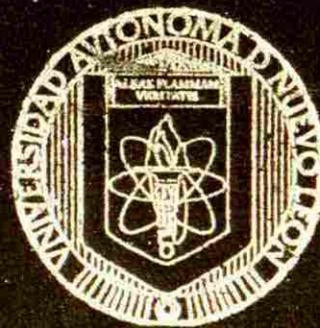


UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON

**FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA
Y ELECTRICA**

DIVISION DE ESTUDIOS DE POSTGRADO



**SISTEMAS DE RECUPERACION DE ENERGIA EN
MOTORES DE INDUCCION DE ROTOR DEVANADO
CON REGULACION DE VELOCIDAD**

POR

ING. EMILIO GONZALEZ ELIZONDO

T E S I S

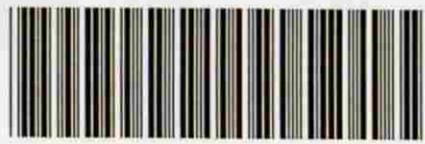
**EN OPCION AL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA
ELECTRICA CON ESPECIALIDAD EN POTENCIA**

**SAN NICOLAS DE LOS GARZA, NUEVO LEON
JUNIO DEL 2000**

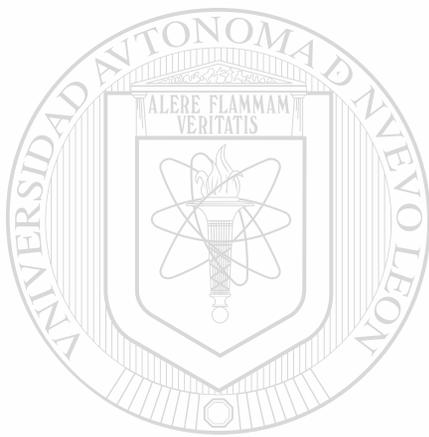
TM
TK2785
.G66
2000
c.1

SISTEMAS DE RECUPERACION DE ENERGIA EN
SISTEMAS DE INDUCCION DE ROTOR ANAADO
MOTORES DE INDUCCION DE ROTOR ANAADO
CON RECULACION DE VELOCIDAD

E
G
E



1080092543



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

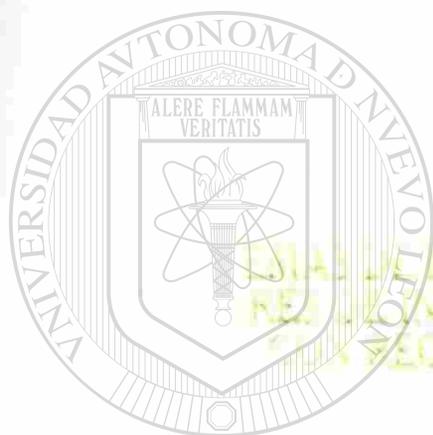


DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA EN MECÁNICA
Y FÍSICA

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

ING. EMILIO GONZALEZ ELIZONDO
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

®

TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE

INGENIERO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

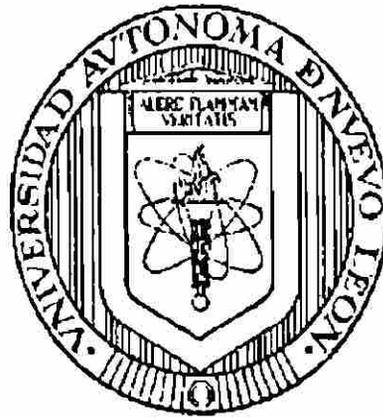
MECÁNICA CON ESPECIALIDAD EN POTENCIA

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
CARRILAS DE LOS GARZA, NUEVO LEÓN
JUNIO DEL 2000

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



**SISTEMAS DE RECUPERACIÓN DE ENERGÍA EN MOTORES DE INDUCCIÓN
DE ROTOR DEVANADO CON REGULACIÓN DE VELOCIDAD**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

POR

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

ING. EMILIO GONZÁLEZ ELIZONDO

TESIS

**EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
ELÉCTRICA CON ESPECIALIDAD EN POTENCIA**

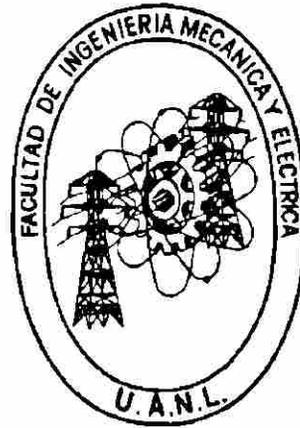
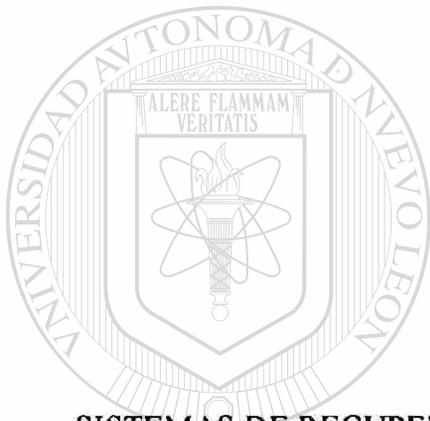
SAN NICOLAS DE LOS GARZA, N.L.,

JUNIO DEL 2000

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



**SISTEMAS DE RECUPERACIÓN DE ENERGÍA EN MOTORES DE INDUCCIÓN
DE ROTOR DEVANADO CON REGULACIÓN DE VELOCIDAD**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

**POR
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS**

ING. EMILIO GONZÁLEZ ELIZONDO

TESIS

**EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
ELÉCTRICA CON ESPECIALIDAD EN POTENCIA**

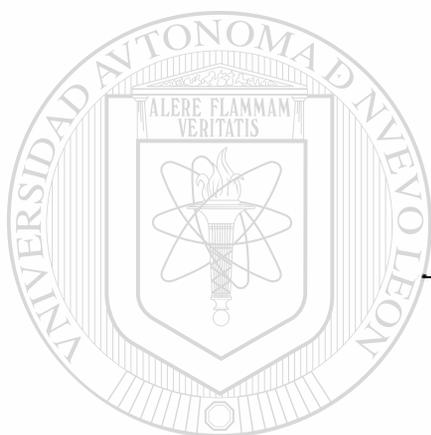
SAN NICOLAS DE LOS GARZA, N.L.,

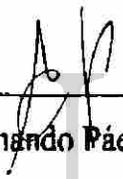
JUNIO DEL 2000

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POST-GRADO

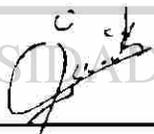
Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis "SISTEMAS DE RECUPERACIÓN DE ENERGÍA EN MOTORES DE INDUCCIÓN DE ROTOR DEVANADO CON REGULACIÓN DE VELOCIDAD", realizada por el alumno Ing. Emilio González Elizondo, matrícula 38804 sea aceptada para su defensa como opción al grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en Potencia.

El Comité de Tesis




M.C. Armando Páez Ordóñez

Asesor


M.C. Guadalupe I. Cantú Garza

Coasesor


M.C. Luis Manuel Martínez Villarreal

Coasesor


M.C. Roberto Villarreal Garza

Vo.Bo.

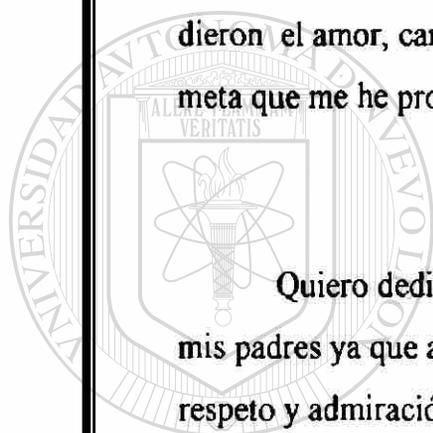
División de Estudios de Post-grado

San Nicolás de los Garza, N.L., a 1 de Junio de 2000.

DEDICATORIAS

Quiero dedicar este trabajo a mi esposa e hijos que me dieron el amor, cariño y el apoyo necesario para lograr esta meta que me he propuesto.

Quiero dedicar también este trabajo a la memoria de mis padres ya que ahora los recuerdo con mucho cariño, respeto y admiración y a la vez agradecer lo mucho que hicieron por mí.



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

AGRADECIMIENTOS

Doy gracias a Dios por permitirme realizar este trabajo. Por darme la fuerza de seguir adelante, por superarme día a día, por iluminar mi camino y llenarme de tu gracia.

A todos los maestros que me brindaron sus conocimientos, sus consejos de una manera desinteresada.

A mis amigos que me apoyaron con equipo, tips, en el llenado de solicitudes, etc. Así como también a los asesores quienes me orientaron en el desarrollo del mismo trabajo de tesis.

Al igual quiero agradecer el gran esfuerzo que realizaron mis hijas Linda Janneth y Laura Judith al mecanografiar y dar formato al trabajo realizado.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

PRÓLOGO

Considerando los grandes avances tecnológicos que se tienen gracias a la generación de energía y pensando en las grandes necesidades de energía eléctrica que se tienen en el mundo, en la gran infraestructura que se tiene que considerar para los sistemas de generación, hay la necesidad de pensar en la forma de cómo ahorrar la energía eléctrica, por ejemplo evitando los picos de demanda que se tienen en algunos procesos, corrigiendo el factor de potencia, fabricando máquinas eléctricas más eficientes, aplicando sistemas de regulación de velocidad a máquinas eléctricas con ahorro de energía.

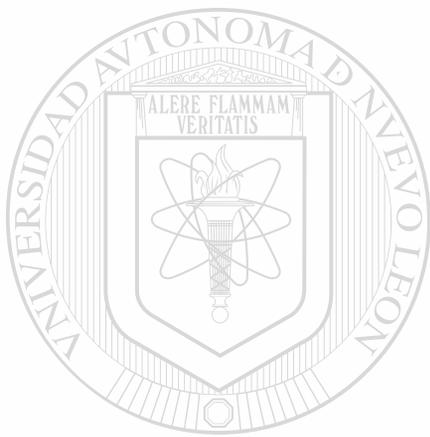
Actualmente la electrónica de potencia del estado sólido ha crecido a pasos agigantados como resultado del desarrollo de dispositivos de potencia en estado sólido con capacidades de miles de volts y miles de amperes.

Una de las distinciones de la electrónica de potencia es la eficiencia, debido a que el costo de la energía disipada es muy significativo con respecto al costo del equipo; y será de mayor importancia en el futuro.

Otro punto que se considera en este trabajo es ver la aplicación de dispositivos de electrónica de potencia sobre máquinas eléctricas para el control de velocidad con ahorro de energía, estos temas en la actualidad son más comunes.

Considerando lo anterior en el presente trabajo se tratarán los sistemas de regulación de velocidad con ahorro de energía, tanto los tradicionales como los electrónicos, estos sistemas son: Regulación de velocidad por medio de resistencias en el motor de inducción de rotor devanado, Sistema Kramer o Rectiflow, Sistema Scherbius o Kramer Estático y Sistema Scherbius supersincrónico.

Este trabajo se ha desarrollado como apoyo a alumnos y maestros de las áreas de electrónica, electromecánica, así mismo quiero agradecer al M.C. Armando Páez Ordoñez, al M.C. Guadalupe Ignacio Cantú Garza y al M.C. Luis Manuel Martínez Villarreal por la asesoría que me han brindado en el desarrollo de este trabajo de tesis.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

ÍNDICE

Síntesis	1
-----------------	----------

1 Introducción

1.1	Planteamiento del problema	4
1.2	Objetivo de la tesis	5
1.3	Hipótesis	5
1.4	Límites de Estudio	5
1.5	Justificación del trabajo de Tesis	6
1.6	Metodología	6
1.7	Revisión bibliográfica	7

2 Antecedentes

2.1	Regulación de velocidad por medio de resistencias en el circuito del rotor	9
2.2	Sistema Kramer	14
2.3	Sistema Scherbius	19
2.4	Clasificación, características, aplicación y selección de los sistemas electrónicos de velocidad ajustable.	25
2.4.1	Clasificación de los sistemas de velocidad variable ajustable.	25
2.5	Sistema Rectiflow.	27
2.6	Sistema Scherbius o Kramer Estático.	28
2.7	Sistema Scherbius Supersoncrónico.	29

3 Análisis de la teoría de operación del motor de inducción de corriente alterna

3.1	Teoría básica del motor de inducción	32
-----	--------------------------------------	----

3.1.1	Partes principales del motor de inducción	32
3.1.2	Campo magnético giratorio	36
3.1.3	Principio de operación del motor de inducción	37
3.2	Devanados de corriente alterna polifásicos	41
3.2.1	Clasificación de devanados polifásicos	44
3.2.2	Cálculo y desarrollo de un devanado trifásico doble capa, paso completo y acortado.	45
3.2.3	Voltaje inducido en un devanado de corriente alterna	51
3.2.3.1	Factor de distribución	54
3.2.3.2	Factor de paso	56
3.2.3.3	Problema	58
3.3	Fuerza magnetomotriz de los devanados de corriente alterna	61
3.3.1	FMM alterna	61
3.3.2	FMM giratoria	66
3.4	Conexiones de un devanado trifásico	71
3.4.1	Conexión estrella y doble estrella	71
3.4.2	Conexión delta y doble delta	73

4 Determinación de los parámetros de motor de inducción de corriente alterna

4.1	Motor de inducción en reposo en circuito abierto	75
4.2	Motor de inducción en reposo en circuito cerrado	79
4.3	Motor de inducción cuando gira	83
4.4	Diagrama vectorial del motor de inducción	86
4.5	Circuito equivalente del motor de inducción	88
4.6	Determinación de los parámetros a partir de las pruebas de vacío y de rotor frenado	92
4.6.1	La prueba de vacío	92
4.6.2	Prueba de corto circuito (rotor frenado) tensión reducida	95

4.6.3	Influencia de los parámetros en el funcionamiento del motor	97
4.6.4	Influencia de la saturación sobre los parámetros del motor de inducción	101
4.6.5	Cálculo de los parámetros del motor de inducción	102
4.7	Relaciones de potencia y par motor	104
4.7.1	Cálculo del par de arranque, par de funcionamiento, eficiencia y par Máximo.	109

5 Análisis de circuitos rectificadores polifásicos

5.1	Circuitos rectificadores	114
5.2	Circuitos rectificadores monofásicos de media onda	118
5.2.1	Circuito rectificador de media onda con carga RL	122
5.2.2	Circuito rectificador de media onda con carga de una batería	123
5.3	Rectificador monofásico de onda completa con un transformador de derivación central	125
5.4	Circuitos rectificadores de m fases	130
5.5	Rectificador trifásico de media onda	136
5.6	Circuito rectificador trifásico tipo puente con carga resistiva	141

6 Análisis de circuitos rectificadores polifásicos y convertidores regenerativos estáticos con rectificadores controlados de silicio

6.1	Convertidores monofásicos	147
6.1.1	Semiconvertidores monofásicos con carga resistiva	148
6.1.2	Convertidores monofásicos completos	151
6.1.3	Convertidores monofásicos duales	157
6.1.4	Convertidor monofásicos en serie	160
6.1.4.1	Semiconvertidor monofásico en serie.	160
6.1.4.2	Convertidores completos monofásicos conectados en serie.	163

6.2	Convertidor trifásico	166
6.2.1	Convertidor trifásico de media onda	166
6.2.2	Semiconvertidores trifásico	170
6.2.3	Convertidores trifásicos completos	174
6.2.4	Convertidor trifásico dual	179
6.3	Cicloconvertidores	181
6.3.1	Cicloconvertidores monofásicos.	181
6.3.2	Cicloconvertidores trifásicos.	183
6.3.3	Cicloconvertidores de fase controlada.	188
6.4	Características para la selección de sistemas de velocidad variable	196

7 Sistemas de recuperación de energía para motores de inducción de rotor devanado

7.1	Regulación de velocidad por medio de resistencias en el motor de inducción de rotor devanado.	198
7.2	Regulación de la velocidad por medio de un Sistema Rectiflow	201
7.3	Regulación de la velocidad por medio de un sistema Scherbius	211

8 Conclusiones y recomendaciones

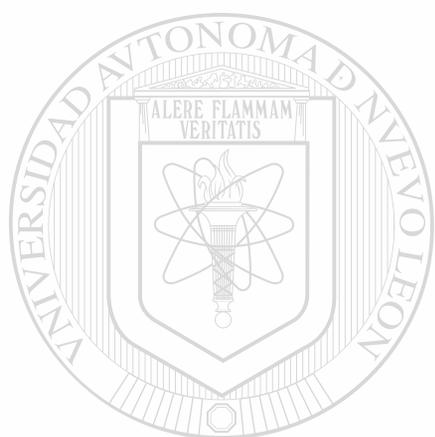
8.1	Regulación de velocidad por medio de resistencias del motor de inducción de rotor devanado	226
8.2	Regulación de velocidad por medio del sistema Rectiflow	226
8.3	Regulación de velocidad por medio del sistema Scherbius	227
8.4	Conclusión de la hipótesis formulada	227

Bibliografía	228
---------------------	-----

Glosario	230
-----------------	-----

Indice de Tablas	234
-------------------------	-----

Indice de Figuras	236
Indice de Gráficas	242
Autobiografía	243



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

SÍNTESIS

El análisis que se presenta en el siguiente trabajo de tesis es sobre que sistema de control de velocidad para los motores de inducción de rotor devanado es más eficiente, empleando el método de recuperación de la energía de deslizamiento.

