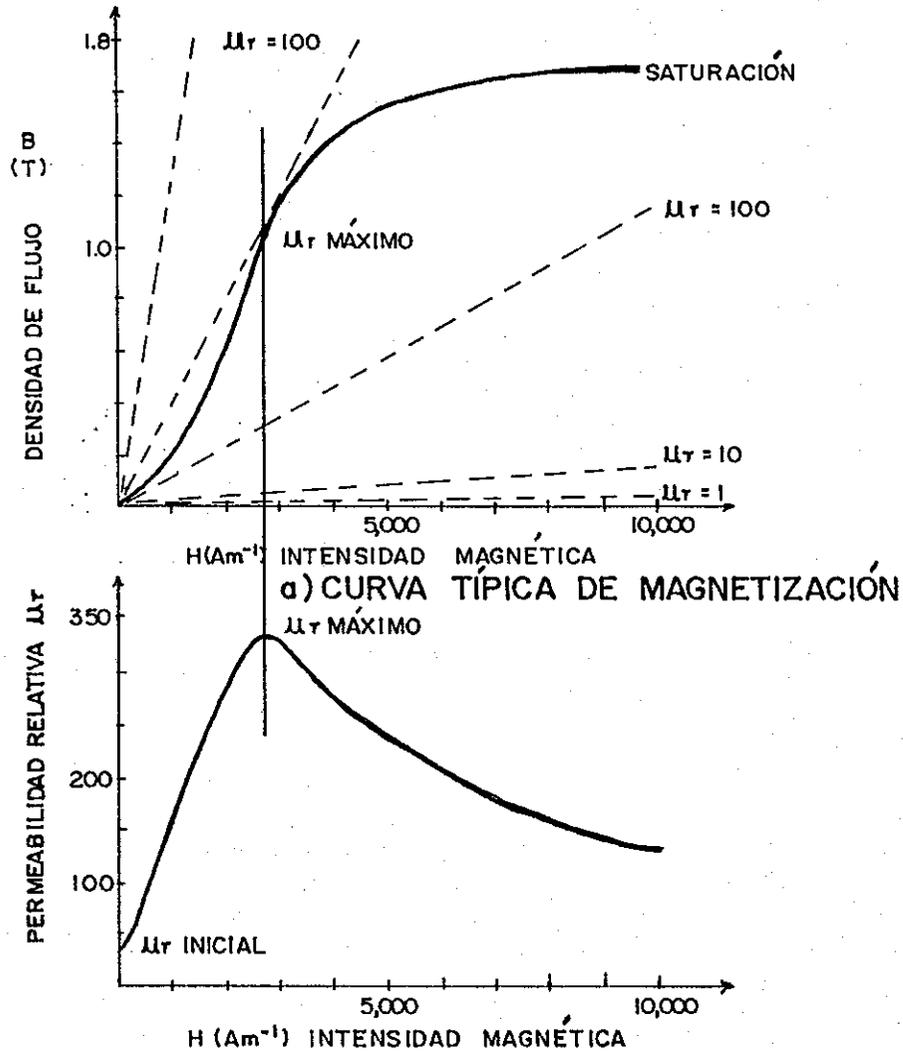


FIGURA 4.2
DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL
TRANSFORMADOR FERRORESONANTE



b) CURVA DE PERMEABILIDAD Vrs. INTENSIDAD MAGNÉTICA

FIGURA 4.3
CARACTERÍSTICAS MAGNÉTICAS DEL TRANSFORMADOR FERRORESONANTE

Es por ello que la reactancia inductiva $w.L_s$ es proporcional antes de producirse la saturación de la sección secundaria del núcleo, a la intensidad magnética de entrada H_e y por ende, al voltaje primario.

Cuando la reactancia inductiva del embobinado secundario $w.L_s$ aumenta hasta igualar el valor de la reactancia del capacitor C , el circuito paralelo formado por N_s y C entra en resonancia produciéndose una considerable circulación de corriente entre el embobinado N_s y el capacitor C .

Esta corriente producirá un incremento en el flujo del devanado secundario, el que aprovechando la disminución de la reluctancia de la sección con entrehierro, llevará a la sección secundaria del núcleo al estado de saturación.

De manera que el entrehierro ha sido una especie de control para la circulación del flujo, permitiendo alcanzar el nivel de saturación en el momento oportuno.

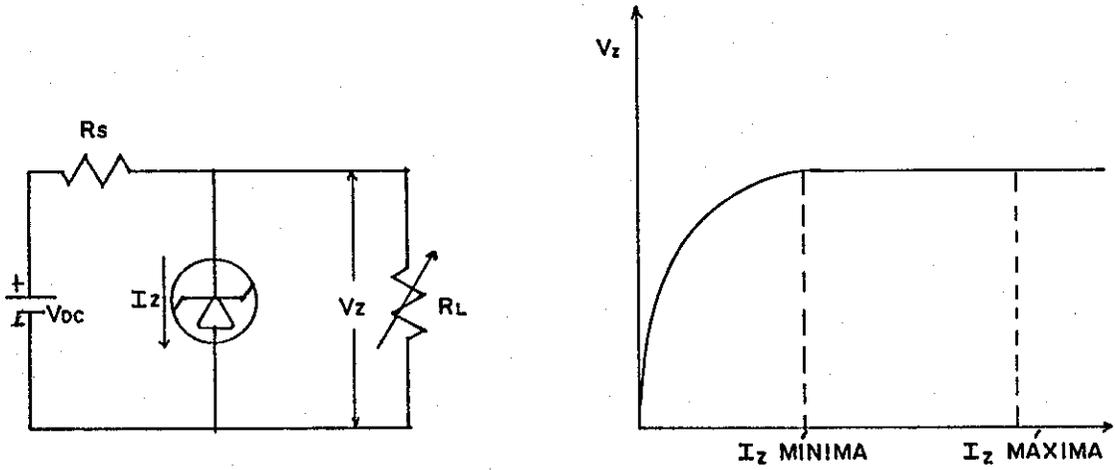
Una vez que la sección secundaria del transformador se ha saturado, podrán producirse cambios en el voltaje de entrada, sin que el flujo correspondiente altere sensiblemente el valor del voltaje secundario. Una porción del voltaje secundario puede ser derivada hacia fuera para ser rectificadora y filtrada obteniéndose así una fuente de voltaje DC relativamente constante para alimentar la carga. Cambiando el voltaje primario de entrada, solamente podemos cambiar el nivel de saturación del núcleo, produciéndose solamente un pequeño cambio en el voltaje de salida. Cargando la energía de salida drenada por el circuito tanque, se reduce la saturación del núcleo, resultando solamente un pequeño cambio en el voltaje de salida. Sin embargo, si la carga es adicionalmente incrementada, es alcanzado el punto donde la energía del circuito tanque es insuficiente para mantener la saturación del núcleo y el voltaje de salida cae rápidamente. En realidad bajo esta carga pesada se produce una salida de corriente aproximadamente constante con el incremento de la carga.

Finalmente, el transformador ferorrresonante tiene características de sobrecarga muy ventajosas. Si aparece una falla en el circuito de carga, la sobrecarga produce una caída del voltaje de salida de casi el 100%, mientras aumenta la corriente de salida. Un cortocircuito directo aumentará la corriente de salida del transformador tanto como un 50% sobre el valor nominal a carga plena, pero el transformador será capaz de soportar esta condición indefinidamente sin dañarse.

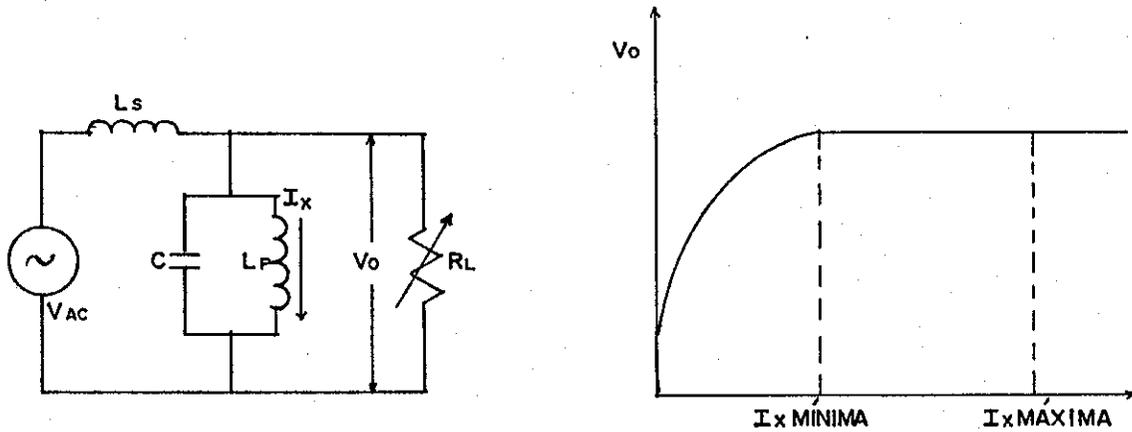
El transformador ferorrresonante es sensitivo a la frecuencia ya que deriva su habilidad para regular el voltaje de salida precisamente de un circuito resonante. Típicamente, una variación de 1% en la frecuencia de línea producirá un cambio de 1.5% en el voltaje de salida.

4.3 COMPARACIÓN DEL TRANSFORMADOR FERORRESONANTE CON EL REGULADOR A DIODO ZENER

Básicamente, para entender mejor la operación del transformador ferorrresonante podemos hacer una comparación del circuito equivalente de un transformador ferorrresonante con el circuito regulador a diodo zener, tal como se muestra en la **figura 4-4**.



d) REGULADOR ZENER



b) CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR FERRORRESONANTE

FIGURA 4.4

COMPARACIÓN DEL REGULADOR ZENER CON EL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR FERRORRESONANTE

La curva característica del diodo zener es mostrada en la gráfica V_z vrs. I_z . Cuando la corriente zener I_z es incrementada por encima del valor de I_z -mínima, el voltaje zener V_z permanece aproximadamente constante a pesar de pequeñas variaciones en I_z . El resistor serie R_s es para permitir la circulación de una corriente a través del diodo zener superior a I_z -mínima pero menor que I_z -máxima (a pesar de las variaciones en el voltaje de entrada y en la carga). Bajo estas condiciones el voltaje en la carga permanece relativamente constante independiente de cambios en la carga y en el voltaje de entrada.

Tan pronto como la resistencia de carga R_L es disminuida para aplicar más carga al circuito, la corriente zener I_z disminuye. Si R_L es disminuida suficientemente, la corriente zener disminuye por debajo de I_z -mínima, y el voltaje en la carga V_z disminuye rápidamente. Si R_L llega a ser un cortocircuito (resistencia cero), el voltaje en la carga V_z se hace cero, y todo el voltaje de entrada aparece a través de la resistencia serie R_s .

La operación del transformador ferorrresonante es similar a la operación del regulador de voltaje con diodo zener. Las principales diferencias entre los dos circuitos son detalladas a continuación:

- a) El regulador de voltaje con diodo zener opera desde una entrada DC. Los componentes que forman este circuito son fuentes de voltaje o elementos resistivos.
- b) El transformador ferorrresonante opera desde una entrada AC. Además de componentes resistivos, están presentes elementos reactivos de capacitancia e inductancia en el circuito.

El circuito tanque resonante del transformador ferorrresonante está formado por la inductancia saturable L_p y el capacitador C , tal como se observa en la figura 4-4. La curva característica del circuito tanque es mostrada en la gráfica de V_o vrs. I_x . Cuando la corriente del circuito resonante I_x es incrementada por encima del valor I_x -mínima, el voltaje de salida V_o permanece aproximadamente constante a pesar de pequeños cambios en I_x . Bajo estas condiciones, la operación resonante del circuito tanque satura una porción del núcleo del transformador o sea donde se encuentra el embobinado secundario, lo que hace que el voltaje de salida permanezca aproximadamente constante a pesar de cambios en la carga o en el voltaje de entrada AC. Tan pronto como la resistencia de carga R_L es disminuida para aplicar más carga a la salida del transformador ferorrresonante, la corriente del circuito tanque I_x disminuye. Si R_L es disminuida a un valor suficientemente bajo, la corriente del circuito tanque disminuye por debajo de I_x -mínima, y el voltaje V_o en la carga disminuye rápidamente. La reactancia de escape entre el embobinado primario y secundario del transformador producida por las derivaciones magnéticas y representada por L_s en la figura 4-4, protege al transformador ferorrresonante de daños bajo condiciones de corto circuito en la salida, y provee una acción de limitación de corriente bajo condiciones de sobrecarga.

Las desventajas del transformador ferorrresonante son mencionadas a continuación:

1. El grado de regulación de voltaje depende de las características magnéticas del núcleo.

2. El voltaje de salida V_o es determinado por el número de vueltas derivadas del secundario, y no pueden ser cambiadas fácilmente.
3. El voltaje de salida V_o es sensible a la frecuencia de entrada.
4. Un voltaje alto de entrada induce más energía en el circuito tanque, el cual requiere de una carga mayor para llevar fuera de saturación al núcleo.

Las desventajas descritas anteriormente, son eliminadas a través del control electrónico del transformador ferorrresonante.

4.4 OPERACIÓN DEL CONTROL FERORRESONANTE

El circuito del control ferorrresonante donde se utiliza el mismo arreglo de transformador y capacitor previamente descrito, incluye la adición de una inductancia variable conectada en paralelo con el capacitor tanque, tal como se muestra en la **figura 4-5**.

En realidad, esta inductancia variable es un inductor gatillado el cual es "switchado" dentro y fuera del circuito tanque electrónicamente. En la mayoría de rectificadores generalmente un triac es usado como elemento de control de fase y el inductor es llevado dentro y fuera del circuito tanque. Un triac funciona como un tiristor bidireccional, a diferencia del rectificador controlado de silicio, el cual conduce solamente en una dirección, el triac exhibe características bidireccionales simétricas. Puesto que el triac es un artefacto bidireccional éste puede ser usado como elemento de control en un circuito tanque ferorrresonante. La inserción del inductor en el circuito tanque cambia la impedancia del mismo y simultáneamente el grado de saturación del núcleo. Así el voltaje de salida puede ser controlado electrónicamente y esencialmente puede ser hecho independientemente del voltaje de entrada, la frecuencia, corriente de carga y de las características magnéticas del núcleo. Operando adecuadamente sobre el ángulo de fase del triac respecto del voltaje de línea AC, el voltaje promedio del capacitor es cambiado y entonces el voltaje de salida puede ser más bajo o más alto. Sin embargo, si falla todo el control electrónico, la corriente de salida máxima del rectificador es limitada en un valor predeterminado debido a la alta reactancia de escape entre el embobinado primario y secundario del transformador ferorrresonante.