Este análisis se desarrollo comparando los sistemas tradicionales con los nuevos sistemas electrónicos para determinar que sistema es más eficiente.

El presente trabajo de tesis esta compuesto por ocho capítulos. En los cuales trataremos de resolver la problemática de poder impulsar una carga mecánica a velocidad variable con ahorro de la energía eléctrica. Para lograr este propósito se realiza una investigación sobre los sistemas de recuperación de energía en motores de inducción de rotor devanado con regulación de velocidad.

Sobre los sistemas de regulación de velocidad en motores de inducción de rotor devanado con recuperación de energía. La hipótesis formulada es que el equipo electrónico es más eficiente; ya que no consume mucha energía para su operación. Contemplando como límite de estudio el rango de ahorro de energía, la eficiencia y la regulación de velocidad. Se analizarán los siguientes sistemas:

- ♦ Motor de inducción de rotor devanado, con resistencia externa
- ♦ Sistema Kramer
- ♦ Sistema Scherbius
- ♦ Sistema Scherbius supersincrónico, no será analizado en el laboratorio.

Considerando que la industria, tiene un consumo del 70 al 80 % de la energía total generada, nos vemos en la necesidad de hacer un análisis comparativo entre los sistemas de recuperación de energía en cuanto a la eficiencia y poder determinar que sistema nos puede brindar mayor ahorro de energía eléctrica. La relación de datos se obtendrá en el laboratorio de máquinas eléctricas y se usará equipo de laboratorio de control eléctrico de motores, se analizaron los diferentes sistemas para comprobar su eficiencia en forma experimental quedando limitada a los recursos que se tengan en el laboratorio. Las mediciones que se realizarán en cada prueba son: el voltaje de alimentación, corriente de carga, potencia de entrada, par, velocidad.

Los instrumentos de medición que se usarán son: el voltímetro de corriente alterna y de corriente directa, amperímetro de corriente alterna y de corriente directa wattmetro trifásico de corriente alterna, dinámometro y tácometro.

En el capítulo de antecedentes se está considerando el principio de operación de cada sistema haciendo un balance de energía. Los sistemas que se analizarán son los que anteriormente fueron mencionados.

Se hace la fundamentación teórica del motor de inducción; considerando partes principales, leyes fundamentales que rigen las máquinas eléctricas, devanados trifásicos, fuerza magnétomotriz, forma de onda del voltaje inducido, calculo de voltaje inducido, conexiones trifásicas. Se determinan las ecuaciones vectoriales que rigen al motor de inducción trifásico, de igual manera se hace el análisis del diagrama vectorial y se obtiene el circuito equivalente. Se realizan las pruebas de vacío, de corto circuito a rotor bloqueado, Se calculan los parámetros del motor de inducción.

Se determinan las relaciones de potencia de campo giratorio, pérdidas, la eficiencia, par motor y se muestran las curvas características de funcionamiento del motor de inducción

Ahora fundamentaremos la parte electrónica de potencia mencionando la función de los circuitos rectificadores, se determinará el rendimiento de los rectificadores de media onda monofásicos, de onda completa monofásicos, tipo puente los de media onda trifásicos , los trifásicos tipo puente de onda completa.

El rendimiento de los rectificadores se evalúan en función de los siguientes parámetros:

- ♦ Valor promedio del voltaje de salida
- ♦ Valor promedio de la corriente de salida
- ♦ El potencial de salida en corriente directa
- ♦ El valor medido cuadrático rms, el voltaje de salida
- ♦ El valor eficaz rms de la corriente de salida
- ♦ El potencial de salida en corriente alterna

Los parámetros que se calcularon son: la eficiencia, el valor efectivo, el factor de componente ondulatoria, el factor de forma, el factor de utilización del transformador, factor de desplazamiento, factor armónico, factor de potencia.

Otro punto importante que trataremos son los convertidores de fase controlada en donde veremos los principios de operación, la clasificación de los convertidores. Se analizarán los parámetros de rendimiento de los convertidores.

En los sistemas de recuperación de energía para motores de inducción de rotor devanado se ve el diagrama de conexión, El procedimiento que se lleva a cabo para realizar las pruebas, y por ultimo se hace la comparación de sistemas en cuanto a la eficiencia y recomendaciones en cada uno de ellos.



INTRODUCCIÓN

UANL

1.1 Planteamiento del Problema

El gran avance tecnológico que se ha tenido en la Industria en las últimas décadas es sin duda a los motores eléctricos que mueven la gran cantidad de maquinaria

El motor de inducción jaula de ardilla polifásico es de las máquinas mas usadas para impulsar cargas mecánicas a velocidad constante. Pero algunas de las aplicaciones requieren de velocidad variable, en muchas de estas aplicaciones se usan motores de corriente directa. Esta necesidad desde un principio se ha logrado satisfacer con el uso de motores de inducción de rotor devanado empleando resistencias a la salida del rotor. Así también aplicando el método de recuperación de energía de deslizamiento.

Se analizaron tanto los sistemas tradicionales como los nuevos sistemas electrónicos para determinar que sistema resulta mas eficiente.

1.2 Objetivo de la Tesis

El desarrollo de una investigación retrospectiva y comparativa de los sistemas de recuperación de energía en motores de inducción de rotor devanado tradicionales con respecto a los nuevos sistemas electrónicos que regulan la velocidad para determinar que sistema es más eficiente.

1.3 Hipótesis

La hipótesis formulada es que los sistemas electrónicos son más eficientes porque no consumen demasiada energía en su operación, y tales sistemas regeneran a la vez la energía.

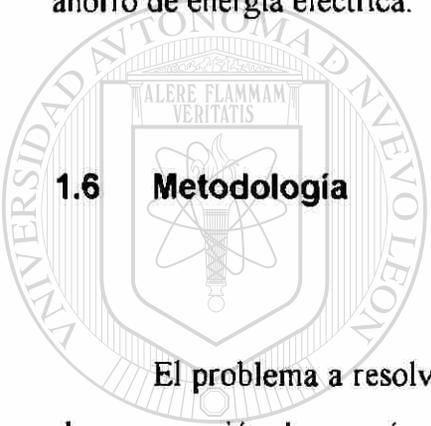
1.4 Límites de estudio

El límite de estudio contemplado en el desarrollo de esta tesis es el siguiente:

- a) El rango de ahorro de energía y regulación de velocidad
- b) Los sistemas de recuperación de energía que serán analizados son:
 - Motor de inducción de rotor devanado, con resistencia externa
 - Sistema Kramer
 - Sistema Scherbios
 - Sistema Scherbios supersincrónico no será analizado en laboratorio.

1.5 Justificación del trabajo de Tesis

Tomando en cuenta los avances tecnológicos en la elaboración de productos, en el cuidado de los recursos naturales, en el ahorro de energía eléctrica, entre otros, y observando que la Industria tiene un consumo aproximado entre el 70% y 80% de la energía total generada, siendo a su vez dicha energía transformada en energía mecánica mediante motores eléctricos. Es por lo anterior que surge la necesidad de hacer un análisis comparativo entre los sistemas de recuperación de energía en cuanto a eficiencia, y así poder determinar que sistema o sistemas nos pueden brindar un mayor ahorro de energía eléctrica.



1.6 Metodología

El problema a resolver en este trabajo es determinar la eficiencia en los sistemas de recuperación de energía en motores de inducción de rotor devanado con regulación de velocidad tanto los sistemas tradicionales como los sistemas electrónicos.

La recolección de datos se obtendrá en el laboratorio de máquinas eléctricas y se usará el equipo del laboratorio de control electrónico de motores.

Se armarán los circuitos para los diferentes sistemas utilizando el mismo equipo de medición en cada prueba.

Se analizarán los diferentes sistemas para comprobar su eficiencia en forma teórica, como en forma experimental quedando limitada a los recursos que se tengan en el laboratorio.

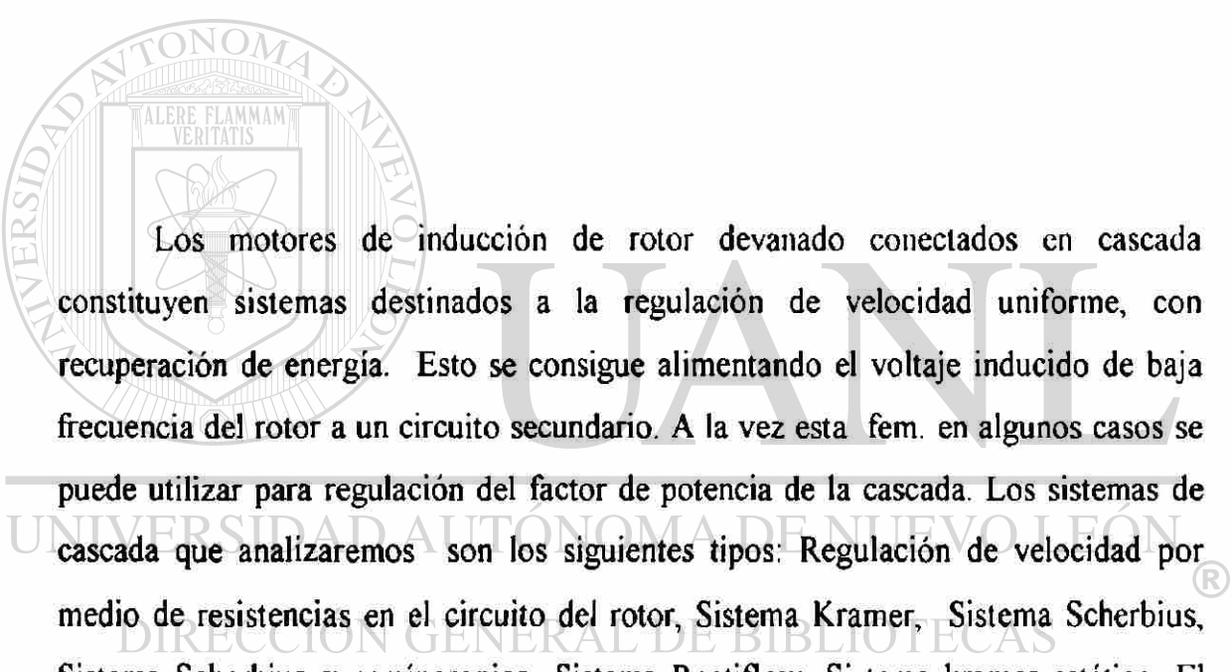
Las mediciones que se realizarán en cada prueba son: voltaje de alimentación, corriente de carga, potencia de entrada, par, velocidad.

Los instrumentos de medición que se usarán son: voltímetro de corriente alterna, amperímetro de corriente alterna, wattímetro trifásico de corriente alterna, dinamómetro y tacómetro.

1.7 Revisión Bibliográfica

Los temas que se refieren y fundamentan los antecedentes de los sistemas de recuperación de energía en motores de inducción con rotor devanado y regulación de velocidad, se consideraron del libro de Máquinas Eléctricas de M.P. Kostenko, L.M. Piotrovski, las partes principales, figuras y leyes fundamentales del libro de Máquinas Eléctricas de Stephen J.Chapman, el principio de operación de motor de inducción del libro de conversión de energía electromecánica de Gouris Hankar, formas de onda de la fmm de campo giratorio del libro Máquinas Eléctricas de A.E. Fitzgerald, devanados, cálculo del voltaje inducido y cálculo de la fmm. giratoria, las ecuaciones vectoriales, diagrama vectorial, circuito equivalente y relaciones de potencia se consideran del libro de Máquinas de corriente alterna de Michael Liwischitz-Garik, Clyde C. Whipple este libro se toma como base para establecer la nomenclatura en todo el desarrollo de los capítulos que fundamentan al motor de inducción. La fundamentación para los circuitos rectificadores de media onda y onda completa monofásicos y trifásicos se analizan del libro de Muhammad H. Rashid, y Apuntes de Control de Motores Corriente Directa, a su vez los convertidores se fundamentan del libro Power Semiconductor Drives, los temas que se tratan son: los semiconvertidores, los convertidores y los convertidores duales del libro de Electrónica de Potencia del M.C. Armando Paez Ordoñez y Apuntes de control electrónico de Motores del M.C. Guadalupe I. Cantú Garza.

ANTECEDENTES



Los motores de inducción de rotor devanado conectados en cascada constituyen sistemas destinados a la regulación de velocidad uniforme, con recuperación de energía. Esto se consigue alimentando el voltaje inducido de baja frecuencia del rotor a un circuito secundario. A la vez esta fem. en algunos casos se puede utilizar para regulación del factor de potencia de la cascada. Los sistemas de cascada que analizaremos son los siguientes tipos: Regulación de velocidad por medio de resistencias en el circuito del rotor, Sistema Kramer, Sistema Scherbius, Sistema Scherbius supersíncronico, Sistema Rectiflow, Sistema kramer estático. El sistema de regulación de velocidad por resistencias es un sistema en el cual para lograr la regulación de velocidad se conectan las resistencias al rotor.

En el sistema Kramer y en el Sistema Rectiflow, la potencia recuperada se regresa al sistema en forma mecánica, mediante un acoplamiento de un motor de corriente directa al eje del sistema.

En el sistema Scherbius tradicional y en el Sistema scherbius ó Kramer estático, la potencia recuperada se regresa a la línea de alimentación en forma de energía eléctrica, mediante un grupo de máquinas eléctricas o un inversor.

En el sistema Scherbius supersíncronico tiene similitud con el sistema Scherbius solo que en este caso es el único que regula la velocidad por encima y por abajo de la velocidad sincrónica a diferencia de los sistemas anteriormente mencionados que lo hacen solo por debajo.

2.1 Regulación de velocidad por medio de resistencias en el circuito del rotor.

El motor de inducción jaula de ardilla es la máquina mas utilizada para impulsar cargas prácticamente constantes a velocidad constante, esta operación se lleva a cabo a deslizamientos bajos en los que la eficiencia del motor es alta.

Pero la necesidad de manejar cargas constantes regulando la velocidad nos lleva a considerar el motor de inducción de rotor devanado. Efectivamente el motor de inducción de rotor devanado es una máquina que puede regular la velocidad al variar la resistencia del rotor. El valor de la reactancia externa puede variar desde un valor infinitamente grande hasta cero. La resistencia secundaria de un motor de rotor devanado es en general $r'_2 + r_{ext}' = r_t'$ donde r_{ext}' es la resistencia externa del rotor referida al estator y r'_2 es la resistencia del devanado secundario requerida al estator

$$r_t' = r'_2 + r_{ext}' \quad \text{Ec. 2-1}$$

La desventaja que presenta esta máquina es su alto costo en comparación con el motor de inducción jaula de ardilla.

A continuación se analizarán los efectos principales de variar la resistencia del rotor sobre las características de funcionamiento del motor de inducción de rotor devanado en forma cuantitativa.

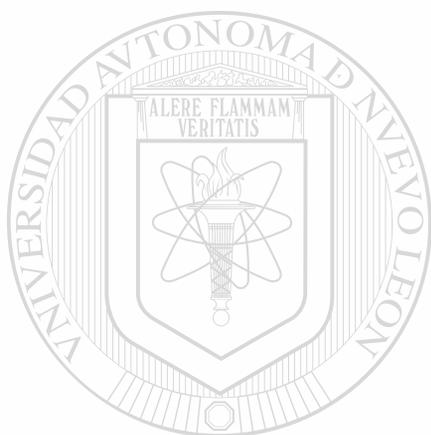
Si se analiza el comportamiento de un motor de inducción que trabaja con una carga constante a par constante, mediante el circuito equivalente y valores de voltaje y frecuencia específicos se observa que lo que ocurre en el estator y rotor depende de la relación r_t'/s , ya que todos los demás elementos son constantes. Si ahora se varia la resistencia del rotor r_t' al doble el deslizamiento también varia al doble en forma proporcional. Esto se puede ver en la siguiente expresión:

$$P_1 = P_2 \quad \text{Ec. 2-2}$$

$$mI_2'^2 \frac{r_t'}{s_1} = mI_2'^2 \left(\frac{2r_t'}{s^2} \right) \quad \text{Ec. 2-3}$$

$$s_2 = \frac{mI_2'^2 (2r_t')}{mI_2'^2 \frac{r_t'}{s_1}} = 2s_1 \quad \text{Ec. 2-4}$$

$$s_2 = 2s_1 \quad \text{Ec. 2-5}$$



UANL

Si el deslizamiento aumenta al doble, el voltaje inducido y la reactancia de dispersión del rotor también se duplican. Por lo tanto la impedancia del rotor también se duplica manteniendo constante el ángulo de la impedancia. Como el voltaje y la impedancia se duplican, el valor efectivo de la corriente permanece igual: solo cambia su frecuencia.

Como la nueva relación r_t'/s_2 es la misma en el rotor, por consecuencia en el lado del estator no presenta ningún cambio respecto a la potencia de entrada, corriente de entrada o factor de potencia. Así mismo en el lado del rotor la potencia disipada en el rotor se incrementó al doble. El rotor ahora gira mas lentamente y por lo tanto desarrolla menos potencia mecánica con el mismo par.

$$\frac{r_2'}{s_1} = \frac{r_2' + r_{ext}'}{s_2} \quad \text{Ec. 2-6}$$

Para determinar el nuevo deslizamiento a partir de un nuevo valor de r_{ext}' se aplica la siguiente expresión:

$$s_2 = \left(\frac{r_2' + r_{ext}'}{r_2'} \right) s_1 \quad \text{Ec. 2-7}$$

Del mismo modo si se quiere calcular la r_{ext}' para un deslizamiento que se requiera, se aplica la siguiente expresión:

$$r_{ext}' = \left(\frac{s_2 r_2'}{r_2' + r_{ext}'} \right) s_1 \quad \text{Ec. 2-8}$$

A partir de estas ecuaciones (2-7y 2-8) se puede determinar la nueva velocidad del motor de inducción.

$$n_R = (1 - s)n_s \quad \text{Ec. 2-9}$$

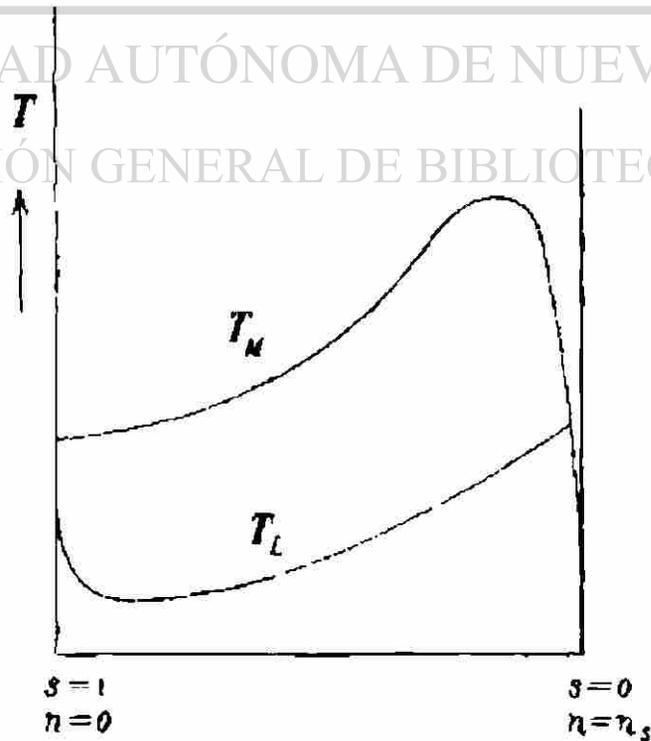


Figura 2-1 Curva característica par motor-velocidad de un motor de inducción jaula de ardilla y su carga.

En un motor jaula de ardilla la resistencia del rotor la fija y la relación $\frac{r_2'}{s}$ se determina únicamente por el deslizamiento s . Esto produce una curva sencilla par motor velocidad como la mostrada en la figura 2-1.

En el motor de rotor devanado puede variarse la resistencia del rotor ($r_2' + r_{ext}'$). Ya que el deslizamiento para un par motor dado es proporcional a la resistencia del rotor, cada valor de r_{ext}' determina otra curva par motor velocidad la figura 2-2 muestra algunas de esas curvas par motor velocidad. La curva I corresponde a $r_{ext}' = 0$ (esta es la curva normal par motor-velocidad), mientras que las otras tres curva corresponden a $r_{ext}' = 3r_2'$, $5.5r_2'$ y $8.5r_2'$, respectivamente. El par motor máximo es independiente de la resistencia del rotor y es el mismo para todas las curvas par motor-velocidad.

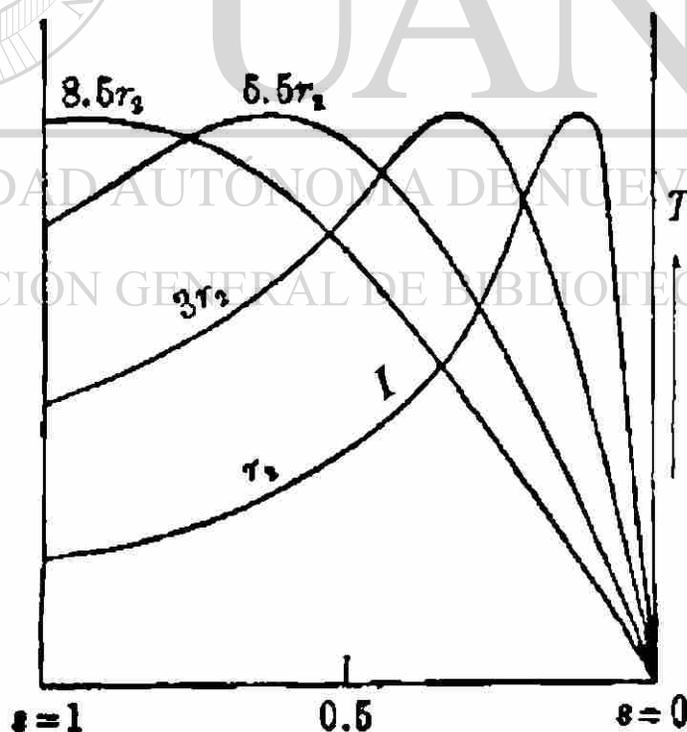


Figura 2-2 Características Par motor-velocidad de un motor de rotor devanado para diferentes valores de resistencia secundaria.

Otro aspecto que se debe considerar en el motor de inducción de rotor |devanado es que se puede tener diferente par motor en el arranque. Este par de arranque se puede variar desde el propio par motor de arranque de la máquina hasta el par máximo de esta. Esto se logra agregando una resistencia externa en el devanado secundario. Lográndose además que la corriente en el arranque sea mínima y se mejore el factor de potencia en el arranque. El cálculo de la resistencia externa se puede calcular fácilmente. Se considerara el caso donde se desea que el par de arranque en el motor sea el par nominal en reposo para un deslizamiento $s=1$. Refiérase al circuito equivalente de la figura 2-3. Para un par motor nominal es conveniente que la r'_{ext} sea cero para tener mejor eficiencia. Por lo tanto si el deslizamiento a par motor nominal es s_n , entonces a par motor nominal la relación r'_{ext}/s es igual a r'_2/s_n . Para lograr el par motor nominal en el reposo se debe de cumplir la siguiente relación.

$$\frac{r'_{ext}}{s} = \frac{r'_2}{s_n} \quad \text{Ec. 2-10}$$

$$r'_{ext} = r'_2 + r'_{ext} \quad \text{Ec. 2-1}$$

$$\frac{r'_2 + r'_{ext}}{s} = \frac{r'_2}{s_n} \quad \text{Ec. 2-11}$$

$$s = 1$$

$$r'_{ext} = \frac{r'_2}{s_n} - r'_2 \quad \text{Ec. 2-12}$$

$$r'_{ext} = \frac{r'_2 - s_n r'_2}{s_n} \quad \text{Ec. 2-13}$$

$$r'_{ext} = \left(\frac{1 - s_n}{s_n} \right) r'_2 \quad \text{Ec. 2-14}$$

Los diferentes valores de par de arranque para $s=1$ que se logran al variar resistencia externa se pueden ver en la figura 2-2.

El par de arranque para $s=1$ que se obtuvo para cada uno de los valores de r_{ext} $3r'_2$, $5.5r'_2$ y $8.5r'_2$ se pueden ver en la figura 2-2.

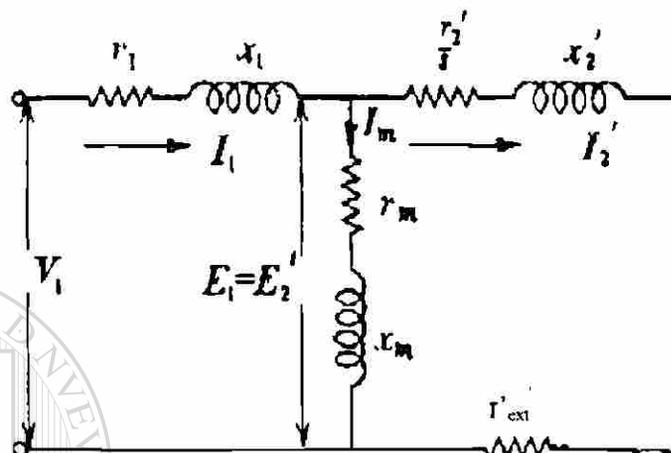


Figura 2-3 Circuito equivalente del motor de inducción.

2.2 Sistema Kramer

El sistema Kramer con cascada mecánica se compone de un motor de inducción de rotor devanado MI, de una máquina de corriente directa MCC, y un convertidor sincrónico CS. El motor de inducción y la máquina de corriente continua se encuentran acoplados mecánicamente de la flecha, el rotor del motor de inducción se conecta al convertidor sincrónico y la salida del convertidor se conecta a la armadura de motor de corriente directa. Analicemos el proceso de regulación de velocidad y del factor de potencia de la cascada mecánica, suponiendo que el Par de carga en el eje permanece constante y con una velocidad menor a la sincrónica. El convertidor CS Funciona en el lado de corriente alterna como motor sincrónico y convierte la potencia de deslizamiento en potencia de corriente continua. Esta

potencia es suministrada al motor de corriente continua, esta potencia eléctrica es convertida en potencia mecánica devolviendo al eje de acoplamiento la potencia de deslizamiento menos las pérdidas en las máquinas auxiliares.

Analicemos lo que pasa en el sistema si se aumenta la excitación de campo en el motor de corriente directa. En el primer instante el rotor de la MCC. trabaja con la misma velocidad por lo que el voltaje inducido en el motor aumenta. Debido a esto, la corriente I_1 que el motor toma del convertidor CS, y la corriente I_2 que el convertidor CS toma de rotor del motor MI, disminuyen. De todo esto resulta un par negativo en la flecha ya que el par de la carga es constante. La velocidad de la cascada disminuye mientras que el deslizamiento del motor de inducción, la frecuencia, el voltaje inducido en el rotor del MI, la velocidad del CS, y finalmente las corrientes I_2 del MCC. Empiezan a aumentar hasta que se logra regular la velocidad y par deseado.

Si disminuimos la corriente de excitación del MCC, su voltaje inducido disminuye, la velocidad de la cascada aumenta, la frecuencia de deslizamiento disminuye, con lo cual se produce una disminución en la velocidad del convertidor CS, en el caso que la velocidad de la cascada sea aproximadamente igual a la velocidad sincrónica del motor MI, el convertidor trabaja con una velocidad muy baja ó cero determinada por

$$N_{sc} = \frac{f_2 P_{sc}}{120} \quad \text{Ec. 2-15}$$

El convertidor desempeña la función de resistencia activa conectada al circuito secundario del motor de inducción. En estas condiciones el voltaje inducido en el secundario del motor de inducción es igual a cero. Por lo que se deduce que el sistema Kramer solamente regula la velocidad por debajo de la velocidad sincrónica ,

es decir, representa un sistema llamado de regulación de zona única. De lo anterior se deduce que la regulación de velocidad en un sistema Kramer se realiza variando la corriente de excitación de la máquina de corriente continua.

Ajustemos la velocidad de la cascada por debajo de la velocidad sincrónica y manteniendo constantes la excitación de MCC y el par de carga variemos la corriente de excitación del convertidor CS.

En este caso, como la frecuencia y la tensión inducida en el secundario del motor de inducción se mantienen aproximadamente constantes, y como el convertidor es un motor sincrónico el aumento de la corriente de excitación en el convertidor provoca que la corriente I_2 en el devanado secundario del MI este en adelanto con respecto al voltaje inducido; por el contrario una disminución en la corriente de excitación da lugar al retraso de la corriente I_2 con respecto al voltaje inducido en el devanado secundario del MI. Hay que señalar que la regulación del factor de potencia de la cascada depende de la frecuencia de deslizamiento f_2 , porque con frecuencias bajas no es posible el funcionamiento del convertidor CS en condiciones de motor sincrónico sobrecargado.

De lo anterior se deduce que la regulación del factor de potencia de la cascada del sistema Kramer se realiza variando la corriente de excitación del convertidor sincrónico.

La figura 2-5 muestra el diagrama de flujo de potencia de una cascada Kramer con conexiones mecánicas. $P_1 = P_c$ es la potencia consumida por el motor MI, tomada de la fuente de alimentación; $P_{em} = P_1 - P_{cu1} - P_{st}$ es la potencia electromagnética del MI; $P_{em(1-s)}$ es la potencia transmitida por el motor de inducción al eje de la cascada; $P_{em s}$ es la potencia de deslizamiento; p_{cu2} son las pérdidas en el devanado del rotor del motor MI; P_{sc} es la potencia entregada al convertidor sincrónico CS; p_{msc} son las pérdidas en las máquinas auxiliares CS y MCC; P_{MCC} es la potencia que se transmite al eje de la cascada por medio de la máquina de corriente directa MCC; p_{mec} son las

pérdidas de ventilación y las pérdidas mecánicas del motor de inducción MI; P_{mec} es la potencia mecánica desarrollada por el motor de inducción en el eje de la cascada MI-CS-MCC, $P_2 = P_{mec}$ es la potencia útil en el eje de la cascada.