4.5 FUNCIONAMIENTO DEL RECTIFICADOR REGULADO POR CONTROL FERORRESONANTE.

El rectificador de potencia regulado por control ferorrresonante comúnmente utilizado en telecomunicaciones es mostrado en forma de diagrama de bloques en la **figura 4-6**. El cual puede ser alimentado desde una red monofásica o trifásica dependiendo de la potencia para la cual ha sido diseñado el rectificador.

En este rectificador se gatilla el triac de control, y entonces el voltaje y la corriente de salida son controlados por el circuito de retroalimentación similar en diseño al circuito usado en los rectificadores regulados por tiristores descrito en el capítulo anterior. La diferencia principal en el circuito de retroalimentación es que en el circuito por control ferorrresonante el elemento de control es localizado en el circuito tanque resonante. Controlando el punto

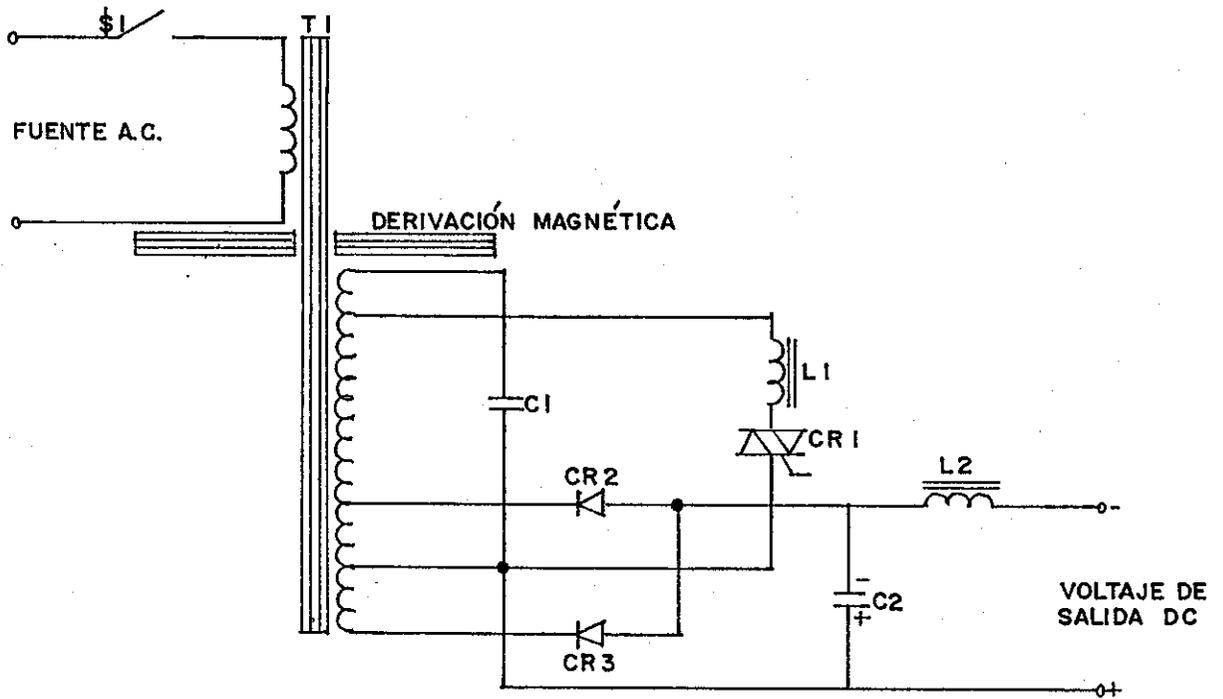


FIGURA 4.5

CIRCUITO BÁSICO DEL CONTROL FERRORESONANTE

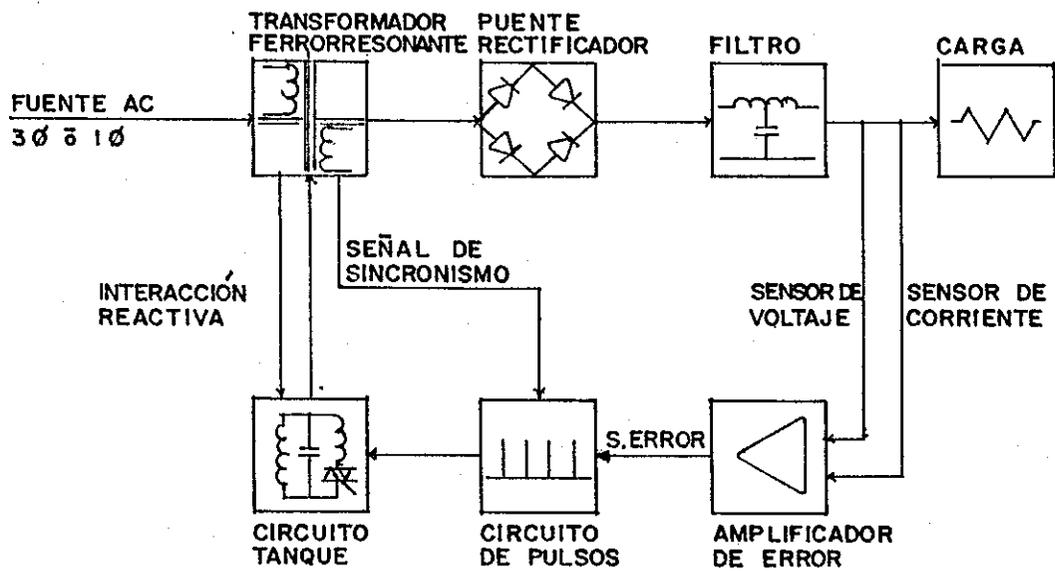


FIGURA 4.6

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECTIFICADOR REGULADO POR CONTROL FERRORESONANTE

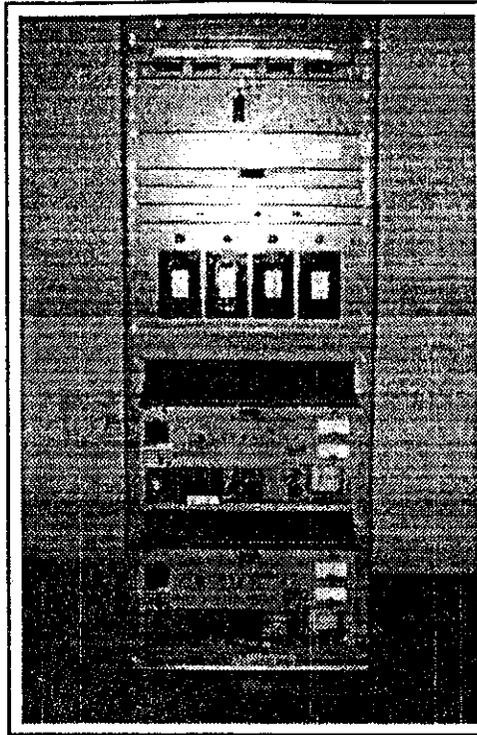
del ciclo de AC en el cual la señal de gatillado es aplicada a la puerta de cada triac, el voltaje DC de salida se mantiene constante independientemente del voltaje de entrada AC dentro de ciertos límites así como de la corriente que consume la carga, siempre y cuando dicha corriente no sea superior a la de carga plena. La corriente de salida es constantemente sensada también por medio de un "shunt", el cual provoca cierta caída de voltaje dependiendo de la corriente que circula a través del mismo. Cuando la corriente límite es alcanzada, el rectificador asume **el modo de regulación de corriente**, en este momento el voltaje en terminales del "shunt" es superior al desarrollado por la malla sensora de voltaje, con lo cual el punto de gatillado de los triacs se acerca más al inicio de cada medio ciclo del voltaje AC, lo cual disminuye el voltaje DC en la salida del rectificador produciéndose una regulación instantánea en la corriente de salida. **La regulación del voltaje de salida** es reasumida una vez la corriente de salida del rectificador disminuye por debajo de la corriente límite.

INVESTIGACIÓN DE CAMPO.

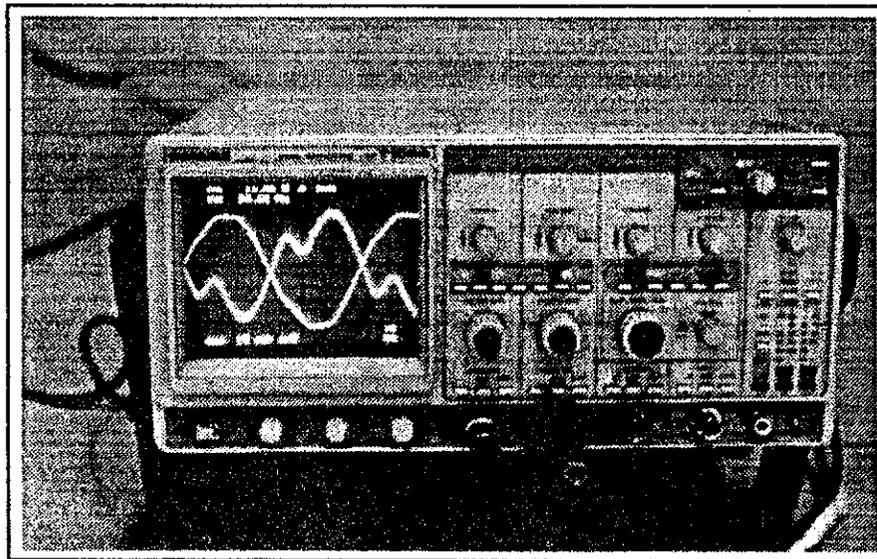
En la actualidad aproximadamente el 20% de la corriente DC, utilizada por Guatel para alimentar equipo de transmisión y conmutación es por medio de rectificadores regulados por control ferorrresonante.

En la **figura 4.7** se muestra un sistema de energía DC, el cual está formado por rectificadores en paralelo regulados por control ferorrresonante, marca "Lorain".

Observar detenidamente las formas de onda del voltaje y la corriente AC en la entrada del equipo y compararlas con las obtenidas en el capítulo 6.



a) EQUIPO DE ENERGÍA - 48VDC 100A
MARCA "LORAIN"



b) FORMAS DE ONDA DEL VOLTAJE Y
LA CORRIENTE AC DEL EQUIPO

FIGURA 4.7
SISTEMA DE ENERGÍA DC RECALADO POR
CONTROL FERRORRESONANTE

5. RECTIFICADOR REGULADO POR ALTA FRECUENCIA

5.1 INTRODUCCIÓN

Los rectificadores de alta frecuencia usan una conversión de potencia a una frecuencia por arriba de los 20 khertz y son usados en aplicaciones de carga de baterías o como eliminadores de batería. El uso de alta frecuencia en la conversión de potencia crea distintas ventajas en todas las aplicaciones de este tipo de rectificadores en comparación con otros de la misma capacidad, pero usando diferentes tipos de circuitos en la conversión de potencia, tal como las mencionadas a continuación:

- 1- Estos rectificadores no producen ruido en operación y pueden ser instalados en el punto donde la potencia DC es requerida, así de ese modo se elimina la necesidad de largos y costosos tendidos de cable, lo cual se traduce en una economía en el costo de instalación.
- 2- El diseño de conversión de potencia en alta frecuencia reduce el tamaño y el peso de las unidades magnéticas tal como transformadores e inductores dentro del rectificador, resultando en una disminución tanto en la carga de piso como en el espacio de instalación. Como una fuente de potencia DC compacta, es una elección ideal para restringir el espacio de aplicación a sitios tales como una caseta con torre de microondas ó una oficina de intercambio remoto.
- 3- Los rectificadores de alta frecuencia aceptan un rango ancho en la frecuencia y en el voltaje de entrada AC durante largo tiempo, manteniendo regulado el voltaje de salida DC especificado. Estos rectificadores pueden ser usados con toda confianza con motogeneradores de AC.

En los capítulos anteriores se han examinado los circuitos de conversión de potencia AC a DC en los cuales las frecuencias de rectificación son múltiplos de la frecuencia de línea AC, los resultados de esta aproximación en la conversión de potencia es que el tamaño de las unidades magnéticas y de las mallas de filtro son bastante grandes. En principio, las unidades magnéticas y las mallas de filtro conviene que sean lo mas pequeño, mientras que la frecuencia de operación del circuito de conversión de potencia aumenta. Exactamente las unidades magnéticas de un equipo a 60 hertz son más pequeñas que otra unidad operando a 50 hertz, así los componentes operando a miles de hertz pueden ser hechos dramáticamente muy pequeños.

El uso de los rectificadores de alta frecuencia estuvo limitado, durante algún tiempo por las aplicaciones en baja potencia. Una de las primeras aplicaciones y de las más ampliamente usadas del circuito de conversión de potencia en alta frecuencia fue el convertidor DC-DC. Recientemente, con los avances tecnológicos de nuevos materiales y de los transistores de alta potencia, ha sido efectivamente posible convertir miles de watts a frecuencias más altas de 20 khertz. Esto ha conducido al desarrollo de los rectificadores de alta frecuencia.

5.2 ENTRADA DE AC Y CIRCUITO DE RECTIFICACIÓN PRIMARIA.

El rectificador de alta frecuencia es una fuente de potencia fuera de línea. Esto significa que la entrada de AC al rectificador es inmediatamente rectificadora para producir una fuente de alto voltaje DC la cual es aplicada al circuito de "switch" de potencia. El rectificador de alta frecuencia puede ser operado desde una alimentación trifásica o monofásica, para fines de explicación tomaremos como ejemplo un rectificador monofásico con una entrada 120VAC ó 208/240 VAC. La frecuencia de entrada puede tener un rango de variación desde un -15% a un +15% aproximadamente. El "switch" de potencia deberá ser alimentado desde la fuente DC con un voltaje particular prescindiendo de la alimentación AC de entrada, el alto voltaje DC hacia el "switch" de potencia es derivado en uno de dos caminos dependiendo de la entrada AC disponible, tal como se muestra en la **figura 5-1**.