De acuerdo con el circuito de la figura 2-4 y el diagrama de flujo de potencia de la figura 2-5 el rendimiento de la cascada es:

$$\eta = \left(\frac{P_2}{P_1 + V_e I_e} \right) 100 \quad \text{Ec. 2-16}$$

donde $V_e I_e$ son las pérdidas de los circuitos de excitación de los circuitos auxiliares CS y MCC. Por último del diagrama de flujo de la figura 2-5 se deduce que si se desprecian las pérdidas existentes en la cascada, la potencia nominal del convertidor CS debe ser igual a la potencia nominal de la máquina MCC, la cual, a su vez es proporcional al valor máximo del deslizamiento s para el cual esta diseñada la cascada.

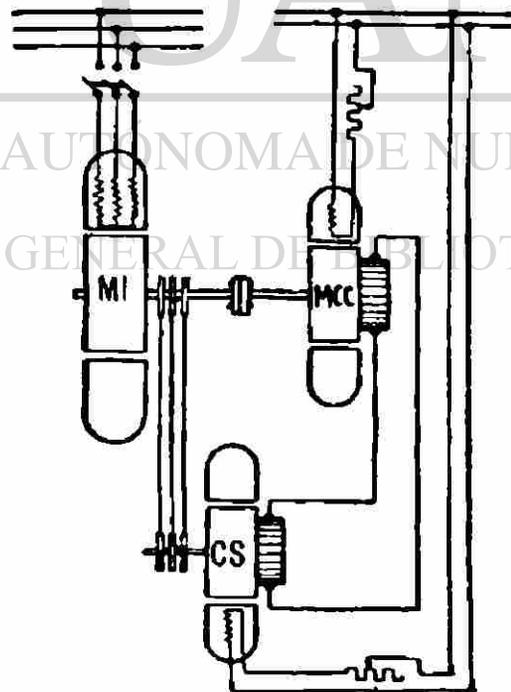
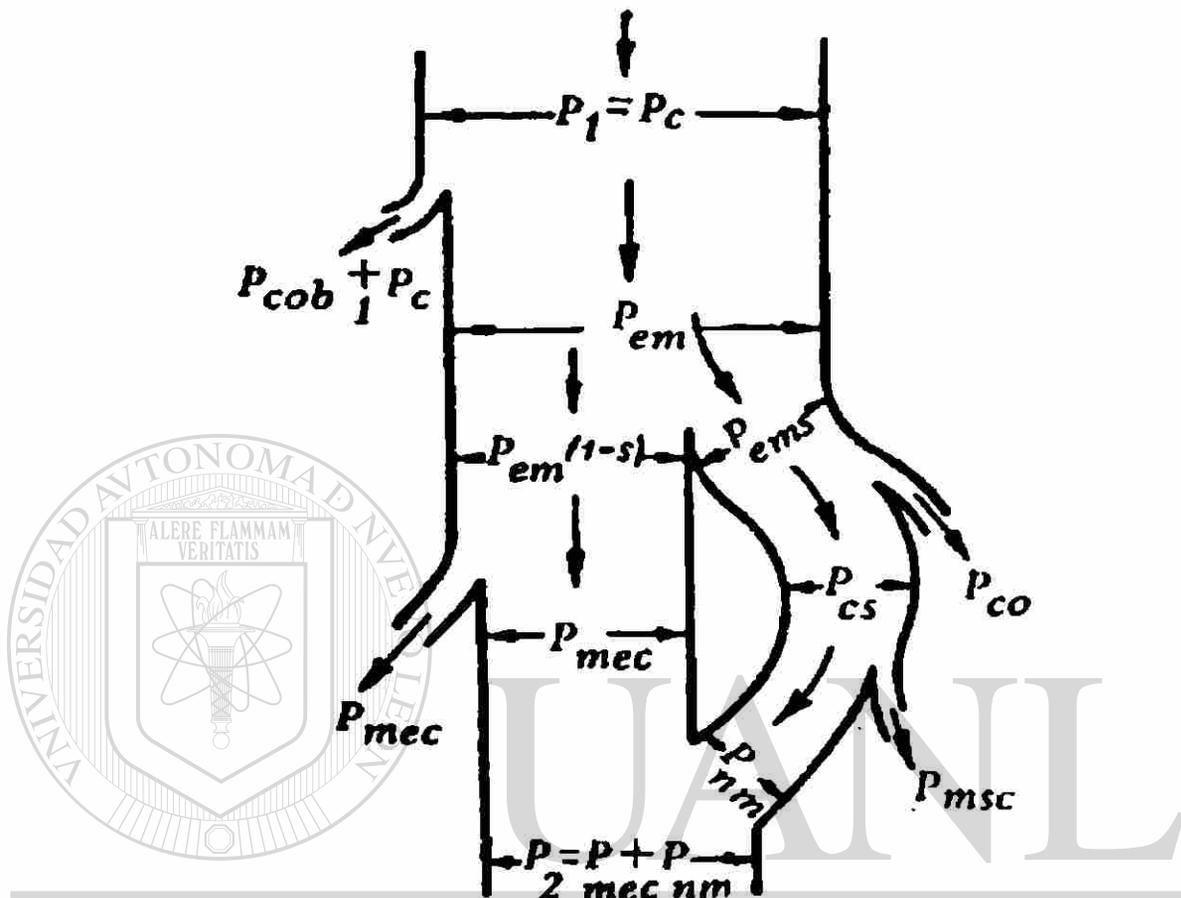


Figura 2-4 Montaje en cascada con conexión mecánica de tipo Kramer para velocidad subsincrónica.



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

Figura 2-5 Diagrama de flujo de potencia para el Sistema Kramer.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

2.3 Sistema Scherbius

Cascada con conexión eléctrica.

La figura 2-6 muestra un esquema de un circuito de cascada eléctrica en donde se observa la máquina de corriente directa MCC acoplada mecánicamente a un motor de inducción m_i y este a su vez va conectado a la línea de alimentación, la máquina de corriente directa es alimentada por el convertidor sincrónico, y el convertidor a la vez esta conectado al devanado secundario del motor de inducción principal MI, el circuito descrito permite la regulación de velocidad pero sólo por debajo de la velocidad sincrónica.

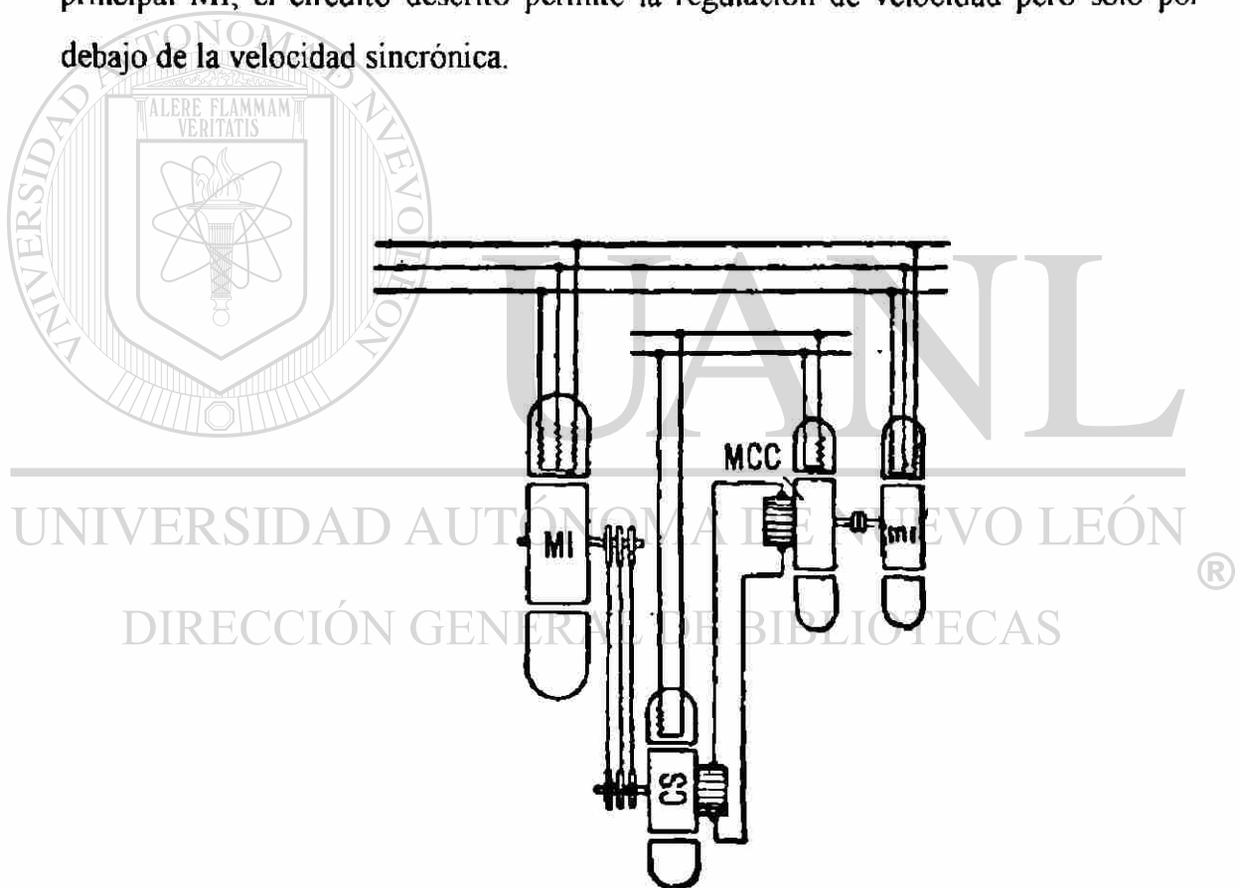


Figura 2-6 Montaje en cascada con conexiones eléctricas para velocidad subsincrónica.

La potencia de entrada P_1 menos las pérdidas del cobre y pérdidas del núcleo nos da la potencia electromagnética P_{em} , la cual se divide en $P_{em}(1-s)$ potencia transmitida a la fecha del motor de inducción ó potencia mecánica desarrollada, y la potencia de deslizamiento $P_s = P_{em}(s)$ que es la potencia transmitida a la unidad de regulación así $P_{em} = P_{em}(1-s) + P_{em}(s)$.

La potencia $P_{cgir}(1-s)$ se convierte en la potencia mecánica desarrollada P_{mdes} ; restando de esta potencia las pérdidas mecánicas y las pérdidas rotacionales en el núcleo p_{mec} , obtenemos la potencia entregada en flecha del motor MI, que, en lo que concierne a la conexión eléctrica entre este motor y la unidad reguladora, es la potencia P_2 en el eje de la unidad principal; así $P_2 = P_{mdes} - p_{mec}$.

La potencia P_k obtenida por la unidad reguladora desde los anillos rozantes del MI es igual a la potencia de deslizamiento P_{cgir} menos las pérdidas P_2 en el circuito secundario del motor, es decir, menos las pérdidas p_2 en el circuito secundario del motor, es decir, $P_k = P_{cgir} - p_2$. Finalmente restando de la potencia P_k las pérdidas p_α en la unidad reguladora obtenemos la potencia P_α , que es devuelta por la unidad reguladora a los bornes del circuito primario del motor; Por consiguiente, $P_\alpha = P_k - p_\alpha$.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

Comparando los diagramas de flujo de potencia de las figura 2-4 y 2-6 que la cascada con conexión mecánica funciona más económicamente con potencia constante en el eje, mientras una cascada con conexión eléctrica funciona más efectivamente con par constante.

Característica de la cascada eléctrica sistema Scherbius. En su origen el sistema Scherbius se construyó sólo para regulación de una zona por debajo de la velocidad sincrónica, pero en 1916 se creó un sistema con regulación de velocidad de dos zonas que ahora se utiliza bastante.

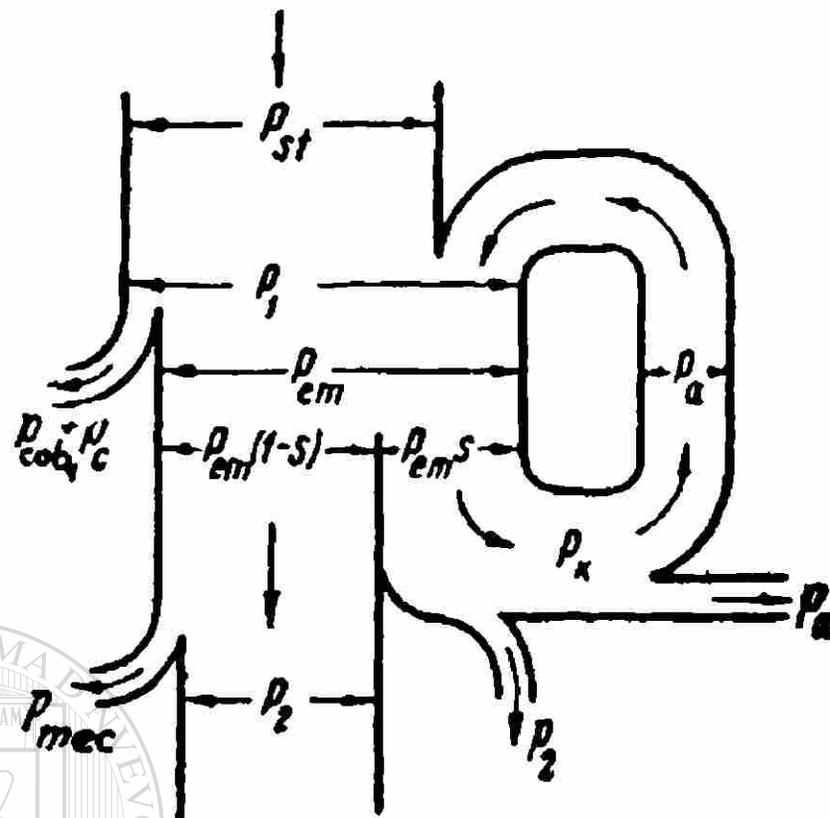
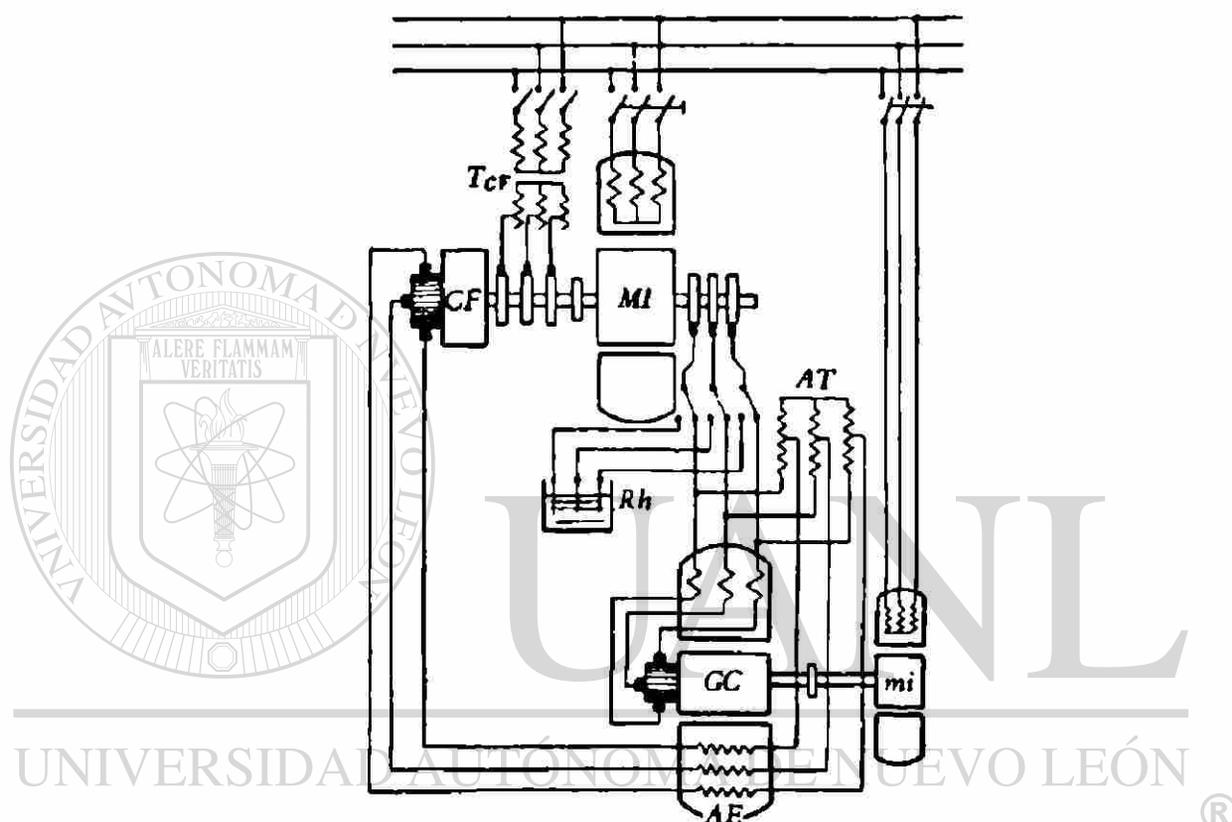


Figura 2-7 Diagrama de flujo de potencia de montaje en cascada con conexiones eléctricas para velocidad subsincrónica.

La figura 2-8 es el esquema del circuito de la cascada del Scherbius para la regulación de velocidad en dos zonas. El generador con colector compensado GC que sirve como máquina reguladora y que está construido para excitación de estator (el generador se describe en el capítulo siguiente) está conectado al circuito secundario del motor de inducción regulado MI. El arrollamiento de excitación AE del generador con el colector está conectado en un lado a los bordes del generador principal a través de un autotransformador AT y en el otro lado a las escobillas del convertidor de frecuencia CF que está montado en el mismo eje que el motor de inducción y conectado al mismo circuito de potencia que el motor, a través de un transformador T_{CF} con tomas en el secundario. El generador con colector GC y el autotransformador AT sirven para regular la velocidad y el factor de potencia de la cascada en condiciones de funcionamiento más o menos distantes de la velocidad

sincrónica. Cuando la velocidad de la máquina se aproxima a la sincrónica, la tensión de los anillos rozantes del motor de inducción disminuye continuamente y la acción del generador GC y del autotransformador AT resulta insuficiente. Así no es posible que la velocidad de la cascada aumente hasta el 95 ó 96% de la velocidad sincrónica.



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Figura 2-8 Montaje en cascada Scherbius para regulación de velocidad en dos zonas.

Para pasar por el sincronismo, es decir, para obtener un sistema en cascada con regulación de velocidad en dos zonas es necesario introducir una f.e.m. en el devanado de excitación AE del generador con colector tal que se provea una corriente de excitación con velocidad sincrónica y velocidades próximas a ella. A este fin se emplea un convertidor de frecuencia pequeño CF (Ver figura 2-9) y la magnitud de la fem. introducida por él en el arrollamiento de excitación AE está regulada por el

transformador T_{CF} , mientras su fase se varía desplazando las escobillas en el colector del convertidor. A velocidades próximas a la del sincronismo, el convertidor de frecuencia puede actuar sobre la velocidad y sobre el factor de potencia de la cascada.

Cuando la cascada pasa por el sincronismo, los finales y los principios del arrollamiento de excitación AE deben ser permutados de acuerdo con el cambio de signo del deslizamiento en el motor de inducción.

La máquina con colector incluida en la cascada de la figura 2-8 puede ser construida para potencias nominales de 1.000 a 1.100 kW y una frecuencia máxima de 12 a 16 c/s. Por lo tanto, cuando la cascada tiene un margen de regulación de velocidad de $\pm 25\%$, puede alcanzar una salida de potencia de 4.000 kW que varía con la regulación de la velocidad desde 3.000 hasta 5.000 kW.

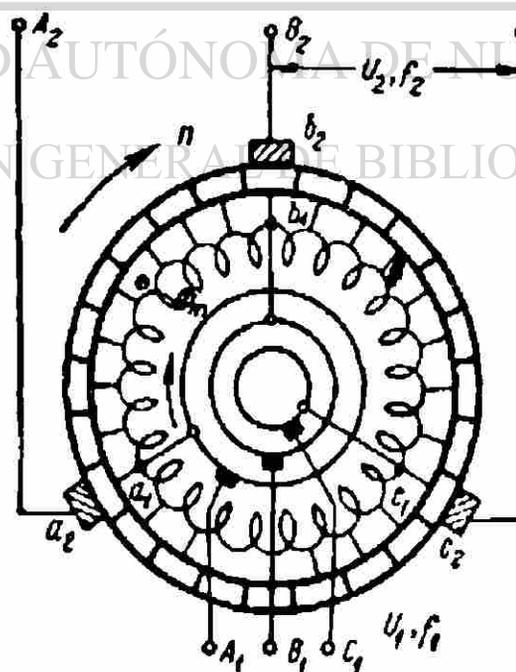


Figura 2-9 Convertidor de frecuencia.

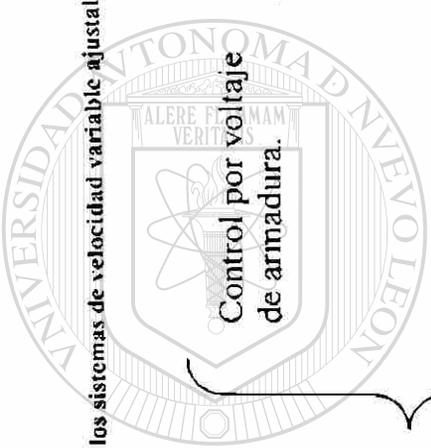
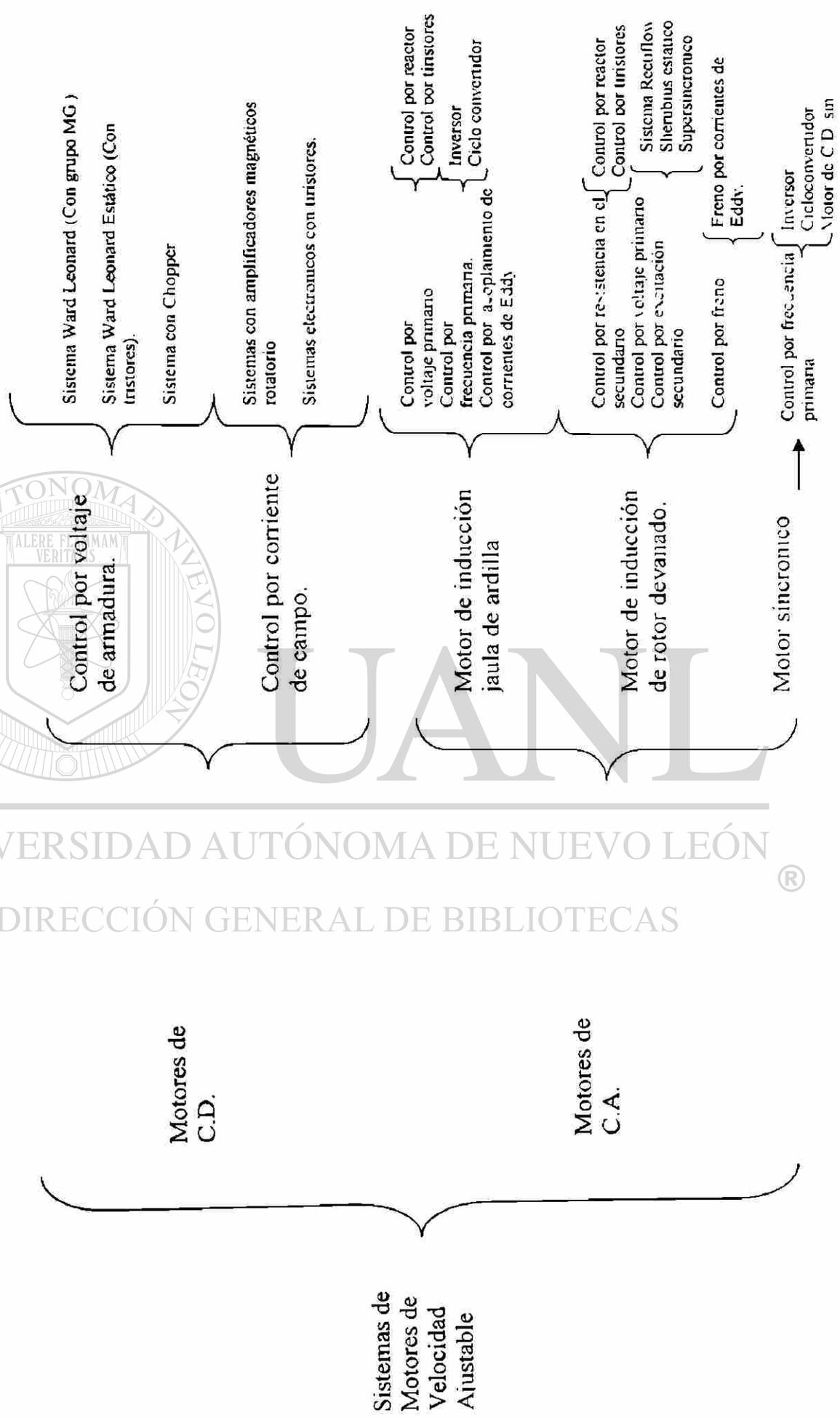


Tabla 2-1 Clasificación de los sistemas de velocidad variable ajustable.



2.4 Clasificación, características, aplicación y selección de los sistemas electrónicos de velocidad ajustable.

2.4.1 Clasificación de los Sistemas de velocidad variable ajustable

La gran variedad de sistemas electrónicos de velocidad ajustable y sus aplicaciones en la industria se han incrementado. Esto se debe a los avances tecnológicos en semiconductores de alta potencia especialmente en tiristores. Desde el nacimiento de la electrónica en estado sólido con la creación del transistor por Bardeen y Brattain en 1948, donde se manejan capacidades de apenas 1000 watts , en la actualidad los elementos semiconductores manejan hasta megawatts, por medio de tiristores, los cuales tienen una capacidad de más de 2500 amperes y voltajes de más de 4000 volts. Con lo cual se producen fácilmente motores de velocidad variable de C.D. y C..A. Antiguamente la velocidad de los motores era constante y por medios mecánicos y técnicas convencionales se variaba la velocidad. Se hará una recopilación de datos de los distintos sistemas para la clasificación, aplicación y selección.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

Las categorías de los sistemas para motores de velocidad ajustable se muestran en la tabla 2-1 separadas en dos grandes grupos motores de C.D. y motores de C.A. Como los motores de C.D. siempre han tenido velocidad ajustable. Ellos y sus sistemas de controles están muy desarrollados y el rango de aplicación es grande. Más sin embargo los motores de corriente alterna, han sido utilizados a velocidad constante. Pero estas máquinas también se han manejado a velocidad ajustable desde tiempo atrás; los sistemas de control fueron complicados arreglos de varias máquinas eléctricas hoy en día gracias al desarrollo de los semiconductores de alta potencia los motores de C.A. tienen eficiencias iguales que los motores de C.D.

Existen algunos métodos de control de velocidad no mencionados en la clasificación de la tabla 2-1 tales como:

1). Combinado del numero de polos del devanado o polos consecuentes, modulación de polos.

2). Sistemas antiguos utilizando máquinas eléctricas en cascada tales como:

- a) Concatenación
- b) Kramer clásico
- c) Leblanc clásico

3). Medios mecánicos

Ninguno de estos se analizarán aquí puesto que se sabe de antemano que los sistemas en cascada son muy ineficientes con respecto a los electrónicos.

Los sistemas Kramer , Scherbius operan bajo principios similares y actualmente han aparecido versiones en estado sólido de estos sistemas:

aquí los hemos incluido con el nombre de rectiflow, Scherbius estático ó Kramer Estático, Scherbius supersincrónico. ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

4). Sistemas de control electrónico para motores pequeños de uso doméstico o industria ligera.

Existen algunos sistemas para motores pequeños que no están en la presente calificación; estos incluyen motores monofásicos de C.A. tipo serie ó universal y ciertos motorcitos pequeños de C.D., utilizados principalmente en aparatos domésticos. Aquí solo trataremos aquellos sistemas concernientes con la industria eléctrica pesada.

2.5 Sistema Rectiflow

El Sistema Rectiflow es un sistema muy similar al Sistema Kramer tradicional. La diferencia que existe es que la potencia de deslizamiento que se obtiene del rotor es rectificadora por un rectificador tipo puente de estado sólido, como se muestra en la figura 2-10. Mientras que en el Kramer tradicional se hace mediante un convertidor sincrónico.

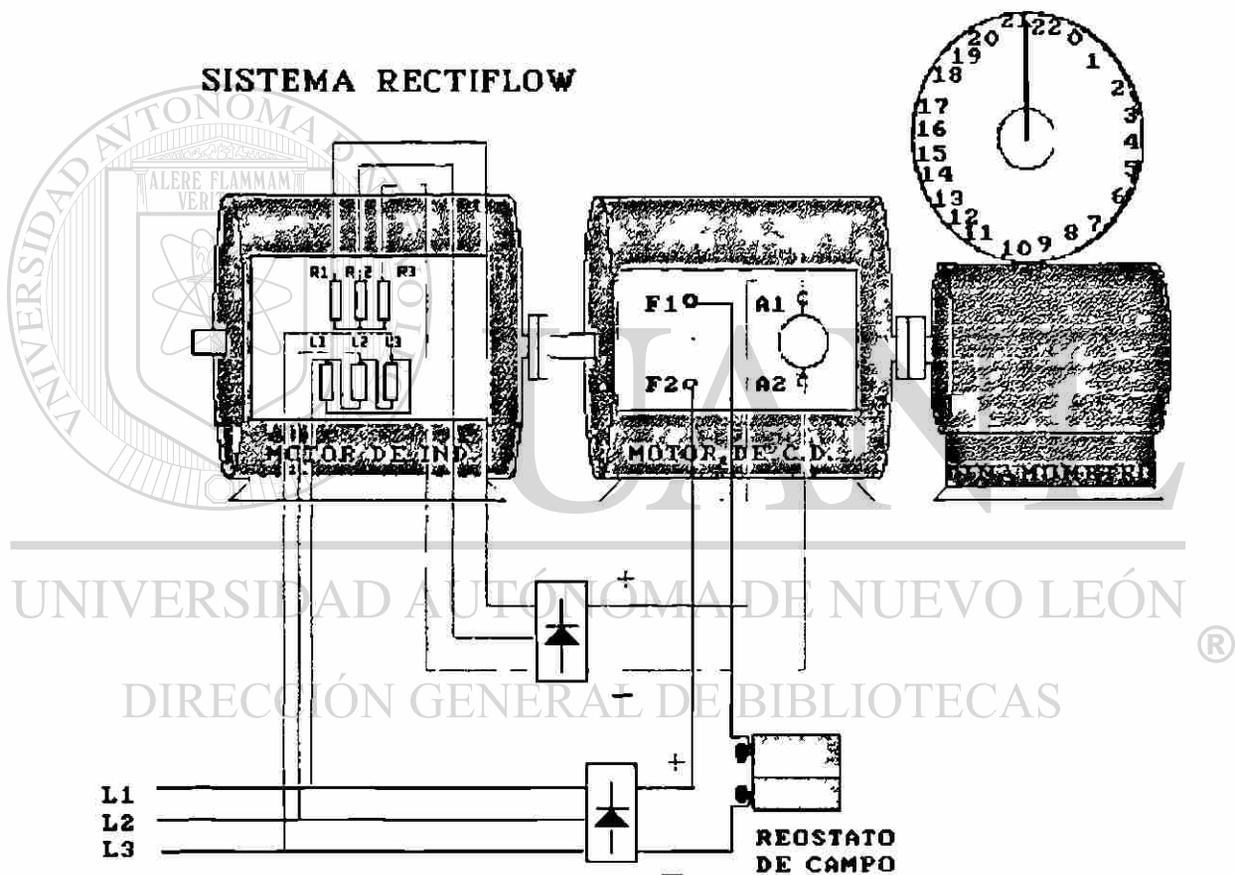


Figura 2-10 Diagrama esquemático del Sistema Rectiflow

En este sistema la energía recuperada en el rotor una vez rectificadora se aplica al motor de corriente directa que está acoplado a la flecha del motor de inducción. En este sistema la regulación de velocidad se logra variando la corriente de campo. Este sistema

regula la velocidad solo por debajo de la velocidad sincrónica, a medida que la velocidad baja el deslizamiento crece aumentando la velocidad y potencia de deslizamiento y cuando la velocidad se acerca a la sincrónica el deslizamiento del motor de inducción se hace mas pequeño disminuyendo la potencia de deslizamiento. Podemos considerar que el sistema sea movido por la carga. El motor de corriente directa pasaría a ser un generador de corriente directa, por lo que dicho generador va a tratar de suministrar energía al rotor del motor de inducción, pero el circuito puente rectificador no permite el paso de dicha energía, quedando el rotor del motor de inducción en circuito abierto. Por lo que deducimos que este sistema trabaja a velocidades por debajo de la sincrónica.