Para un rectificador operando con una alimentación de 208/240 VAC, la entrada es aplicada a un simple puente de rectificación de onda completa como se puede observar en la figura 5-1. El voltaje DC resultante es derivado en el puente de diodos a través del diodo CR1 y CR4 cargando los capacitores en serie C1 y C2. Si el rectificador no está diseñado para trabajar con una entrada de 120 VAC, los dos capacitores en serie pueden ser reemplazados por un único capacitor. La salida filtrada resultante a través de los capacitores C1 y C2 puede ahora ser aplicada al "switch" de potencia. La conexión del punto medio de los capacitores como se muestra en la figura 5-1 puede ser usada o no dependiendo de la alimentación de entrada.

Si el rectificador es operado con una alimentación de 120 VAC se conectan los terminales L1 y L2, haciendo una conexión eléctrica común por el uso de un puente. El lado neutral de la entrada de servicio de 120 VAC es conectado en la unión común de los capacitores C1 y C2. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, los diodos CR1 y CR2 conducen y cargan C1, con la polaridad mostrada en la figura 5-1, con respecto al neutral. Durante el medio ciclo negativo del voltaje de entrada, los diodos CR3 y CR4 conducen y cargan C2 con la polaridad mostrada con respecto al neutral. Los voltajes a través de C1 y C2 son sumados puesto que los capacitores están conectados en serie; por eso el voltaje DC obtenido desde una alimentación de entrada de 120 VAC es aproximadamente del mismo valor al obtenido desde una entrada 208/240 VAC.

5.3 CIRCUITO DE "SWITCHEO" DE POTENCIA

El alto voltaje DC obtenido de la rectificación del voltaje de línea no es apropiado usualmente para cargar baterías o para alimentación de cargas. Este deberá ser regulado y en la mayoría de aplicaciones es reducido a un valor apropiado requerido por la carga. Para obtener una alta eficiencia de operación es necesario reducir el circuito de regulación de voltaje y la disipación de potencia del mismo. Dos circuitos reúnen estas condiciones los cuales son el medio puente de transistores (dos transistores) y el puente completo de transistores (cuatro transistores), ambos circuitos desempeñan la misma función de conversión del alto voltaje DC en una onda cuadrada de AC disponible para ser utilizada con un transformador de alta frecuencia, el cual

reduce y aísla adecuadamente el voltaje de onda cuadrada generado en el primario de dicho transformador por el circuito de "switch" de potencia. Para minimizar el tamaño de los componentes magnéticos y obtener un circuito de operación por encima del rango audible normal entre otras razones, el circuito de "switch" de potencia en alta frecuencia se opera aproximadamente en 20 khertz.

5.3.1 "SWITCH" DE POTENCIA DE MEDIO PUENTE

En las aplicaciones donde se requiere un nivel de potencia de salida menor de un kwatts, se usa generalmente el "switch" de potencia de medio puente mostrado en forma simplificada en la **figura 5-2**.

En este circuito de conversión de potencia, los dos transistores conducen alternativamente generando una onda cuadrada en el embobinado primario del transformador de alta frecuencia T1. Los transistores Q1 y Q2 son operados por un circuito externo denominado PWM el cual modula el ancho del pulso de la corriente de base, controlando así la conducción y el corte de dichos transistores.

Para propósitos de explicación, asumir que el circuito de control de corriente de base (PWM) polariza directamente a Q1 y al mismo tiempo Q2 se mantiene polarizado inversamente. De esta forma, la corriente fluye a través de la unión colector-emisor, el embobinado primario de T1, y retorna a la línea negativa a través de C4. Este flujo de corriente induce un voltaje a través del embobinado de T1 de tal manera que el terminal 1 es positivo y el terminal 2 es negativo. El circuito de control de corriente de base (PWM) remueve la polarización directa de Q1 en un tiempo apropiado, pero no remueve la polarización inversa de Q2 inmediatamente. Un tiempo muerto de una duración particular ocurre durante el cual ambos transistores están cortados y no hay flujo de corriente a través del embobinado de T1. Variando la duración del tiempo muerto de ambos transistores, el total de potencia, así como el voltaje y la corriente disponibles en la carga pueden ser controlados. Un tiempo muerto largo resulta en una potencia mínima disponible en T1; contrariamente, un tiempo muerto corto resulta en una potencia máxima disponible en T1. Cuando Q2 es polarizado directamente y al mismo tiempo Q1 se mantiene polarizado inversamente, fluye corriente a través de C3, el embobinado primario de T1, y retorna a la línea negativa a través de la unión colector-emisor de Q2. Este flujo de corriente a través del embobinado de T1, es en dirección contraria al ocurrido cuando el transistor Q1 estaba polarizado directamente, induciendo un voltaje tal que el terminal 1 es negativo y el terminal 2 es positivo. Cuando el "switch" de potencia opera un ciclo completo, induce un ciclo completo de AC en el embobinado primario de T1. Si bien la duración del medio ciclo cambia de acuerdo a los requerimientos de potencia, la frecuencia básica de operación se mantiene en 20 khertz.

5.3.2 "SWITCH" DE POTENCIA DE PUENTE COMPLETO

Si los niveles de potencia de salida exceden de un kwatt entonces se requiere un "switch" de potencia de puente completo, tal como el mostrado en forma simplificada en la **figura 5-3**.

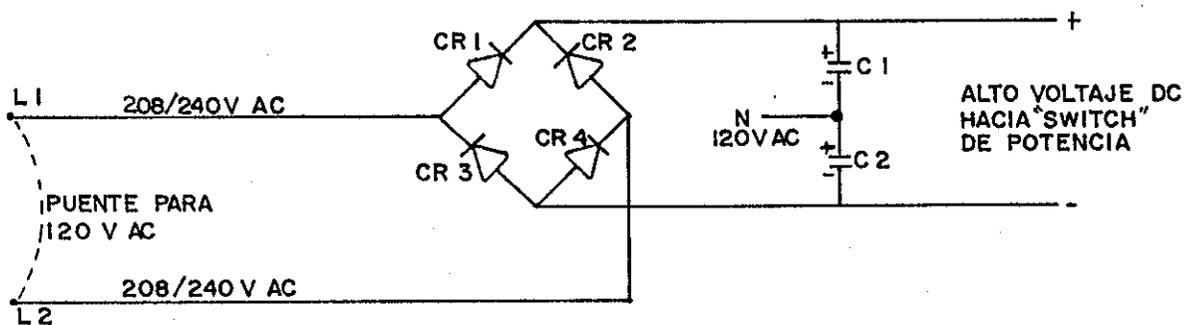


FIGURA 5.1

ENTRADA AC Y CIRCUITO DE RECTIFICACIÓN PRIMARIA DEL RECTIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA

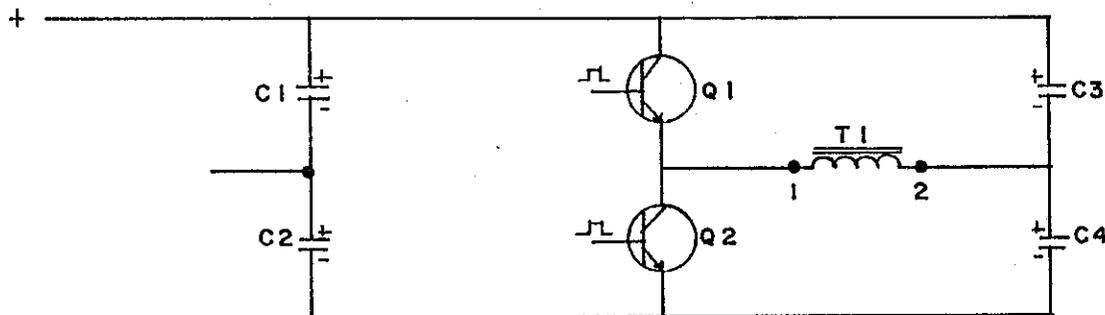


FIGURA 5.2

DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL "SWITCH" DE POTENCIA DE MEDIO PUENTE DEL RECTIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA

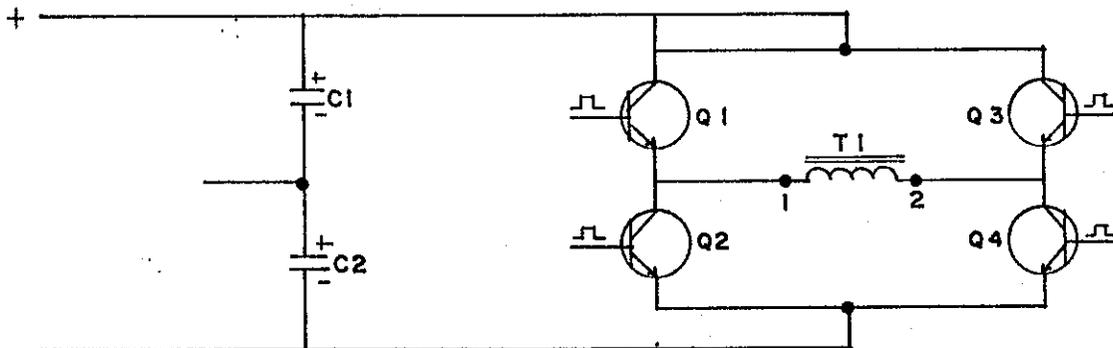


FIGURA 5.3

DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL "SWITCH" DE POTENCIA DE PUENTE COMPLETO DEL RECTIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA

Los transistores usados en este circuito forman un par complementario; así el transistor Q1 y Q4 operan al mismo tiempo y de igual forma lo hace Q2 y Q3. Aplicando señales de corriente de base al par de transistores Q1 y Q4 tal que la señal aplicada a Q1 esté 180 grados fuera de fase con respecto a la señal aplicada a la base de Q2. Del mismo modo, la señal aplicada a la base de Q3 está 180 grados fuera de fase con respecto a la señal aplicada a Q4. Adicionalmente las señales de corriente de base son desfasadas relativamente en cada uno para propósitos de control de potencia en el embobinado primario de T1.

Asumiendo, que los transistores Q1 y Q4 comprenden el primer par de conducción. Una polarización directa es aplicada primero a Q1, después de un cierto retardo de tiempo se aplica a Q4. Se produce un flujo de corriente a través de la unión colector-emisor de Q1, pasando por el embobinado del transformador T1, y retorna a la línea negativa a través de la unión colector-emisor de Q4. Este flujo de corriente induce un voltaje a través del embobinado de T1 de tal manera que el terminal 1 es positivo y el terminal 2 es negativo. El circuito de control de corriente de base (PWM) remueve la polarización directa de Q1 en un tiempo apropiado manteniendo la polarización directa de Q4. Simultáneamente, Q2 es polarizado directamente así ambos transistores Q2 y Q4 conducen durante un determinado tiempo de la operación del ciclo del "switch" de potencia. Durante el tiempo en que Q2 y Q4 están conduciendo, el embobinado de T1 es enclavado y la potencia desarrollada es mínima. En un tiempo apropiado, el circuito de control de corriente de base remueve la polarización directa de Q4 y aplica polarización directa a Q3. Produciendo un flujo de corriente a través del embobinado de T1, el cual es de dirección contraria al flujo de corriente que fluía cuando Q1 y Q4 estaban conduciendo, lo cual induce un voltaje en T1 tal que el terminal 1 es negativo y el terminal 2 es positivo. Durante la completación del ciclo de operación del "switch" de potencia, el embobinado de T1 es enclavado por Q1 y Q3. Así un ciclo completo de AC ha sido generado en el primario de T1. Controlando el tiempo durante el cual el embobinado de T1 es enclavado, es controlada la potencia de salida disponible en la carga. En otras palabras, el control de potencia ocurre por un desfase de las señales complementarias de corriente de base desde 0 hasta 180 grados de desplazamiento. Un desfase de 0 grados resulta en una alta potencia de salida, y un desfase de 180 grados resulta en una baja potencia de salida.

5.4 CIRCUITO DE CONTROL PWM

A continuación se analiza el circuito integrado (IC) que controla los pulsos de corriente de base de los transistores del "switch" de potencia. Para simplificar, dejaremos por un lado la circuitería de corrección de problemas y la protección, y enfocaremos el control básico de la modulación del ancho de pulso (PWM). La figura 5-4 muestra un circuito típico consistente en un reloj (oscilador RC), comparador, voltaje de referencia, amplificador de error, flip-flop, compuerta de salida y transistor de "switcheo".

La salida del amplificador de error es proporcional a la diferencia entre el voltaje de referencia y el voltaje de retroalimentación. Los circuitos

integrados varían mucho en detalle, pero generalmente usan el mismo principio de operación detallado a continuación:

Al comienzo de cada medio ciclo de reloj un pulso resetea el flip-flop, colocando Q1 en conducción, y el oscilador empieza por la inclinación positiva de la rampa. Cuando la rampa excede la señal de error la salida del comparador se hace alta, activando el flip-flop y tornando fuera a Q1. Una señal de error más alta, hace que Q1 permanezca un tiempo más largo en conducción. Se diseña un divisor de voltaje en la salida del rectificador, de tal forma que el voltaje de retroalimentación VFB, sea igual al voltaje de referencia VREF, cuando la salida alcance el nivel deseado. Si el voltaje de salida se va hacia arriba, el error de voltaje decrece, y reduce el ciclo de trabajo y por lo tanto la salida. En sentido contrario, si el voltaje de salida baja, el voltaje de error y el ciclo de trabajo se incrementan hasta que la salida retorna al valor de diseño.

Para controlar dos transistores, tal como el "switch" de potencia de medio puente es necesario un cambio en el circuito de control, esto es mostrado en la **figura 5-5**.

Los pulsos de reloj cambian el estado del flip-flop gobernador. Al inicio de cada ciclo, cuando la salida del comparador es baja, la compuerta NOR cuya entrada es baja se coloca en ON, la otra permanece en OFF hasta que se inicie el siguiente ciclo y cambie el estado del flip-flop.

Un circuito integrado de este tipo es muy versátil, y puede ser usado en la mayoría de circuitos de control de rectificadores de alta frecuencia y en convertidores DC-DC.