2.6 Sistema Scherbius o Kramer Estático

El Sistema Scherbius o Kramer Estático es parecido al Sistema Scherbius tradicional, en este sistema la potencia de deslizamiento que se recupera se manda a la línea de alimentación mediante elementos de estado sólido. La potencia de deslizamiento es rectificadora por un rectificador tipo puente de estado sólido, esta energía es suministrada a un convertidor de fase controlada que trabaja como inversor; es aquí donde se usa una inductancia para hacer el enlace entre el rectificador y el inversor, además esta inductancia atenúa los armónicos que se tienen por el disparador de los SCR' S. La velocidad y la potencia del sistema son controladas con el ángulo de retraso α . La velocidad queda expresada por la siguiente ecuación:

$$n_{rt} = n_s \left(1 + \frac{N_{se}}{N_{re}} \cos \alpha \right) \quad \text{Ec. 2-10}$$

Si $\alpha = 180^\circ$ la velocidad es igual a 0.

Si $\alpha < 180^\circ$ la velocidad del rotor aumenta.

Si $\alpha = 90^\circ$ la velocidad será 1800 Rev/min.

Si $\alpha < 90^\circ$ el inversor trabajará como convertidor y este a su vez tratará de entregar energía al rotor del motor de inducción, pero el circuito puente rectificador no permite el paso de energía por lo que podemos decir que este sistema solo trabaja por debajo de la velocidad sincrónica.

2.7 Sistema Scherbius Supersincrónico.

Este sistema está constituido por un convertidor trifásico dual o un cicloconvertidor en este caso la velocidad se puede regular por debajo o por arriba de la velocidad sincrónica.

Cuando trabaja por debajo de la velocidad sincrónica el ángulo de atraso α , en el lado del convertidor trabaja por debajo de 90° y en el lado del inversor trabaja por arriba de 90° . Cuando opera por arriba de la velocidad sincrónica el inversor que está junto a la línea de alimentación pasa a ser un convertidor y el convertidor que está conectado al rotor pasa a ser un inversor. De esta manera al rotor se le alimenta un voltaje y una frecuencia logrando así que el motor de inducción trabaje arriba de sincronía. El circuito eléctrico aparece en la figura 2-11.

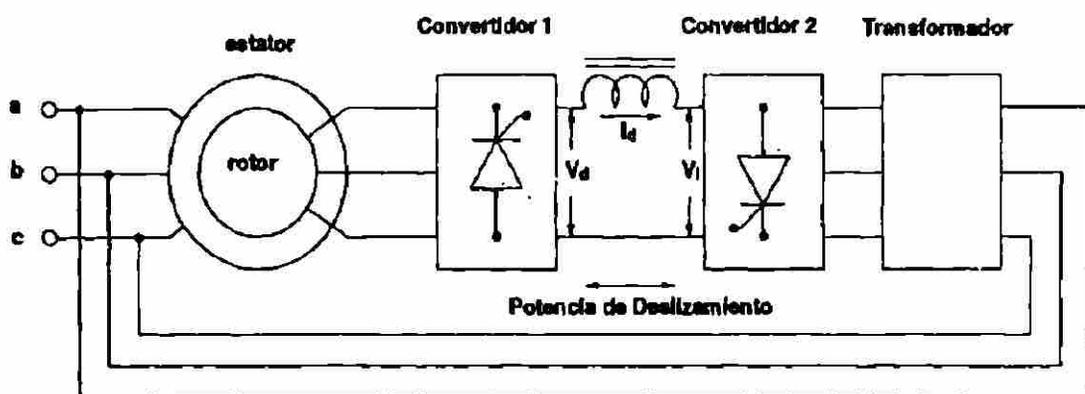
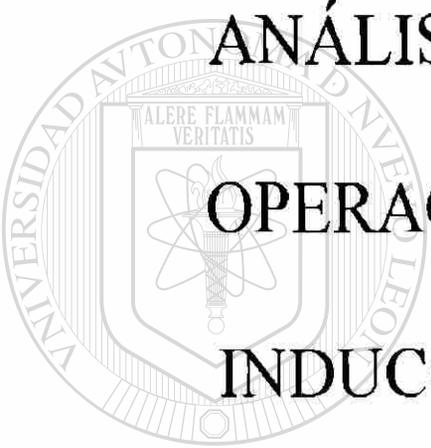


Figura 2-11 Sistema Scherbius con convertidor dual



ANÁLISIS DE LA TEORÍA DE OPERACIÓN DEL MOTOR DE INDUCCIÓN DE CORRIENTE

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

ALTERNA



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En este capítulo se realiza una descripción de las partes principales y los conceptos básicos en que se fundamenta la operación de los motores trifásicos de inducción, los devanados trifásicos, formas de onda de la fuerza magnetomotriz, cálculo del voltaje inducido, la forma de onda de los devanados, y el cálculo de la fuerza magnetomotriz resultante, que serán utilizados mas tarde.

3.1 Teoría básica del motor de inducción

Los motores de inducción convierten la energía eléctrica en energía mecánica, a través de un enlace magnético. Los motores de inducción están constituidos por dos devanados: primario y secundario. El devanado primario se encuentra en el estator (parte fija de la máquina), este devanado es alimentado con una fuente de energía eléctrica trifásica induciendo una fuerza electromotriz en el devanado secundario que se encuentra en el rotor (la parte móvil de la máquina).

Observándose que el principio de operación del motor de inducción es por inducción. En el devanado secundario se inducen el voltaje y la corriente.

3.1.1 Partes principales del motor de inducción

Las partes de un motor de inducción son: estator, devanado primario, ranuras, rotor, devanado secundario, flecha. Las cuales se muestran en la figura 3-1 y se describen a continuación.

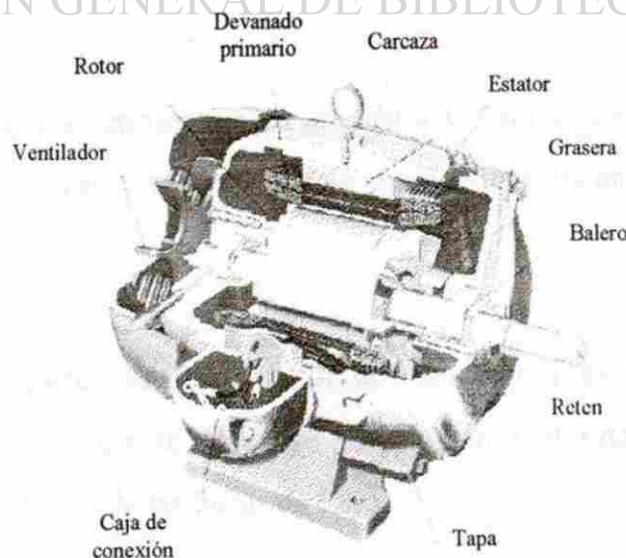


Figura 3-1 Partes principales de un motor de inducción.

El **estator** es la parte fija de la máquina de inducción y es parte de la trayectoria magnética, aquí es donde se establecen las líneas de flujo. Los núcleos del estator y del rotor están formados por laminaciones de grano orientado en forma radial.

El **Devanado primario** es un devanado trifásico balanceado que consta de tres fases, cada una de las fases esta desfasada 120° grados eléctricos, cuando se aplica un voltaje trifásico se establecen corrientes en cada una de las fases. Estas corrientes van desfasadas 120° grados eléctricos creando un campo magnético giratorio que viaja a velocidad sincrónica. La formula para calcular la velocidad del campo giratorio es:

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad \text{Ec. 3-1}$$

donde:

n_s = velocidad sincrónica

f = frecuencia del voltaje aplicado

P = números de polos

Las **ranuras** que se encuentran en el estator y rotor nos sirven para alojar el devanado primario y secundario respectivamente como se muestra en la figura 3-2.

El **rotor** es la parte móvil del motor de inducción y es la otra parte de la trayectoria magnética. Lo que se concluye es que tanto el estator como el rotor constituyen el camino al paso de las líneas de flujo.

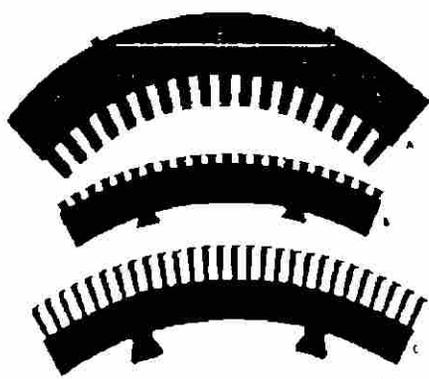


Figura 3-2 Segmentos laminados de estator y rotor de motores de inducción grandes.

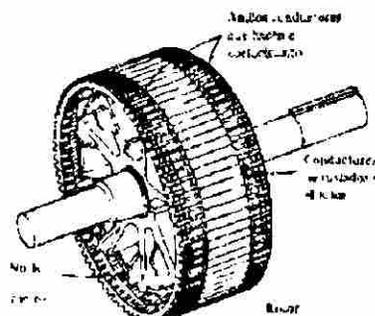


Figura 3-3 Rotor de jaula de ardilla.

El **devanado secundario** del motor de inducción es el devanado de armadura ó inducido. Los tipos de devanado que se conocen en un rotor son: jaula de ardilla y de fase devanada.

Los devanados de jaula de ardilla consisten en conductores colocados sobre las ranuras todos ellos e igualmente distribuidos a lo largo de la periferia del rotor, estos pueden ser de cobre, aluminio, etc. Sus extremos van cortocircuitados por anillos metálicos como se muestra en la figura 3-3.

La ventaja principal de rotor jaula de ardilla es la simplicidad de construcción y de su robustez, el número de polos que se inducen en el rotor es siempre igual al número de polos del estator con el que esta asociado.

La desventaja que presenta este devanado es que no es posible que se varíe la resistencia del devanado mediante conexiones externas al rotor, por consecuencia el control del motor deberá efectuarse por el estator.

El rotor de fase devanada está provisto con devanados similares a los del estator con el cual esta asociado, contiene el mismo número de polos que hay en el estator, el número de fases en el rotor no siempre es el mismo aunque generalmente es el mismo.

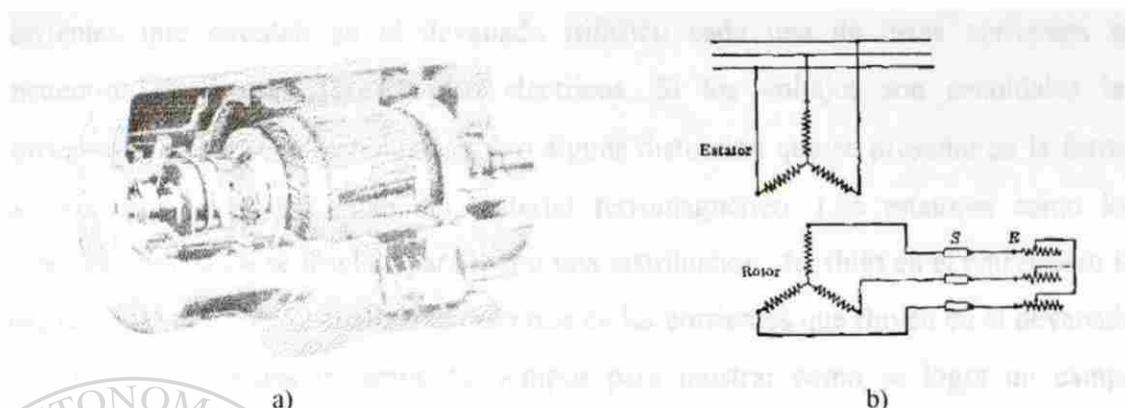


Figura 3-4 a) Motor de inducción de rotor devanado y b) Diagrama esquemático del motor de inducción de rotor devanado.

El devanado del rotor está conectado a los anillos deslizantes que están montados sobre la flecha debidamente aislados, las escobillas estacionarias hacen contacto continuo sobre los anillos deslizantes y esto hace posible que los elementos externos como resistencias ó fuentes de voltaje puedan ser conectados al devanado del rotor.

Como se muestran en la figura 3-4 a y 3-4 b.

La ventaja de este devanado es que podemos modificar los parámetros propios del devanado del rotor. Logrando así un alto par de arranque a baja corriente, un control en la velocidad del rotor.

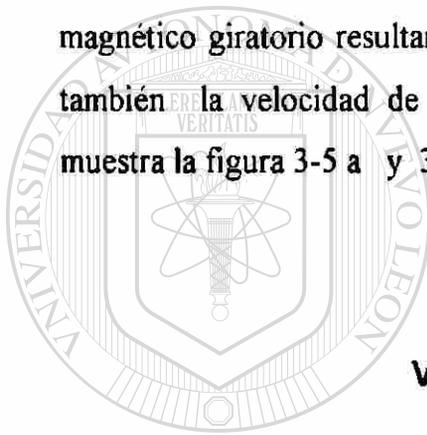
La desventaja es que la máquina se vuelve más costosa, su mantenimiento más cuidadoso

La **Flecha** va montada sobre los baleros que le permiten girar libremente, El rotor se inserta en la flecha.

La **Carcaza** sirve para cimentar la máquina y sujetar las tapas. En máquinas pequeñas la carcaza la constituye el mismo estator.

3.1.2 Campo Magnético Giratorio

Cuando se excita un devanado trifásico con un voltaje trifásico se tienen corrientes que circulan en el devanado trifásico cada una de estas corrientes se encuentran desfasadas 120° grados eléctricos. Si los voltajes son senoidales las corrientes también serán senoidales salvo alguna distorsión que se presente en la forma de onda por la no linealidad del material ferromagnético. Los estatores como los devanados trifásicos se diseñan para lograr una distribución del flujo en el entrehierro lo mas senoidal posible. Se analizarán cada una de las corrientes que fluyen en el devanado primario en diferentes instantes de tiempos para mostrar como se logra un campo magnético giratorio resultante y constante. A medida que avanzamos en el tiempo, así también la velocidad de desplazamiento del campo magnético giratorio. Como se muestra la figura 3-5 a y 3-5 b.