5.5 RECTIFICACIÓN SECUNDARIA

El circuito de "switch" de potencia produce una onda cuadrada en el primario del transformador de alta frecuencia con valores pico aproximadamente igual al valor de voltaje DC producido por el circuito de rectificación primaria. La relación de vueltas del transformador se selecciona adecuadamente para reducir el valor pico del voltaje inducido en el embobinado secundario. La forma de onda de este voltaje es aproximadamente cuadrada y tiene una frecuencia cerca de 20 khertz, por lo cual debe ser rectificadada y filtrada para suministrar una salida DC hacia la carga libre de ripple. Para aplicaciones de baja potencia, el circuito de rectificación de onda completa y un filtro compuesto por un inductor y uno o mas capacitores es suficiente. En aplicaciones de alta potencia, el circuito rectificador con dos medios puentes en paralelo, mostrado en la **figura 5-6**, produce algunas ventajas adicionales. Como se ilustra en dicha figura, el uso de embobinados múltiples optimiza la potencia de salida del secundario el cual está incorporado en un núcleo de transformador con un método de construcción y distribución que provee un embobinado individual para cada uno de los diodos utilizados en la rectificación secundaria.

Los diodos rectificadores y los embobinados del transformador operan en pares, así los diodos CR1 y CR3 con sus embobinados asociados conducen corriente durante el primer medio ciclo; del mismo modo los diodos CR2 y CR4 con sus embobinados asociados conducen corriente durante el segundo medio

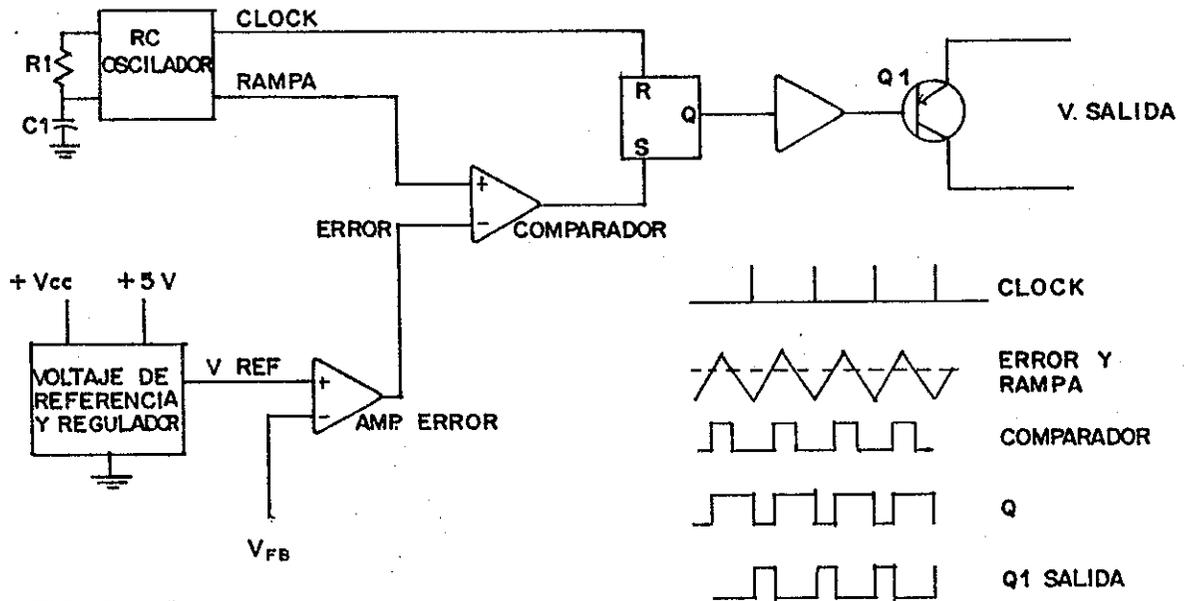


FIGURA 5.4
DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA MODULACIÓN DEL ANCHO DEL PULSO P W M

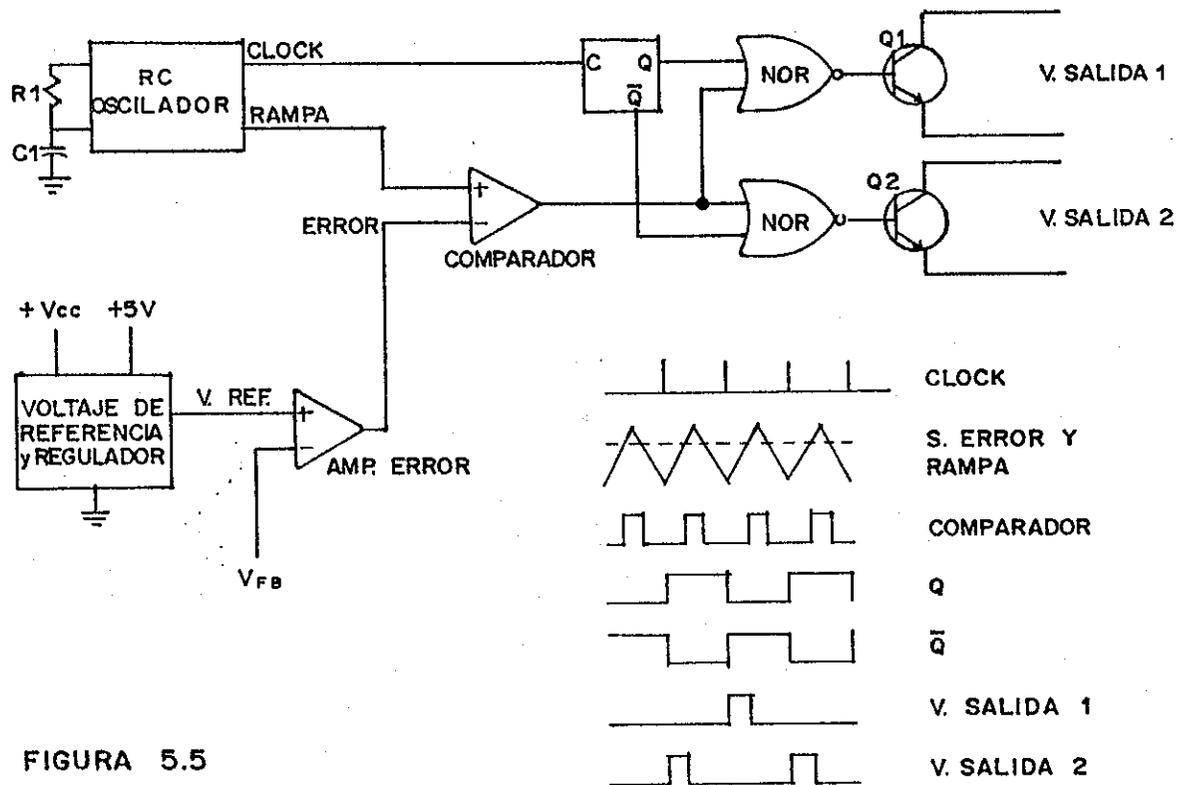


FIGURA 5.5
DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA MODULACIÓN DEL ANCHO DEL PULSO (PWM) PARA UNA SALIDA PUSH - PULL

ciclo. El flujo de corriente a través de la carga RL es siempre unidireccional; por lo tanto, la carga mira una fuente DC. El inductor L1 y el capacitor C1 forman un circuito filtro de salida pero sus valores eléctricos y sus tamaños físicos son relativamente pequeños debido a que la frecuencia de ripple típica es de 40 khertz cuando la frecuencia de conversión de potencia es de 20 khertz.

5.6 FUNCIONAMIENTO DEL RECTIFICADOR REGULADO POR ALTA FRECUENCIA.

El rectificador de potencia de alta frecuencia comúnmente utilizado en telecomunicaciones es mostrado en forma de diagrama de bloques en la **figura 5-7**. El cual puede ser alimentado desde una red monofásica o trifásica dependiendo de la potencia para la cual ha sido diseñado el rectificador.

En este rectificador la entrada AC es directamente rectificadas pasando después al doblador de tensión, la tensión DC obtenida del doblador de tensión es aplicada al convertidor DC-DC, el cual está formado por el circuito de "switching" de potencia push-pull y el transformador de alta frecuencia. Los transistores del circuito de "switching" son puestos en conducción alternativamente por el circuito modulador del ancho de pulso (PWM) el cual controla el voltaje y la corriente de salida, tal como se describió en el **numeral 5.4**

Controlando el ancho del pulso de la corriente de base de los transistores del convertidor DC-DC, el voltaje DC de salida se mantiene constante independientemente del voltaje de entrada AC dentro de ciertos límites así como de la corriente que consume la carga, siempre y cuando dicha corriente no sea superior a la de carga plena. La corriente de salida es constantemente sensada también por medio de un "shunt", el cual provoca cierta caída de voltaje dependiendo de la corriente que circula a través del mismo. Cuando la corriente límite es alcanzada, el rectificador asume el **modo de regulación de corriente**, en este momento el voltaje en terminales del "shunt" es superior al desarrollado por la malla sensora de voltaje, con lo cual se reduce el ancho del pulso de la corriente de base de los transistores del convertidor DC-DC, lo cual disminuye el voltaje DC en la salida del rectificador produciéndose una regulación instantánea en la corriente de salida. **La regulación del voltaje de salida** es reasumida una vez que la corriente de salida del rectificador disminuye por debajo de la corriente límite.

INVESTIGACIÓN DE CAMPO.

En la actualidad aproximadamente el 15% de la corriente DC utilizada por Guatel para alimentar equipo de transmisión y conmutación es por medio de rectificadores regulados por alta frecuencia.

En la **figura 5.8** se muestra un sistema de energía DC, el cual está formado por rectificadores en paralelo regulados por alta frecuencia, marca "Italtel".

Observar detenidamente las formas de onda del voltaje y la corriente AC en la entrada del equipo y compararlas con las obtenidas en el capítulo 6.

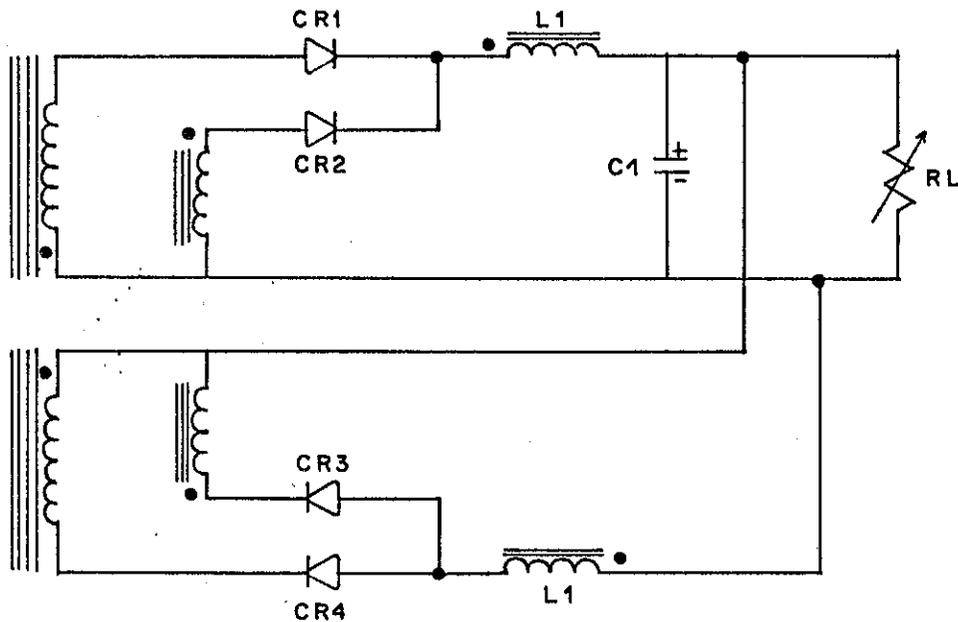


FIGURA 5.6
RECTIFICACIÓN SECUNDARIA CON DOS MEDIOS PUENTES EN PARALELO DEL RECTIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA

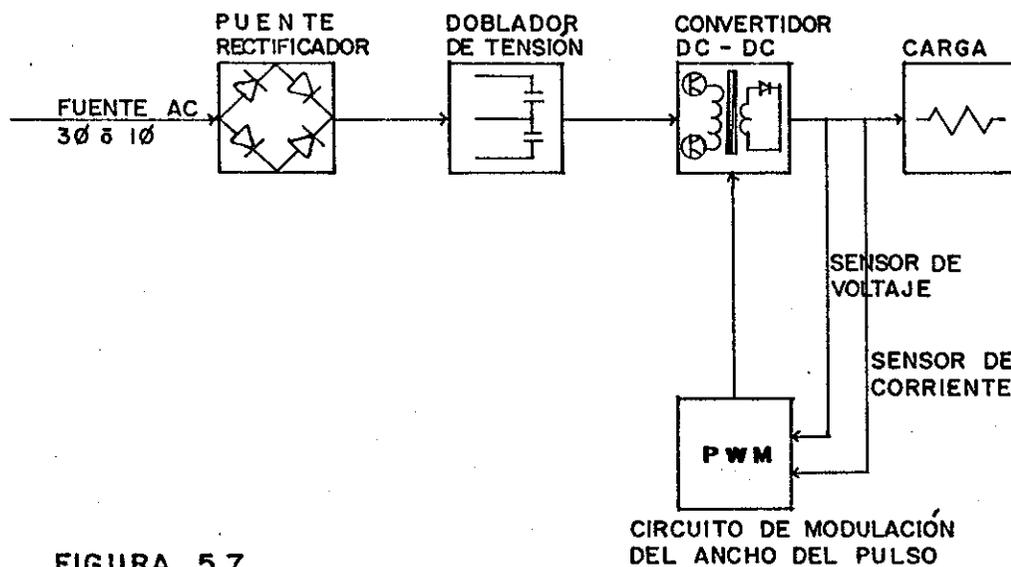
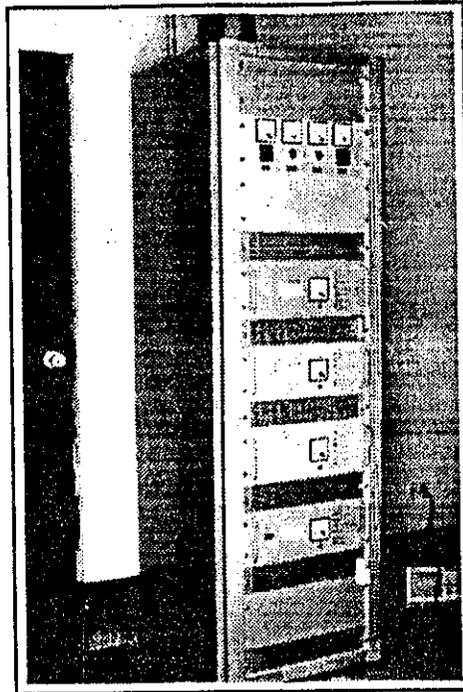
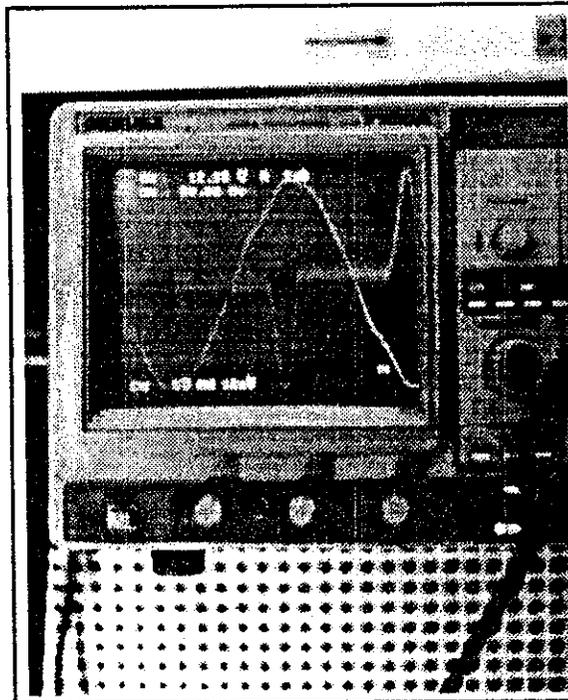