VOLTAJES TRIFASICOS

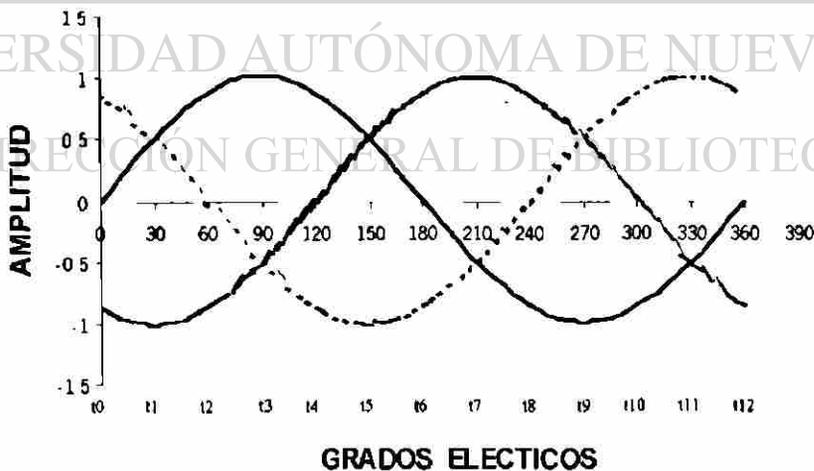


Figura 3-5 a Grafico de los voltajes trifásicos.

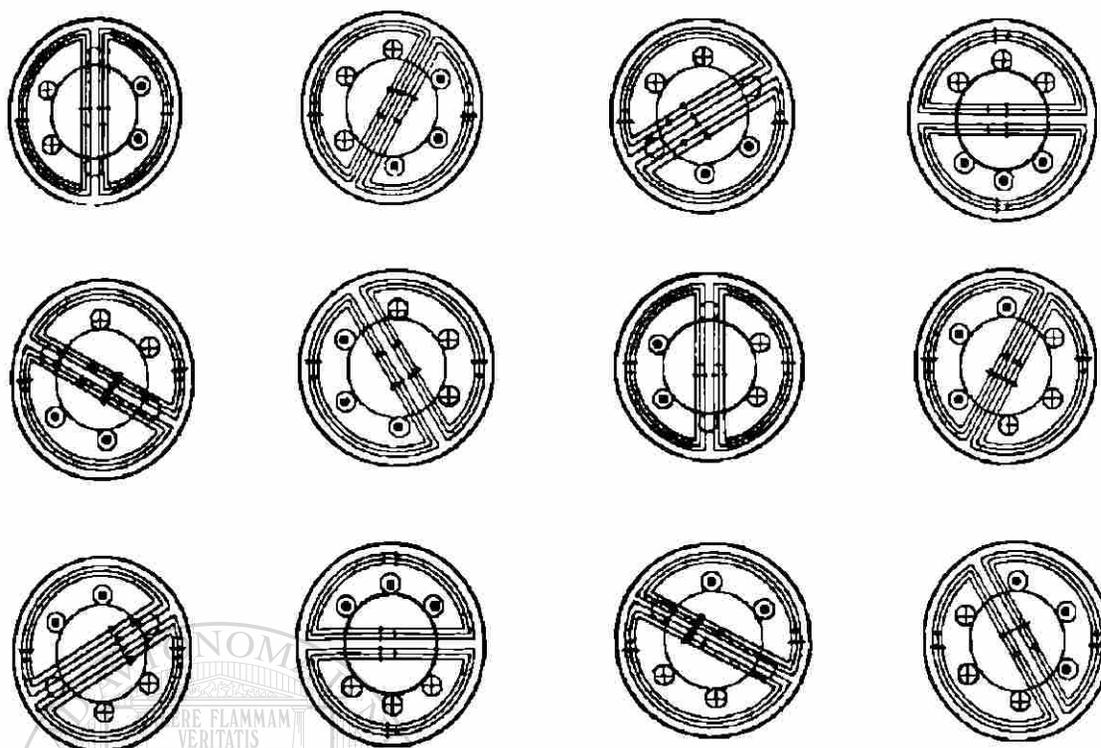


Figura 3-5 b Campo magnético giratorio para diferentes instantes de tiempo en un ciclo completo.

3.1.3 Principio de operación del motor de inducción

Las máquinas eléctricas establecen su funcionamiento en cuatro leyes fundamentales que son :

Ley de Faraday

Ley de Lenz

Ley de Biot-Savart

Ley de Ampere

La Ley de Faraday nos dice que en una bobina que es enlazada por un flujo que está cambiando en el tiempo ó que es cortada por un flujo que viaja a una velocidad, se inducirá un voltaje en terminales de la bobina. Como se muestra en la figura 3-6.

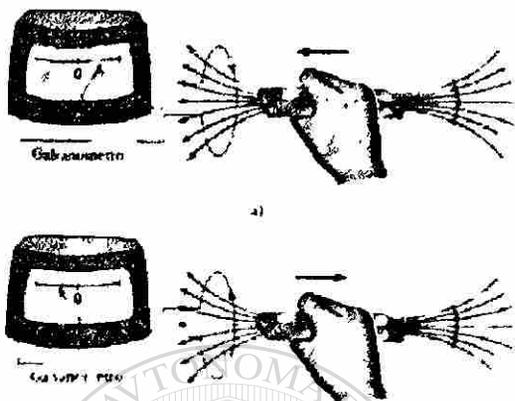


Figura 3-6 Voltaje inducido en una espira que es enlazada por líneas de flujo.

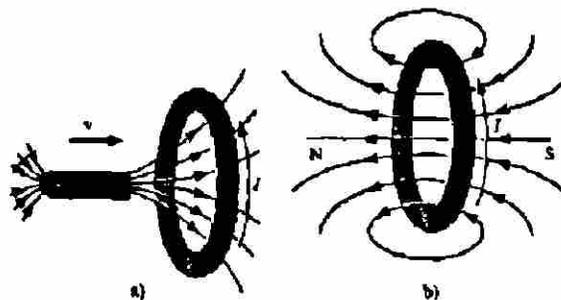


Figura 3-7 Dirección de la corriente inducida en una espira.

La dirección de la corriente en la bobina se analiza de acuerdo a la Ley de Lenz. La cual establece que la dirección de la corriente inducida en la bobina es tal que se opone a los cambios de flujo que enlazan a los conductores de la bobina.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Aplice la Ley de Lenz para determinar el sentido del voltaje inducido en la siguiente espira cuando el imán se acerca a la espira la corriente va hacia arriba. Como se muestra en la figura 3-7 a. Produciendo un flujo en dirección contraria a el flujo del imán como se muestra en la figura 3-7 b.

Ahora, aplicando la Ley de Biot- Savart. La cual dice que cuando por un conductor fluye una corriente y éste es perpendicular a un campo magnético, en el conductor se inducirá una fuerza tangencial hacia la región de campos opuestos. Como se muestra en la figura 3-8.

La Ley de Ampere establece que la integral curvilínea de la intensidad de campo magnético a lo largo de un camino cerrado es igual a la suma de los ampere-vueltas con los cuales este camino esta enlazado.

El funcionamiento del motor de inducción se lleva a cabo cuando al devanado primario se alimenta con un voltaje trifásico de corriente alterna, creándose así un campo magnético giratorio que viaja a la velocidad sincrónica. Este campo magnético corta a los conductores del devanado secundario con la máxima velocidad relativa, induciéndoles un voltaje máximo, como el devanado secundario se encuentra en cortocircuito el voltaje inducido produce grandes corrientes en dicho devanado.

La interacción del campo magnético giratorio con las corrientes inducidas establecen fuerzas tangenciales en los conductores del rotor, estas fuerzas por el radio de giro del conductor producen un par mecánico.

Determinaremos la dirección de los voltajes inducidos, la fuerza que se ejerce en cada conductor. Esto nos indica que el rotor gira a favor del campo giratorio. Ver fig. 3-9

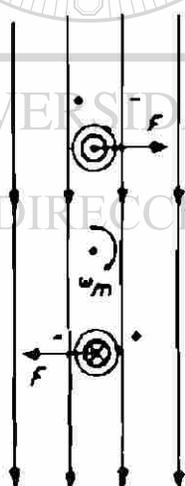


Figura 3-8 Fuerza inducida en la bobina

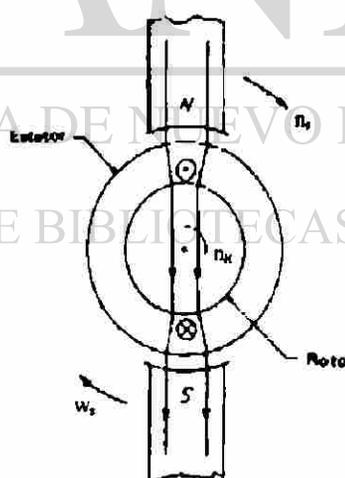


Figura 3-9 Voltaje inducido en el rotor y sentido de giro.

Podemos decir que el motor a salido del reposo, aquí es donde se tiene el máximo voltaje inducido por lo tanto la máxima corriente de arranque, el motor se acelerará y estos valores caerán. Si el motor de inducción es ideal podemos pensar que el rotor alcanzará la velocidad sincrónica. Pero al llegar a esta velocidad el voltaje inducido en los conductores

se hará cero, la corriente se hace cero, por lo tanto el par también es cero. Sin embargo en la práctica, el rotor tendrá algunas pérdidas, alguna inercia que vencer y por consecuencia debe de recibir energía para contrarrestar dichas pérdidas y mantenerse girando en vacío. Para que la energía sea transferida del estator al rotor la velocidad del rotor deberá ser menor a la velocidad sincrónica. De esta manera el campo giratorio corta a los conductores del rotor induciéndoles un voltaje, estableciéndose así las corrientes en el rotor.

Es aquí donde surge la variable básica del motor de inducción, llamada deslizamiento. El deslizamiento se define como la velocidad relativa con que el campo magnético giratorio corta los conductores del rotor.

La velocidad relativa se define como la diferencia que hay entre la velocidad sincrónica y la velocidad del rotor.

$$n_{rel} = n_s - n_R \quad \text{Ec. 3-2}$$

n_{rel} = Velocidad relativa

n_s = velocidad sincrónica

n_R = velocidad del rotor

El deslizamiento suele expresarse como una fracción de la velocidad sincrónica.

$$s = \frac{(n_s - n_R)}{n_s} \quad \text{Ec. 3-3}$$

Haciendo un análisis de lo antes expuesto observamos que se establecen los principios de las cuatro leyes fundamentales antes mencionadas.

3.2 Devanados de corriente alterna polifásicos

Las máquinas de corriente alterna trifásicas asíncronicas y síncronicas usan los devanados trifásicos para su funcionamiento ya sea como motor ó generador. En el caso de un motor el devanado es conectado a una fuente trifásica creando un campo magnético giratorio. En el caso de un generador sobre este devanado se induce un voltaje trifásico cada uno de estos voltajes están desfasados 120° grados eléctricos. Estos devanados están constituidos por 3 fases, cada una de estas fases son simétricas entre sí y se encuentran desfasadas 120° grados eléctricos, contienen la misma cantidad de espiras por fase y por rama y tienen la misma distribución.

La espira es la parte más elemental que constituye a un devanado, la espira esta constituida por 2 conductores, esta consideración se hace ya que cada lado de la espira esta ante polos de polaridad contraria induciéndose así un voltaje E en cada lado de la espira, los voltajes son de polaridad opuesta pero desfasados 180° grados eléctricos por lo que el voltaje resultante es dos veces E . Como se muestra en la figura 3-10.

$$E_r = 2E \quad \text{Ec. 3-4}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

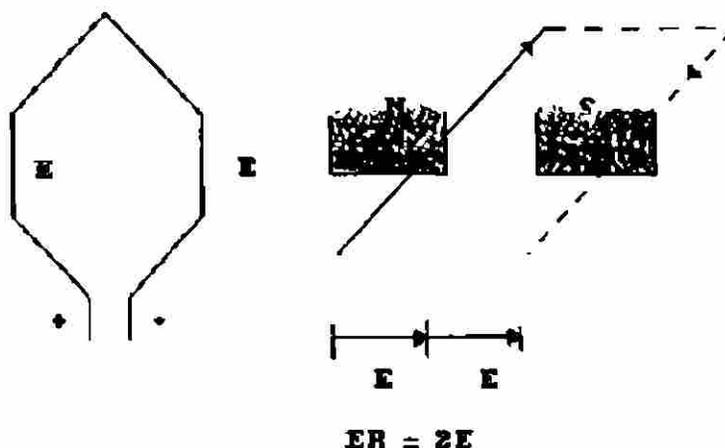


Figura 3-10 Espira constituida por dos conductores

Una bobina está constituida por una ó más espiras. Las espiras que están colocadas tan íntimamente juntas y que son enlazadas por el mismo flujo forman una bobina. Ver la figura 3-11.

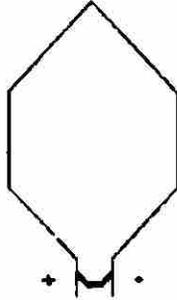


Figura 3-11 Bobina con n_b espiras.

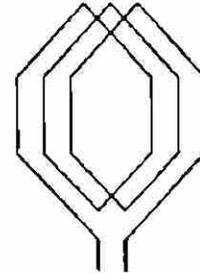


Figura 3-12 Grupos con tres bobinas.

Los devanados polifásicos están arreglados en grupos de una ó más bobinas. Un grupo representa un polo en una fase. Ver figura 3-12

grupo = grupo - polo - fase

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

Una fase está formada por un número par de grupos. Como se ilustra en la figura 3-13, DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

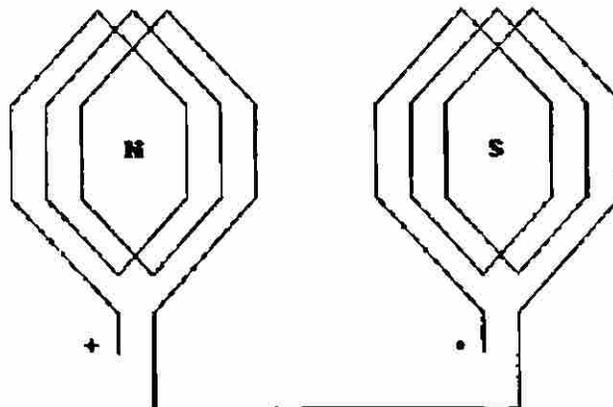


Figura 3-13 Representación de una fase de dos polos.

Finalmente un devanado trifásico está constituido por 3 fases cada una de las fases esta desfasada 120° grados eléctricos entre sí. Los devanados polifásicos generalmente son de doble capa donde el número de bobinas es igual al número de ranuras. Podemos considerar dos lados de bobina como una bobina en cada ranura. Ver figura 3-14.

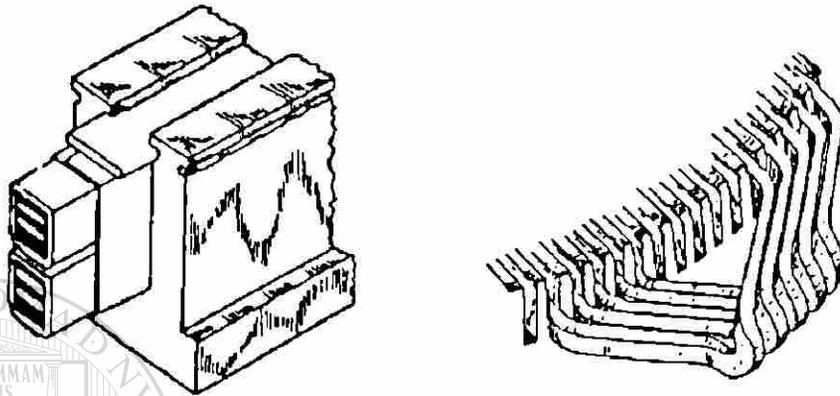


Figura 3-14 Devanado doble capa.