FIGURA 5.7
DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECTIFICADOR REGULADO POR ALTA FRECUENCIA



a) EQUIPO DE ENERGÍA - 48VDC 125A
MARCA "ITALTEL"



b) FORMAS DE ONDA DEL VOLTAJE Y
LA CORRIENTE AC DEL EQUIPO

FIGURA 5.8
SISTEMA DE ENERGÍA DC RECALADO
POR ALTA FRECUENCIA

6. COMPARACIÓN ENTRE RECTIFICADORES REGULADOS POR TIRISTORES, REGULADOS POR CONTROL FERRORESONANTE Y REGULADOS POR ALTA FRECUENCIA.

6.1 CIRCUITO DE CONTROL

Los circuitos electrónicos de control determinan el ángulo de gatillado del tiristor, ya sea SCR o triac, estos son bastante similares sobre todo en diseño y funcionamiento. La diferencia principal radica en el efecto realizado por el cambio del ángulo de gatillado de los pulsos puesto que son usados circuitos diferentes para la conversión de potencia. En el rectificador regulado por tiristores, los controles de los SCR funcionan como elementos de regulación en serie; estos elementos de regulación son conectados en serie con el embobinado secundario del transformador de fuerza. Por otro lado, el triac usado en el circuito de control ferorrresonante es un elemento de regulación en paralelo. Los elementos de control comprendidos por el triac, el inductor de descarga y el capacitor resonante son conectados en paralelo con el embobinado secundario del transformador de fuerza. Cuando se consideran los efectos del circuito de control electrónico sobre los elementos de regulación de potencia, los resultados obtenidos son exactamente contrarios. Adelantando el ángulo de gatillado de los pulsos del circuito de control el resultado es un incremento de la salida del rectificador cuando se usa la regulación por tiristor (SCR), pero los resultados obtenidos cuando se usa la regulación por control ferorrresonante es un decremento en la salida del rectificador.

En cambio en el rectificador regulado por alta frecuencia los transistores de "switchero" funcionan como elementos de regulación primaria, puesto que son conectados en configuración push-pull con el embobinado primario del transformador de alta frecuencia. El circuito de control de alta frecuencia PWM modula el ancho del pulso de la corriente de base alternadamente en cada transistor de "switchero" dependiendo de la señal de error, la cual es proporcional a la diferencia entre el voltaje de referencia y el voltaje de retroalimentación. Así si el voltaje de salida se va hacia arriba, el voltaje de error decrece reduciendo el ciclo de trabajo y por lo tanto la salida. En sentido contrario si el voltaje de salida baja, la señal de error y el ciclo de trabajo se incrementan hasta que la salida retorna al valor de diseño.

6.2 DIFERENCIA EN EL FACTOR DE INFLUENCIA TELEFÓNICA (TIF)

Las curvas ilustradas en la **figura 6-1** describen una de las principales diferencias de funcionamiento entre rectificadores de la misma potencia de salida, pero regulados a través de diferentes métodos de conversión de energía.

El valor del factor de influencia telefónica es una medida de la influencia probable que la línea de fuerza tiene en un acople cerrado con la línea telefónica. Las curvas de la **figura 6-1** muestran que para una salida de carga del 100% la medida del factor de influencia telefónica TIF en un rectificador de 400 amperios regulado por tiristores es de 24,500, al mismo tiempo la medida del mismo en un rectificador de 400 amperios regulado por control ferorrresonante es de 875. Mientras que en un rectificador de 400 amperios regulado por alta frecuencia este factor se elimina casi por completo

debido a que el circuito de conversión de energía trabaja por encima de los 20 khertz.

6.3 COMPARACIÓN DE LA FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

La forma de onda de la corriente de entrada a un rectificador determina en gran parte el valor de ruido inducido en la línea de entrada de AC. La forma típica de la onda de la corriente de entrada a un rectificador trifásico regulado por tiristor es mostrada en la **figura 6-2**.

La doble giba del oscilograma corresponde al período de conducción de los dos tiristores, en este caso los rectificadores controlados de silicio. Nótese el agudo incremento de la corriente en la orilla principal de cada una de las ojivas tanto en el medio ciclo positivo como en el negativo. Este incremento instantáneo de corriente ocurre en el momento en que el correspondiente SCR es gatillado y puesto en conducción, siendo el responsable de la producción de la mayor parte de ruido en la línea de AC.

La forma de onda típica de la corriente de entrada a un rectificador trifásico controlado por ferromresonancia es mostrada en la **figura 6-3**. Un suave incremento se nota en este oscilograma. Así, podemos observar que la forma de onda de la corriente permanece aproximadamente senoidal con lo cual el valor de distorsión es pequeño, y el ruido inducido en la línea de AC es mínimo.

La forma de onda típica de la corriente de entrada a un rectificador trifásico controlado por alta frecuencia es mostrada en la **figura 6-4**. Este oscilograma muestra que la forma de onda de la corriente es senoidal, por lo tanto no se induce ruido en la línea de AC.

6.4 COMPARACIÓN DE LA FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE DE ENTRADA.

La forma de onda del voltaje de entrada a un rectificador no corresponde con la forma de onda de la corriente de entrada, sin embargo los requerimientos de corriente afectan el voltaje de línea AC. La forma de onda típica del voltaje de entrada de un rectificador trifásico regulado por tiristor se muestra en la **figura 6-5**.

Las ranuras agudas en la forma de onda del voltaje del oscilograma son efectos de transientes ocurridos en el instante en que entran en conducción los tiristores. Estas ranuras de voltaje corresponden al incremento instantáneo de la corriente en los tiristores tal como se muestra en la figura 6-2.

La forma de onda típica del voltaje de entrada tanto para el rectificador trifásico controlado por ferromresonancia como en el controlado por alta frecuencia es mostrada en la **figura 6-6**.

Comparando este oscilograma con el de la figura 6-5 se puede notar que los efectos de los transientes no se presentan. Por lo tanto no ocurren incrementos agudos en la forma de onda del voltaje de entrada por lo que la distorsión ocurrida en el voltaje de línea AC es muy pequeña.

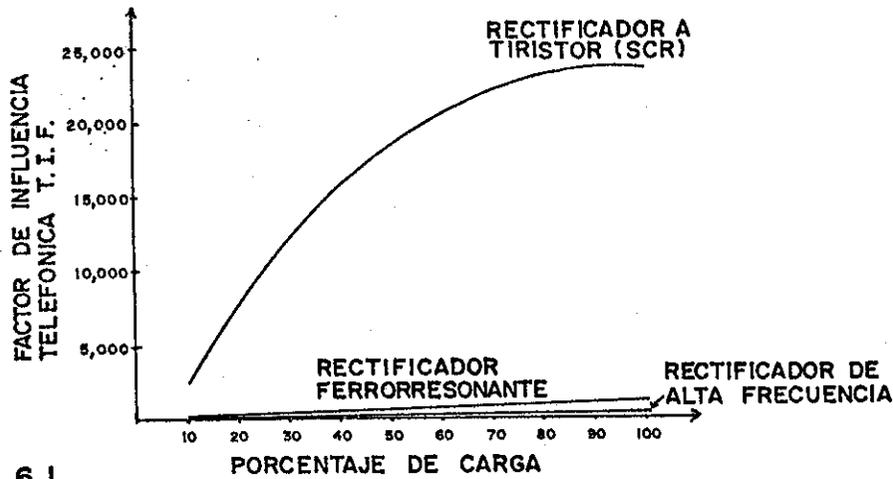


FIGURA 6.1

CURVA DEL FACTOR DE INFLUENCIA TELEFÓNICA EN RECTIFICADORES DE CORRIENTE ALTERNA DE 400 AMPERIOS

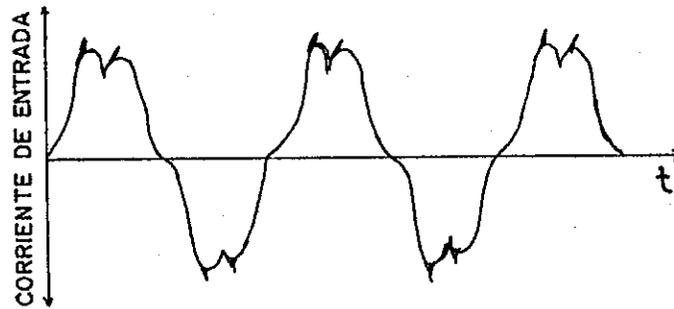


FIGURA 6.2

FORMA DE ONDA TÍPICA DE LA CORRIENTE DE ENTRADA A UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO REGULADO POR TIRISTORES

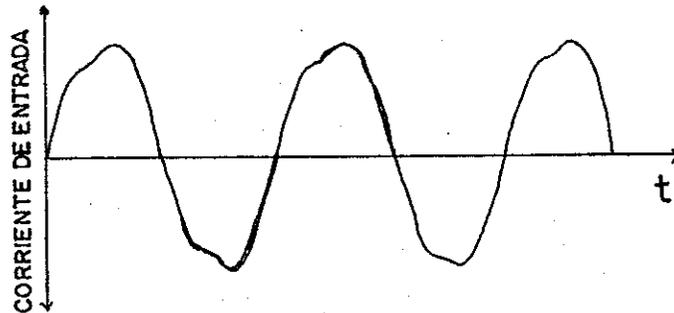


FIGURA 6.3

FORMA DE ONDA TÍPICA DE LA CORRIENTE DE ENTRADA A UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO REGULADO POR FERRORESONANCIA

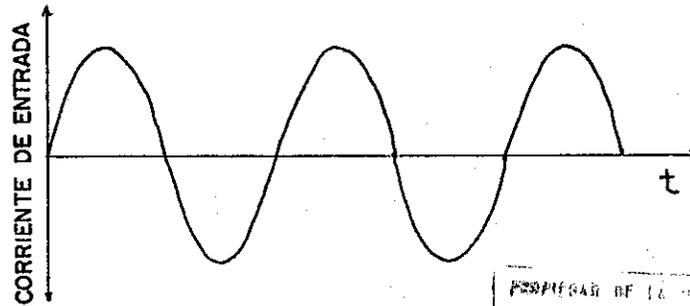


FIGURA 6.4

FORMA DE ONDA TÍPICA DE LA CORRIENTE DE ENTRADA A UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO REGULADO POR ALTA FRECUENCIA

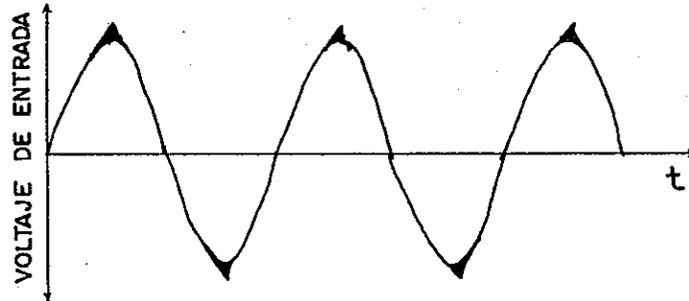


FIGURA 6.5

FORMA DE ONDA TÍPICA DEL VOLTAJE DE ENTRADA A UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO REGULADO POR TIRISTORES

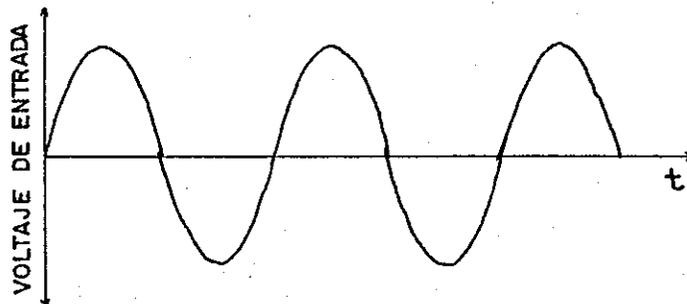


FIGURA 6.6

FORMA DE ONDA TÍPICA DEL VOLTAJE DE ENTRADA A UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO REGULADO POR FERRORESONANCIA, TANTO COMO EL REGULADO POR ALTA FRECUENCIA

6.5 COMPARACIÓN DEL FACTOR DE DESPLAZAMIENTO

La relación entre el voltaje de entrada y la corriente de entrada es cuantificada por el valor del factor de desplazamiento. Las curvas mostradas en la **figura 6-7** ilustra las diferencias entre el factor de desplazamiento del rectificador regulado por tiristor, el regulado por control ferorrresonante y el regulado por alta frecuencia.

Los diferentes valores de las curvas son causados principalmente por la diferencia entre las formas de onda de la corriente de entrada de los tres tipos de rectificadores. Debido a que el rectificador regulado por tiristor produce efectos de picos en la corriente de entrada, tal como se muestra en la figura 6-2, esto hace que su factor de desplazamiento sea mas bajo que el que se produce en el rectificador ferorrresonante y el de alta frecuencia. Típicamente, un rectificador regulado por tiristor muestra un factor de desplazamiento menor de 90% por todo el ancho del rango de carga. Contrariamente, un rectificador por control ferorrresonante muestra un factor de desplazamiento mayor del 90% por todo el rango de carga, mientras que el rectificador de alta frecuencia muestra un factor de desplazamiento un poco mayor que el rectificador ferorrresonante. Para propósitos de aplicación, el rectificador con un valor del factor de desplazamiento mas alto requiere corriente de entrada AC mas baja, lo cual se traduce en ahorro en el costo del cable utilizado en las líneas de alimentación AC de la instalación.

6.6 COMPARACIÓN EN LA EFICIENCIA

Las curvas típicas de eficiencia del rectificador regulado por tiristor, el controlado por ferorrresonancia y el regulado por alta frecuencia son ilustradas en la **figura 6-8**.

La eficiencia del rectificador regulado por tiristor alcanza su máximo valor en cargas ligeras aproximadamente en un 30% del valor de la carga plena, cayendo ligeramente hacia el 100% de la carga plena. El rectificador controlado por ferorrresonancia obtiene mejor eficiencia a cargas más altas, comenzando aproximadamente en un 60% del valor de la carga plena con una eficiencia arriba del 90%, permaneciendo constante en cargas altas. Mientras que el rectificador de alta frecuencia obtiene una eficiencia del 95%, aproximadamente, en un 50% del valor de la carga plena, permaneciendo constante en cargas altas.

6.7 COMPARACIÓN DEL RUIDO AUDIBLE

Para una misma potencia de salida, el ruido audible a un metro de distancia del equipo en un sistema de energía DC con rectificadores regulados por tiristores es de 65 DBA, mientras que en un sistema con rectificadores regulados por control ferorrresonante es de 55 DBA. En tanto que los rectificadores regulados por alta frecuencia no producen ruido, debido a que la conversión de potencia es por encima de los 20 Khertz.

6.8 COMPARACIÓN DEL RUIDO DE SALIDA (RIPLE)

El tipo de circuito de conversión de potencia usado en el rectificador lleva directamente el ruido eléctrico que aparece a través de la batería. Tal

como se muestra en la **figura 6-9**, el rectificador de alta frecuencia muestra un valor de ruido más bajo que el rectificador ferorrresonante y que el rectificador a tiristor. Esto debido a que en el rectificador a tiristor los SCR cortan la potencia de entrada y crean transientes con el "switchero" los cuales aparecen en el circuito de potencia principal, lo cual hace que el ruido de salida (ripple) tienda a ser muy alto. En el caso ilustrado por las curvas, la diferencia entre los valores de ruido es aproximadamente de 8dBmC entre el rectificador ferorrresonante y el rectificador a tiristor; sin embargo el máximo valor de ruido en la salida de los tres tipos de rectificadores es menor de 32dBmC.

6.9 COMPARACIÓN ECONÓMICA

El costo de cualquier equipo está en relación directa con la calidad de los elementos de potencia utilizados, del grado de dificultad en el diseño del circuito de control y de la tecnología electrónica utilizada en el mismo, así como de las ventajas que ofrece el equipo en cuanto al espacio necesario para su instalación, ruido audible, disipación de calor y el peso del mismo. Tomando como base el costo de un rectificador a tiristores, el costo de un rectificador ferorrresonante es mayor en un valor que oscila entre el 15% al 25%, mientras que el costo de un rectificador de alta frecuencia es mayor en un valor que oscila entre el 20% al 40%. Esta relación de costos es nada más como referencia y no debe tomarse como ley general.

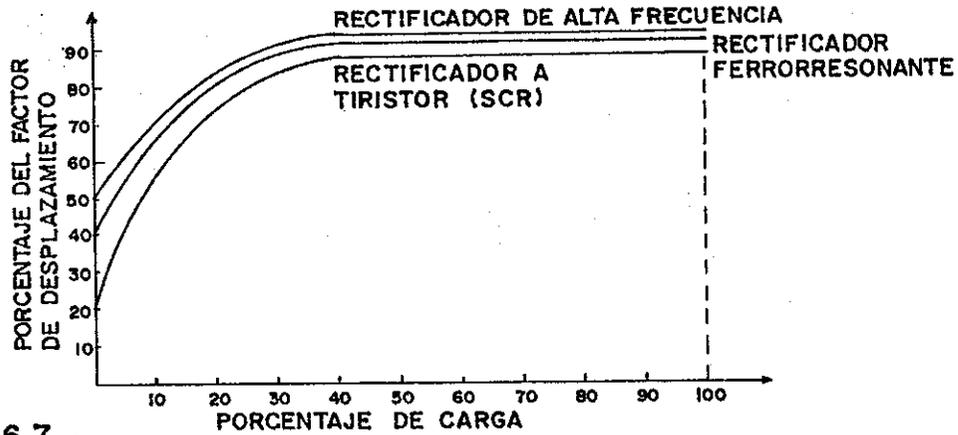


FIGURA 6.7, CURVAS TÍPICAS DEL FACTOR DE DESPLAZAMIENTO EN RECTIFICADORES TRIFÁSICOS DE CORRIENTE ALTERNA

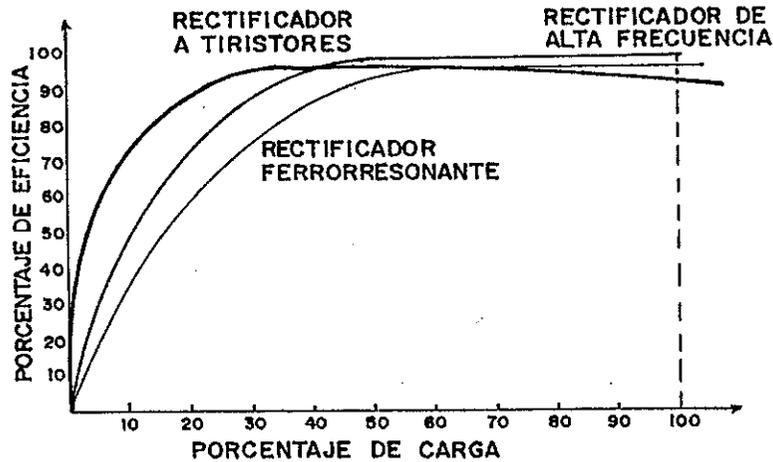


FIGURA 6.8, CURVAS TÍPICAS DE EFICIENCIA EN RECTIFICADORES TRIFÁSICOS DE CORRIENTE ALTERNA

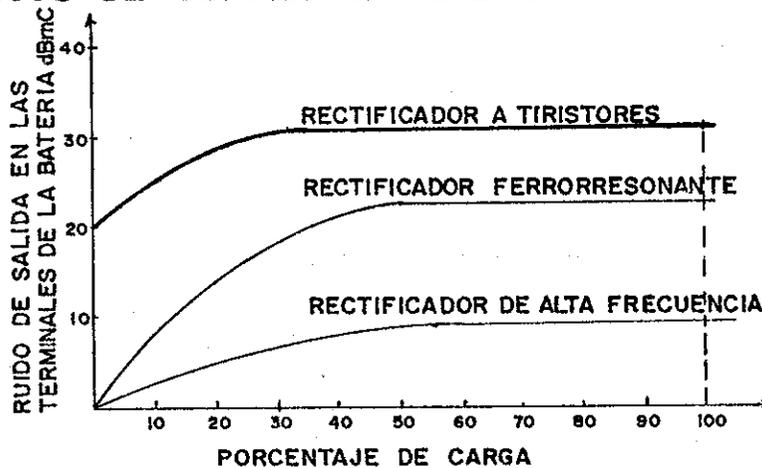


FIGURA 6.9, CURVAS TÍPICAS DEL RUIDO DE SALIDA EN RECTIFICADORES TRIFÁSICOS DE CORRIENTE ALTERNA

7. DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC-DC UTILIZANDO EL MÉTODO DE REGULACIÓN POR ALTA FRECUENCIA

7.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo cinco vimos que el convertidor DC-DC es la parte medular del rectificador de alta frecuencia. En el presente capítulo se plantea un caso real que amerita el uso de un convertidor DC-DC de baja potencia, por lo que a continuación se procede al diseño del mismo.

7.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA REAL QUE IMPLICA EL DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC-DC.

Guatel generalmente utiliza -24 voltios DC para alimentar el equipo de transmisión y -48 voltios DC en la alimentación del equipo de conmutación.

En el área rural, cuando el lugar o municipio a comunicar es grande, normalmente, se instalan radios de varios canales y una central de conmutación, los cuales poseen sus propios equipos de energía de -24 voltios DC y -48 voltios DC respectivamente. Si el lugar o municipio es pequeño entonces se instala un concentrador que sustituye a la central de conmutación, el cual necesita una alimentación de -48 voltios DC con un consumo aproximado de 1.5 amperios. Debido a que el consumo es bajo, es antieconómico la instalación de un rectificador de -48 voltios DC con su propio banco de baterías. Una solución al problema es utilizar un convertidor DC-DC de -24 voltios DC a -48 voltios DC e incrementar la capacidad en amperios-hora del banco de baterías del equipo de energía del radio en un 50%.

7.3 ASPECTOS IMPORTANTES A CONSIDERAR EN EL DISEÑO DEL CONVERTIDOR DC-DC.

La alimentación de entrada DC en cualquier convertidor DC-DC debe estar completamente filtrada libre de ripple en exceso de lo contrario el convertidor trabajará en forma inestable. Nunca utilizar DC pulsante.

7.3.1 OPERACIÓN DISCONTÍNUA

Para una operación eficiente, la corriente del inductor de filtro deberá fluir continuamente de otra manera la corriente de ripple se incrementa y la regulación puede ser anormal. Este efecto es más visible en los circuitos con transformador, estos dependen de la energía almacenada durante el ciclo de conducción siendo transferida a la salida cuando los transistores no conducen. Si la inductancia es muy baja, toda la energía almacenada será transferida a la salida antes que los transistores conduzcan nuevamente.

7.3.2 OPERACIÓN CONTÍNUA

Una operación continua resulta cuando la corriente de ripple pico a pico en el inductor es menor que dos veces la inductancia de carga o la corriente DC promedio, en otras palabras, cuando la inductancia es lo suficientemente grande que la excursión negativa del ripple nunca alcanza cero. **La figura 7.1a** muestra la operación continua, mientras que **la figura 7.1b** muestra la operación discontinua. Para mantener una operación continua en los

reguladores de "switchero", usualmente es una cuestión muy sencilla lo cual se lleva a cabo eligiendo una inductancia lo suficientemente grande.

Operación discontinua ocurre normalmente a bajas cargas, esto es cuando la corriente DC está más baja que la excursión negativa y no se puede mantener por encima de cero. Afortunadamente, la operación discontinua no es desastrosa, solamente molesta y esto sucede solamente bajo cargas ligeras anormales. El resultado usual es un incremento en el ripple y un decremento en la regulación.

En el caso contrario, si el problema ocurre bajo cargas pesadas, esto es debido a un mal diseño del inductor. El resultado puede ser: saturación del núcleo, excesivos picos de corriente y destrucción de componentes tales como transistores de "switchero".

7.3.3 TRANSFORMADORES E INDUCTORES

El diseño de un regulador magnético de "switchero" es un sujeto complejo. Sin embargo discutiremos algunos de los conceptos más importantes tal como el tamaño físico, construcción, rangos e inductancia de escape.

Nuestra primera consideración es el tamaño. La inductancia de filtro o el transformador deben ser lo bastante grande para obtener una corriente de ripple dentro de un término medio aceptable para mantener una operación continua.

El núcleo no deberá saturarse con las corrientes nominales de diseño. Algunos de los diseños comercializados incluyen tamaño, potencia, filtrado y respuesta a transientes. Núcleos e inductancias grandes proporcionan el más bajo ripple y la potencia más alta, pero con una recuperación lenta a los transientes.

Los núcleos deben ser de material de ferrita o de polvo de hierro, laminaciones no son aconsejables para operación a altas frecuencias. Los núcleos toroidales minimizan la interferencia electromagnética (EMI) debido a que ellos tienden a protegerse por sí mismos. Las brechas de aire usualmente son necesarias para prevenir la saturación del núcleo con corrientes DC desbalanceadas. Las brechas reduce la permeabilidad del núcleo, requiriendo grandes estructuras para alcanzar la inductancia requerida. Cuando compre un transformador o un inductor asegúrese del rango de frecuencia y de la corriente DC que le aplicará al mismo.

El efecto de la saturación podría provocar la destrucción de los transistores de "switchero", los circuitos integrados de control u otros componentes en el circuito.

Un valor promedio de la inductancia puede calcularse por la teoría básica del inductor. Las corrientes en un inductor se incrementan linealmente con el tiempo cuando se le aplica un voltaje DC.

$$I = E \times T/L \quad (7.1)$$

Donde:

I = cambio de corriente en amperios

E = voltaje aplicado en voltios

T = tiempo en segundos

L = inductancia en henrios

Si un circuito opera a una frecuencia en hertz igual a $1/T$, el voltaje máximo a través del inductor es E y si se desea diseñar para una corriente de ripple pico a pico de I , entonces el valor del inductor puede encontrarse por:

$$L = \frac{E}{2(\Delta I)f} \quad (7.2)$$

Es mejor empezar con una pequeña inductancia extra, y entonces optimizarla experimentalmente. Los valores de inductores en el medio y alto rango en microhenrios son comunes.

Los reguladores de "switchero" operan a altas frecuencias y con tiempos de ascenso rápidos, y transientes de "switchero" los cuales producen altos picos de voltaje. Los transformadores con corrientes de "switchero" en el primario son la principal fuente de este problema.

La mayor fuente de picos del lado primario es la inductancia de escape. La figura 7.2 muestra un modelo de transformador incluyendo las resistencias de los embobinados y las inductancias de escape. Las capacitancias de los embobinados no son mostradas. En un transformador ideal debería de haber un acoplamiento magnético perfecto entre el embobinado primario y el secundario. Un pico de voltaje podría no aparecer a través del primario a menos que un pico proporcional ha sido visto en el secundario. Si se usa una carga a través del secundario, especialmente cuando se usa un capacitor, los picos no ocurren. En realidad, una porción pequeña del flujo producido en el primario no está acoplado al secundario. Eléctricamente, esto significa que una pequeña parte de la inductancia primaria no está acoplada con el secundario, y viceversa. Las corrientes primarias de "switchero" producen picos en la inductancia de escape.

La inductancia de escape puede ser minimizada, pero no eliminada completamente, diseñando apropiadamente el transformador. La mejor aproximación es un embobinado a dos hilos, donde el primario y el secundario son devanados conjuntamente, siendo los conductores entremezclados en la misma bobina. Esto no es posible en transformadores que requieren un primario alto con un secundario con niveles de voltajes bajos. A veces es necesario agregar pequeños capacitores o diodos zener, a través del primario para proteger diodos y transistores de "switchero".

Por último debemos tener presente que toda fuente DC es sensible a cargas inductivas pesadas, por lo que se debe evitar en lo posible dichas cargas debido a que provocan inestabilidad y mala regulación en los sistemas DC.

7.4 CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DE ENTRADA Y SALIDA QUE DEBE TENER EL CONVERTIDOR DC-DC

Con base al numeral 7.2 y previendo un incremento de la corriente de salida en un 100%, el convertidor DC-DC debe poseer las siguientes características:

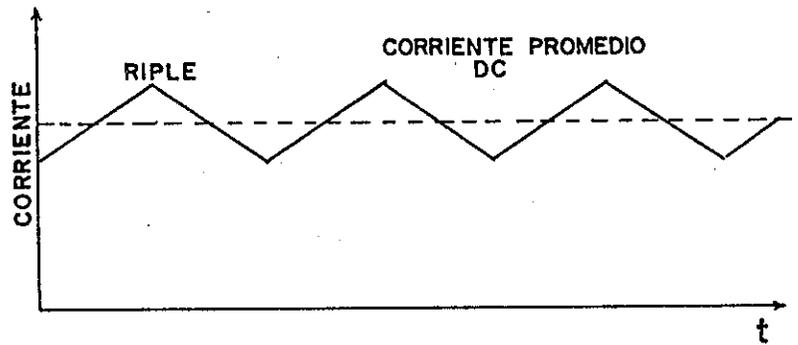
7.4.1 CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DE ENTRADA

Voltaje máximo de entrada = -31 voltios DC

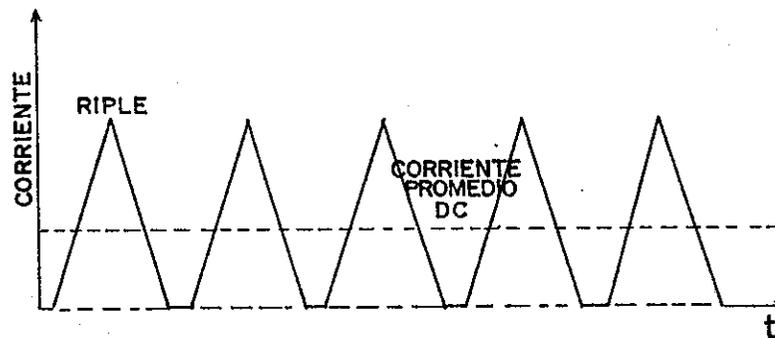
Voltaje nominal de entrada = -24 voltios DC

Voltaje mínimo de entrada = -21 voltios DC

Corriente máxima de entrada = 7.62 amperios



a) OPERACIÓN CONTÍNUA



b) OPERACIÓN DISCONTÍNUA

FIGURA 7.1
FORMA EN QUE OPERA LA CORRIENTE EN TRANSFORMADORES
E INDUCTORES

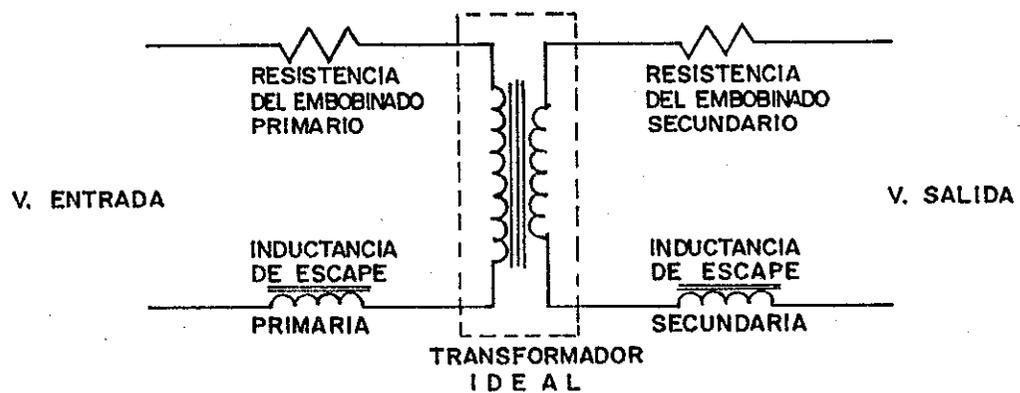


FIGURA 7.2
DIAGRAMA DE UN TRANSFORMADOR, MOSTRANDO LAS
INDUCTANCIAS DE ESCAPE Y LAS RESISTENCIAS
DE LOS EMOBINADOS

Potencia nominal de entrada = 160 watts

El voltaje máximo de entrada que el convertidor deberá soportar para mantener constante el voltaje de salida, es producido cuando el rectificador del equipo de radio entra en el **modo de operación de carga igualadora de -2.35 voltios por celda**, después de un corte prolongado de la red comercial (ver inciso 1.3.1). El cual en un sistema de -24 voltios DC y 12 celdas es:

$$-2.35 \frac{\text{voltios}}{\text{celda}} \times 12 \text{ celdas} = -28.2 \text{ voltios}$$

Para permitir un aumento en un 10% sobre el cálculo anterior se tomó como voltaje máximo de entrada -31 voltios DC.

El voltaje mínimo de entrada, para el cual el convertidor debe mantener constante el voltaje de salida, es debido a una descarga profunda del banco de baterías del equipo de energía del radio producido por un corte de red mayor de diez horas. Normalmente los bancos de baterías del equipo de transmisión y conmutación vienen diseñados para una autonomía de diez horas con un voltaje final por celda de 1.75 voltios. En un sistema de -24 voltios DC con 12 celdas, el voltaje mínimo que se obtiene después de que el banco de baterías se descarga durante diez horas es:

$$-1.75 \frac{\text{voltios}}{\text{celda}} \times 12 \text{ celdas} = -21 \text{ voltios DC}$$

La eficiencia típica de este tipo de convertidor es de 0.9 esto implica que la potencia de entrada es:

$$E = \frac{P_s}{P_e} \quad \text{donde: } E = \text{Eficiencia}$$

$$P_s = \text{Potencia de salida}$$

$$P_e = \text{Potencia de entrada}$$

$$P_e = \frac{P_s}{E} = \frac{48V \times 3A}{0.9} = 160 \text{ watts}$$

La corriente máxima de entrada es:

$$I_{\text{máx-e}} = \frac{P_e}{V_{\text{mín-e}}} = \frac{160 \text{ watts}}{21 \text{ voltios}} = 7.62 \text{ amperios}$$

La corriente nominal de entrada es:

$$I_{\text{n-e}} = \frac{P_e}{V_{\text{n-e}}} = \frac{160 \text{ vatios}}{24 \text{ voltios}} = 6.67 \text{ amperios}$$

7.4.2 CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DE SALIDA

Voltaje de salida = -48 voltios DC

Corriente nominal de salida = 3 amperios

Potencia nominal de salida = 144 watts

El riple en la salida del convertidor es aproximadamente igual al del sistema de energía del equipo de radio.

El ruido audible del convertidor es nulo debido a que éste trabaja por encima de los 20 khertz.

7.5 DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO A UTILIZAR EN EL REGULADOR DE "SWITCHEO" DEL CONVERTIDOR.

La **figura 7.3** muestra el circuito interno del regulador de "switchero" PWM del integrado SG3524 que será utilizado en el presente diseño. En este circuito, el oscilador produce la rampa y los pulsos de salida. El comparador coloca su salida en alto cuando la rampa excede la salida del amplificador de error, esto hace que la salida de las compuertas NOR se coloquen en bajo, con lo cual los transistores de salida son puestos fuera de conducción. Cada compuerta "NOR" puede ser alta solamente cuando sus tres entradas son bajas. La salida del oscilador cambia el estado del flip-flop, inhabilitando una compuerta, y entonces la otra responde en base a la salida del comparador. Esta acción coloca en conducción a un solo transistor a la vez, produciendo una operación "push-pull".

El transistor seleccionado se coloca en conducción al inicio de cada ciclo, y es cortado tan pronto como la rampa excede la señal de error. Al final de cada ciclo, un pulso momentáneo del oscilador fuerza la colocación de ambas compuertas en bajo, protegiendo contra la posibilidad de que ambos transistores sean puestos en conducción al mismo tiempo.

El amplificador de limitación de corriente protege contra sobrecargas, su salida es del tipo colector abierto o sea circuito abierto cuando esta en alto y baja resistencia a tierra cuando esta en bajo.

El amplificador de limitación de corriente y el transistor de corte de trabajo pueden ser usados para forzar y colocar la salida del comparador en alto, colocando fuera de trabajo ambos transistores.

La **figura 7.4** muestra el diagrama electrónico del convertidor de -24 voltios DC a -48 voltios DC, el cual utiliza el circuito integrado SG3524 descrito en el inciso anterior.

7.6 FUNCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DC-DC DISEÑADO

La frecuencia de oscilación de alrededor de 60 khertz es fijada por R5 y C2. El flip-flop divide la frecuencia de salida de la configuración "push-pull" en 30 khertz. El amplificador limitador de corriente se coloca en bajo, cuando la caída de voltaje entre los terminales de sus entradas excede de 0.2 voltios, limitando R16 la corriente a 8 amperios en caso de sobrecarga o saturación del transformador.

Los transistores Q1 y Q2 son usados para "switchar" el transformador T1. Los transistores internos del circuito integrado están capacitados para manejar solamente 100 miliamperios. Los pulsos producidos en el primario de T1 son filtrados por C4.

El error de salida del amplificador es proporcional a la diferencia entre la entrada de referencia (pin2) y la retroalimentación (pin 1). Si la salida se incrementa, el voltaje de error cae. Entonces la rampa alcanza el voltaje de error más rápido y los transistores se tornan rápidamente al estado de no conducción, hasta que la salida se reduce de nuevo a 48 voltios. Puesto que el voltaje de retroalimentación está directamente conectado con el negativo, no existe aislamiento entre la entrada y la salida.

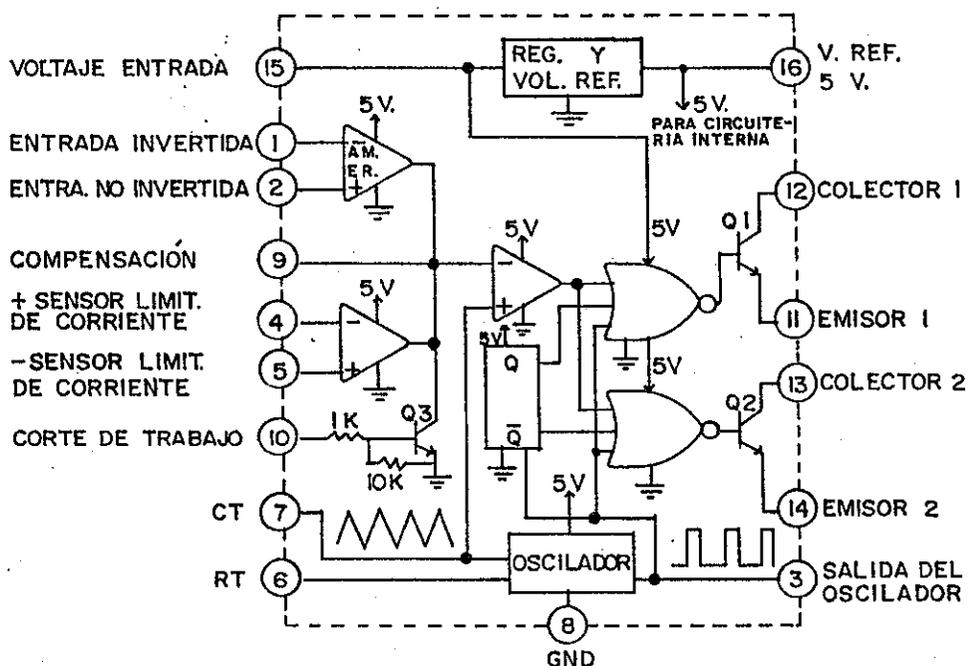


FIGURA 7.3
 DIAGRAMA INTERNO DEL REGULADOR DE "SWITCHEO" PWM DEL CIRCUITO INTEGRADO SG 3524

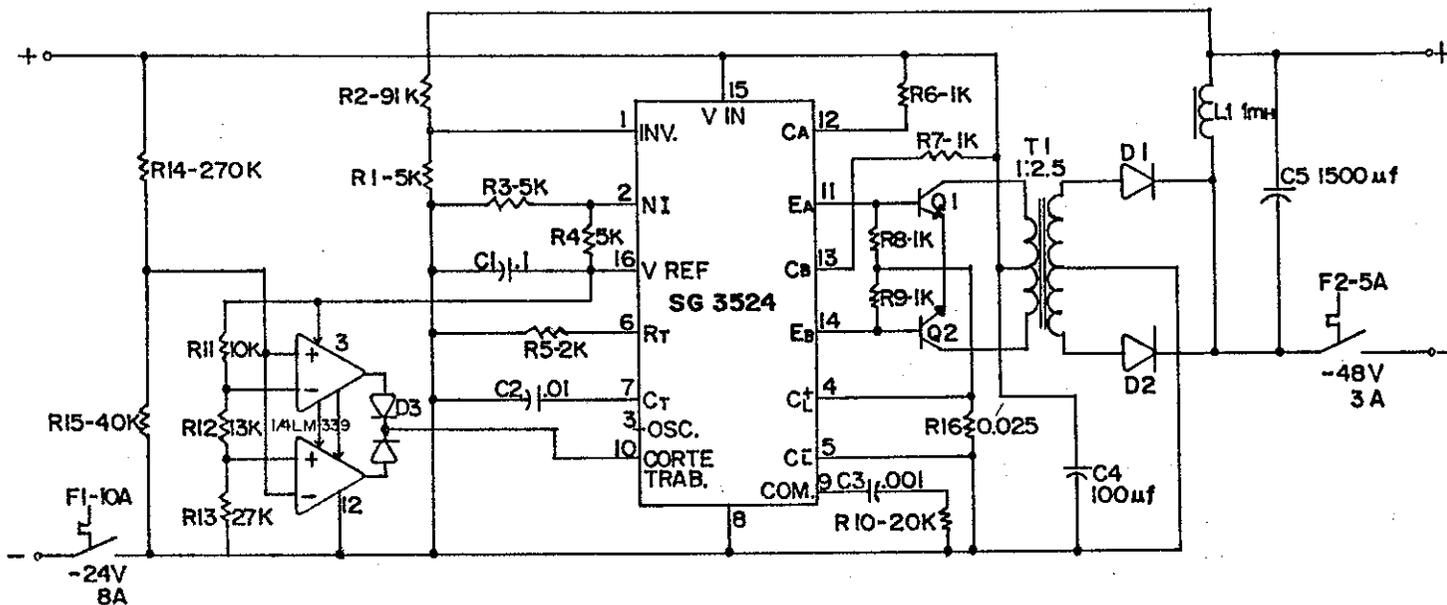


FIGURA 7.4
 DIAGRAMA ELECTRÓNICO DEL CONVERTIDOR DC-DC DE -24 V DC A -48V DC 3A

La resistencia R6 y R7 limitan la corriente a través de los transistores manejadores internos, los cuales son usados para "switchar" Q1 y Q2. Compensación de frecuencia para cerrar el anillo de estabilidad es proporcionada por R10 y C3. Los transistores Q1 y Q2 deben ser de potencia y de alta velocidad de "switching" con valores de $I_c = 20$ amperios y $V_{CE} = 400$ voltios. Los diodos D1 y D2 deben ser Shottky o de rápida recuperación. Debido a que la salida está balanceada, el núcleo del transformador no necesita tener brechas, puede ser un núcleo pequeño de ferrita.

Para bloquear la salida del convertidor DC-DC por alto y bajo voltaje en la entrada del mismo, se utiliza el comparador tipo ventana el cual coloca en alto el pin 10 de corte de trabajo cuando el voltaje de entrada es mayor de 31 voltios o menor de 21 voltios. Esto hace que la salida del comparador interno del circuito integrado se coloque en alto, colocando así fuera de trabajo ambos transistores de salida.

La resistencia equivalente del capacitor filtro C5 a frecuencias altas es tan alta como la impedancia capacitiva. Para resistencia serie baja debe usarse capacitores electrolíticos, preferiblemente capacitores diseñados especialmente para fuentes de "switching".

El breaker F1 de 10 amperios y F2 de 5 amperios son para proteger la entrada y salida del convertidor respectivamente contra cortos circuitos.

Se debe mantener flotante (sin aterrizar a tierra) la salida positiva y negativa del convertidor DC-DC para evitar cortocircuitos.

CONCLUSIONES

1. Las principales características eléctricas que debe tener un rectificador de corriente alterna independientemente del método de regulación de energía que utilice son: debe mantener un voltaje DC constante en la salida, sin importar las variaciones relativas del voltaje de entrada AC y de los cambios que se puedan dar en la corriente de salida DC hasta la carga plena, dicha corriente es limitada en un valor de seguridad, que generalmente es el 110% de la corriente a carga plena.
2. El rectificador de corriente alterna regulado por amplificador magnético ya no se utiliza, principalmente porque ocupa mucho espacio, es muy pesado, produce mucho calor y emite mucho ruido.
3. En la actualidad el rectificador regulado por tiristores provee aproximadamente el 65% de la demanda de corriente directa utilizada por Guatel, esto se debe a que la fecha en que dicho rectificador fue puesto en el mercado local coincidió con el inicio del desarrollo de las telecomunicaciones en nuestro país. Entre sus principales ventajas tenemos:
 - a) Para una misma potencia de salida, posee el precio más bajo respecto al rectificador regulado por control ferorrresonante y el regulado por alta frecuencia.
 - b) Los circuitos de potencia no son muy complicados.
 - c) Utiliza menos horas-hombre en el mantenimiento preventivo y correctivo.
 - d) Proporciona un buen aislamiento entre la salida DC y la entrada AC, debido al transformador reductor utilizado. Lo cual lo hace resistente a los disturbios eléctricos que normalmente se producen en la línea de entrada AC.
 - e) Posee una eficiencia del 90% en cargas ligeras cayendo ligeramente hacia el 100% de la carga plena.
 - f) El número de fallas es menor respecto al rectificador regulado por alta frecuencia.

Entre sus principales desventajas tenemos:

 - a) Presenta el factor de influencia telefónica (TIF) más alto respecto al rectificador regulado por control ferorrresonante y el regulado por alta frecuencia.
 - b) Produce mayor deformación en las formas de onda de la corriente y del voltaje de antrada AC,
 - c) El ruido eléctrico de salida (riple) alcanza los 30dBrnC mientras que el ruido audible llega a los 65 dBA.
4. En la actualidad el rectificador regulado por control ferorrresonante provee aproximadamente el 20% de la demanda de corriente directa utilizada por Guatel. Entre sus principales ventajas tenemos:
 - a) Produce un bajo factor de influencia telefónica (TIF).

- b) Proporciona un buen aislamiento entre la salida DC y la entrada AC, debido a la alta reactancia de escape entre el embobinado primario y secundario del transformador ferorrresonante.
- c) Las deformaciones que produce en las formas de onda de la corriente y del voltaje de entrada AC son mínimas.
- d) Acepta una mayor variación en el voltaje y la frecuencia de entrada AC que el rectificador a tiristores.

Entre sus principales desventajas tenemos:

- a) Para una misma potencia de salida, su precio es mayor en un 25% aproximadamente respecto al rectificador regulado por tiristores.
- b) El ruido eléctrico de salida (ripple) alcanza los 22dBrnC mientras que el ruido audible llega a los 55 dBA.
- c) Su eficiencia es del 90% arriba del 60% de la carga plena. Esto se debe a la alta reactancia de escape entre el embobinado primario y secundario del transformador ferorrresonante.
- d) El número de fallas es aproximadamente igual al rectificador regulado por tiristores y menor que el rectificador regulado por alta frecuencia.

5. El rectificador regulado por alta frecuencia provee en la actualidad aproximadamente el 15% de la demanda de corriente directa utilizada por Guatel. Entre sus principales ventajas tenemos:

- a) Acepta un rango ancho en la frecuencia y el voltaje de entrada AC durante largo tiempo.
- b) Estos rectificadores no producen ruido audible en operación y pueden ser instalados en el punto donde la potencia DC es requerida.
- c) El ruido eléctrico de salida (ripple) es relativamente bajo, alcanzando los 10 dBrnC arriba del 50% de la carga plena.
- d) El diseño de conversión de potencia en alta frecuencia reduce el tamaño y el peso de las unidades magnéticas tal como transformadores e inductores dentro del rectificador, resultando en una disminución en la carga de piso como en el espacio de instalación.
- e) No producen deformaciones en las ondas de la corriente y del voltaje de entrada AC.
- f) El factor de influencia telefónica (TIF) es muy pequeño.
- g) Posee una eficiencia del 95% arriba del 50% de la carga plena, permanenciando constante en cargas altas.

Entre sus principales desventajas tenemos:

- a) Para una misma potencia de salida, su precio es mayor en un 40% aproximadamente respecto al rectificador regulado por tiristores.
- b) Produce interferencia electromagnética (EMI) debido a que trabaja a alta frecuencia.
- c) La probabilidad de falla es mayor, debido principalmente a que no cuenta con transformador de entrada, lo cual permite que cualquier disturbio eléctrico que se presente en la red comercial AC provoque daños en el puente rectificador, en los transistores de "switchero" o en el circuito de control del rectificador.

6. En general, podemos concluir que mientras más complejo es el diseño del circuito de regulación de energía en un rectificador de corriente alterna, mejor es la respuesta a variaciones del voltaje y frecuencia de entrada AC, menores son las interferencias producidas en la línea de alimentación AC, el ruido eléctrico en la salida DC (ripple) y el ruido audible a un metro de distancia del equipo son menores y la eficiencia es mejor. Por el contrario entre más complejo es el diseño del rectificador mayor es su costo y mayor es la probabilidad de falla.
7. Es importante aclarar que los tres sistemas de energía comparados son buenos, ya que todos cuentan con más ventajas que desventajas, por el contrario lo malo es tomar decisiones erróneas e instalar un sistema en un lugar cuyas características eléctricas no son apropiadas para el normal funcionamiento del mismo.

RECOMENDACIONES

1. Todo rectificador de corriente alterna independientemente del método de regulación de energía que utilice, es sensible a cargas inductivas pesadas, por lo que se debe evitar en lo posible dichas cargas debido a que provocan inestabilidad y mala regulación en los sistemas DC.
2. Con base en el estudio realizado y debido a que en nuestro país las líneas de distribución eléctrica en el área rural presentan un mayor número de disturbios eléctricos tal como "switches", variaciones del voltaje y de la frecuencia AC, mayor número de descargas atmosféricas, etc. Es por eso que se recomienda que en los lugares donde la red comercial AC es inestable se utilicen rectificadores regulados por control ferorrresonante, mientras que los rectificadores a tiristores se utilicen en los lugares donde la red comercial AC es menos inestable, dejando los rectificadores regulados por alta frecuencia para la ciudad capital, donde la red comercial AC es estable. Esto con el fin de minimizar el número de fallas en los equipos y disminuir el costo del mantenimiento correctivo.
3. Se recomienda que los sistemas de energía DC se diseñen para que operen normalmente entre el 50% y el 100% de la carga plena, con el fin de aprovechar al máximo la eficiencia de los mismos.
4. Para elegir el método de regulación de energía que deben tener los rectificadores a utilizar en determinado proyecto, se recomienda al personal técnico y profesional encargado de diseñar los sistemas de energía DC, realizar un estudio de campo en los lugares de instalación con el objeto de determinar las características eléctricas de los mismos y el espacio físico con que se cuenta. Con base a lo anterior y a las conclusiones del presente trabajo así como también a la disponibilidad de financiamiento del proyecto, se tendrán los elementos de juicio necesarios para seleccionar el método de regulación de energía más apropiado.
5. Se debe mantener flotantes (sin aterrizar a tierra) la salida positiva y negativa del convertidor DC-DC diseñado para evitar cortocircuitos.
6. Se recomienda la elaboración de un normativo para la adquisición de equipo de energía DC, donde se especifique claramente todos los parámetros eléctricos que deben poseer los equipos a licitar por parte de Guatel.
7. Todo rectificador de potencia independientemente del método de regulación de energía que utilice genera calor, es por eso que se recomienda mantener bien ventiladas las salas de energía para reducir al mínimo las fallas por sobrecalentamientos, principalmente , en dispositivos semiconductores.

COPIA DE LA UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
Biblioteca Central

FUENTES

- 1- Departamento de Electromecánica, División de Ejecución y Supervisión de Guatel.
- 2- Departamento de Electromecánica, División de Mantenimiento de Guatel.
- 3- Visitas de campo a centrales telefónicas de Guatel.

BIBLIOGRAFÍA

- 1- BARILLAS CASTELLANOS, José Roberto. Usos del amplificador magnético en sistemas de control. (tesis: Facultad de Ingeniería, Universidad de San Carlos de Guatemala) Guatemala, 1,977. 62pp.
- 2- BOYLESTAD, Robert L. Análisis introductorio de circuitos. México: Editorial Trillas, 1,978. 858pp.
- 3- CIARCIA, Steve. Construya una microcomputadora basado en el Z-80.
- 4- EDMINISTER, Joseph A. Teoría y problemas de circuitos eléctricos. México: Editorial McGraw Hill, 1,977. 289pp.
- 5- ENRIQUEZ HARPER, Gilberto. Transformadores y motores trifásicos de inducción. 2a. edición. México: Editorial Limusa, 1,980. 236pp.
- 6- FITCHEN, Franklin C. Análisis y diseño de circuitos con transistores. México: Editorial Limusa, 1,980. 432pp.
- 7- GOURISHANKAR, Vembu. Conversión de energía electromecánica. México: Editorial Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A., 1,977. 638pp.
- 8- HAYT, William H. Teoría Electromagnética. 3a. edición. México: Editorial McGraw Hill, 1,979. 511pp.
- 9- KOSOW, Irving L. Máquinas eléctricas y transformadores. España: Editorial Reverté, S.A., 1,978. 727pp.
- 10- MILLMAN, Jacob et. al. Dispositivos y circuitos electrónicos. 8a. edición. España: Editorial Pirámide, S.A., 1,979. 869pp.
- 11- ROSENBERG, Robert. Reparación de motores eléctricos. 7a. edición. México: Editorial G. Gili, S.A., 1,980. 2tomos. 419pp. y 400pp.
- 12- STEVENSON, William D. Análisis de sistemas eléctricos de potencia. Bogotá, Colombia: Editorial McGraw Hill, 1,979. 383pp.
- 13- TARANO GIRÓN, Luis. Análisis de funcionamiento de reguladores de voltaje con transformadores ferorresonantes. (tesis: Facultad de Ingeniería, Universidad de San Carlos de Guatemala) Guatemala, 1,989. 36pp.
- 14- VAN VALKENBURH, M. E. Análisis de redes. 3a. edición. México: Editorial Limusa, 1,979. 636pp.