Los devanados polifásicos de una sola capa, con un lado de bobina en la ranura, se usan en los motores de inducción pequeños pero muy raramente en los estatores de estos motores. En este caso el número de ranuras es el doble que de bobinas. Como se muestra en la figura 3-15.

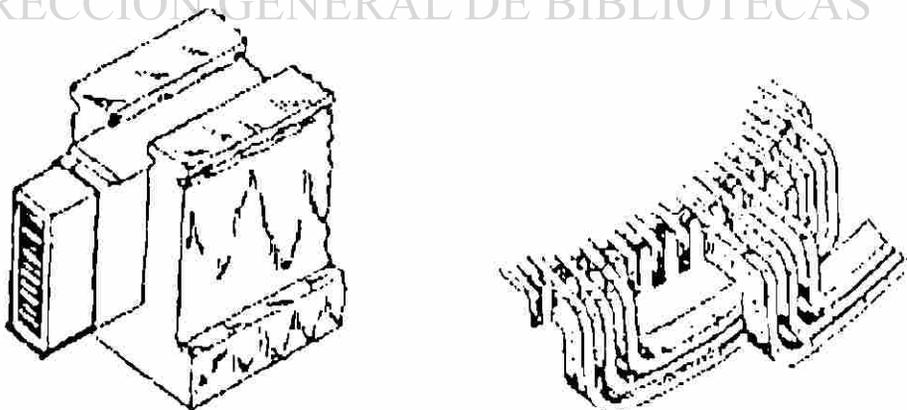


Figura 3-15 Devanado de una capa.

3.2.1 Clasificación de devanados polifásicos

Los devanados de corriente alterna polifásicos se clasifican en dos tipos Imbricado y Ondulado. Como se muestran en la figura 3-16. El devanado imbricado se caracteriza por mayor capacidad de corriente, en este devanado el máximo número de ramas en paralelo que se pueden llegar a tener es igual al número de polos. El devanado ondulado se caracteriza por tener mayor capacidad de voltaje, en este caso el número de trayectorias que se tienen es igual a dos. Estos devanados se usan principalmente en rotores devanados de tamaño mediano y motores de inducción grande. Estos devanados son congruentes ó no congruentes. Congruente es cuando el número de bobinas por grupo es un número entero. No congruente es cuando el número de bobinas por grupo es un número fraccionario.

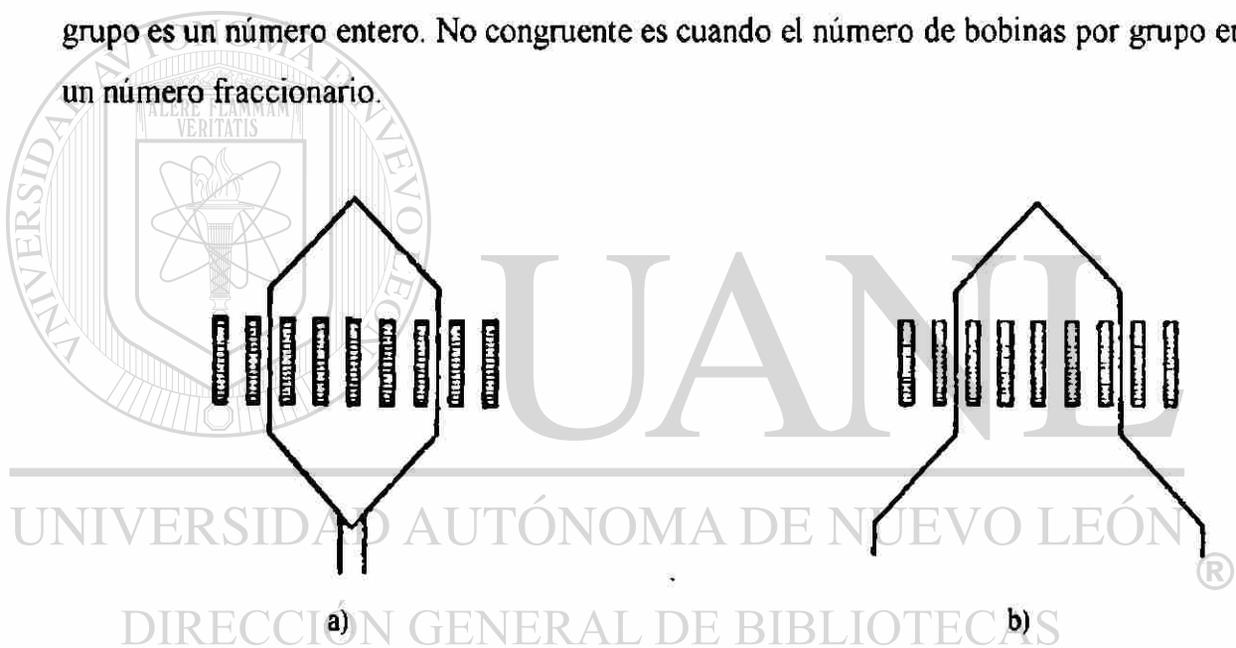


Figura 3-16 a) Devanado imbricado, b) Devanado ondulado.

Los devanados imbricados como los ondulados pueden ser de paso completo o bien de paso acortado. Paso completo es cuando el ancho de la bobina es igual al paso polar. Paso acortado como su nombre lo indica el ancho de la bobina es menor al paso polar.

3.2.2 Cálculo y desarrollo de un devanado trifásico doble capa, paso completo y acortado.

Si un grupo nos representa un polo en una fase podemos establecer que el número de grupos en el devanado será:

$$\text{número de grupos} = (m)(P) \quad \text{Ec. 3-5}$$

m = número de fases

P = números de polos

El número de bobinas por grupo en un devanado de doble capa se calcula con la siguiente ecuación:

$$q = \frac{Q}{(m)(P)} \quad \text{Ec. 3-6}$$

q = bobinas por grupo

Q = número total de ranuras

m = número de fases

P = número de polos

En un devanado de doble capa el número de bobinas es igual al número de ranuras.

En un devanado de corriente alterna polifásico que se va a desarrollar es importante calcular los grados eléctricos que se establecen en una revolución, porque

esto nos da la idea en que punto estamos trabajando. así también los grados eléctricos por ranura.

Los grados eléctricos que se describen están en función de p número de polos.

$$^{\circ}E = (180^{\circ})(P) \quad \text{Ec. 3-7}$$

$^{\circ}E$ = grados eléctricos

$$\alpha_s = \frac{^{\circ}E}{Q} = \frac{(180)(P)}{Q} \quad \text{Ec. 3-8}$$

α_s = grados eléctricos por ranura

Para calcular el ancho del polo se tiene la siguiente ecuación

$$\tau = \frac{Q}{P} \quad \text{Ec. 3-9}$$

τ = paso polar

Q = número total de ranuras

P = número de polos

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El ancho de las bobinas como ya se mencionó puede ser igual al paso polar o menor. Generalmente se expresa en ranuras o en grados eléctricos.

$$\rho = (\alpha_s)(W) \quad \text{Ec. 3-10}$$

W = ancho de bobina en ranuras

α_s = grados eléctricos por ranura

ρ = Ancho de bobina en grados $^{\circ}E$

Ejemplo 1

Cálculo y desarrollo de un devanado de corriente alterna polifásico, imbricado, doble capa, paso completo, con los siguientes datos.

$$Q = 12 \text{ ranuras}$$

$$P = 2 \text{ polos}$$

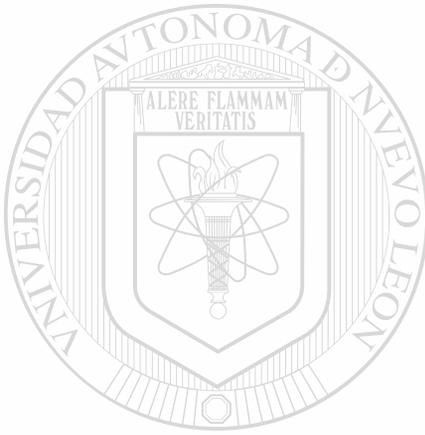
$$m = 3 \text{ fases}$$

$$W = \tau$$

$$\text{número de grupos} = (m)(P)$$

$$\text{número de grupos} = (3)(2)$$

$$\text{número de grupos} = 6 \text{ grupos}$$



$$q = \frac{Q}{(m)(P)}$$

Ec. 3-6

$$q = \frac{12}{6} = \frac{2 \text{ bob}}{\text{grupo}}$$

$$^{\circ}E = (180^{\circ})(P)$$

Ec. 3-7

$$^{\circ}E = (180^{\circ})(2 \text{ polos})$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN $^{\circ}E = 360^{\circ}E$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\alpha_s = \frac{^{\circ}E}{Q} = \frac{(180^{\circ})(P)}{Q}$$

Ec. 3-8

$$\alpha_s = \frac{^{\circ}E}{Q} = \frac{(180^{\circ})(2_{\text{polos}})}{12_{\text{ranuras}}}$$

$$\alpha_s = 30^{\circ}E / \text{ranuras}$$

$$\tau = \frac{Q}{P}$$

Ec. 3-9

$$\tau = \frac{12_{\text{ranuras}}}{2_{\text{polos}}}$$

$$\tau = 6 \text{ ranuras/polo}$$

Para este caso el ancho de la bobina es igual al paso polar.

$$W = 6 \text{ ranuras}$$

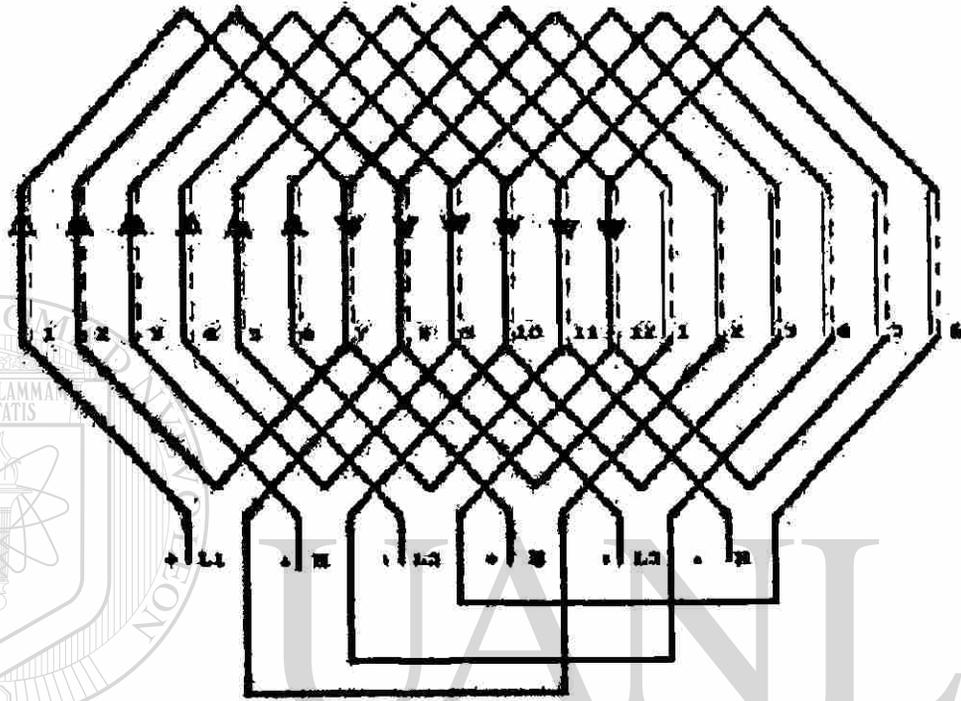


Figura 3-17 Devanado imbricado de paso completo.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

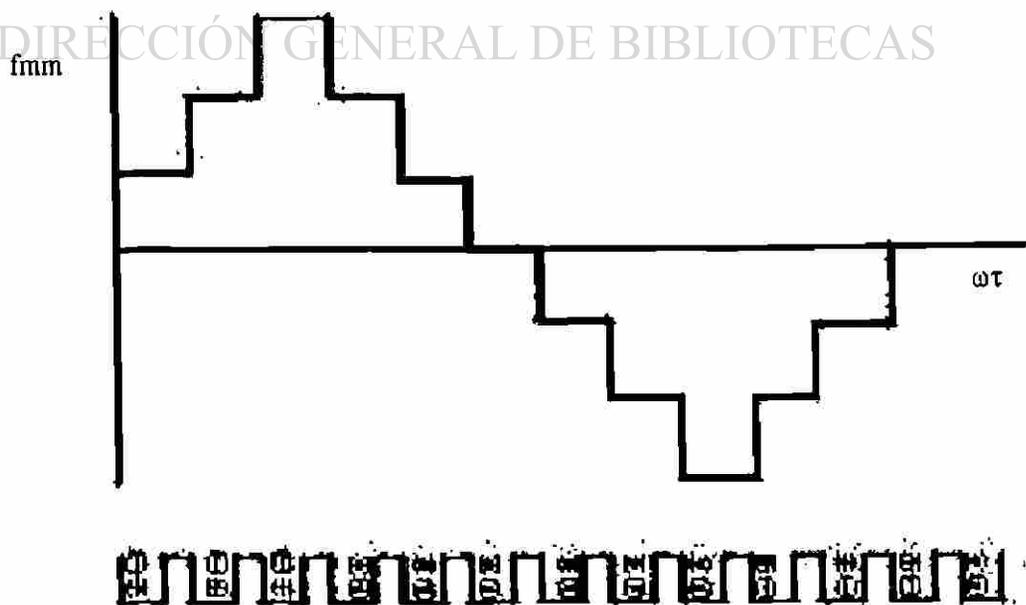


Figura 3-18 Forma de onda de la fmm de un devanado imbricado de paso completo.

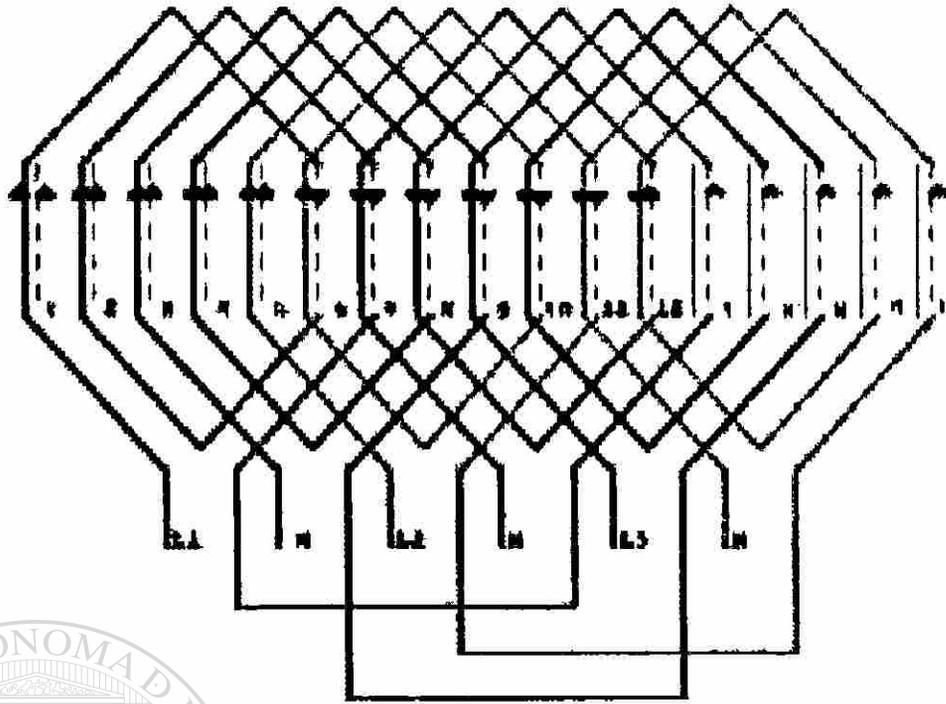


Figura 3-19 Devanado imbricado de paso acortado.

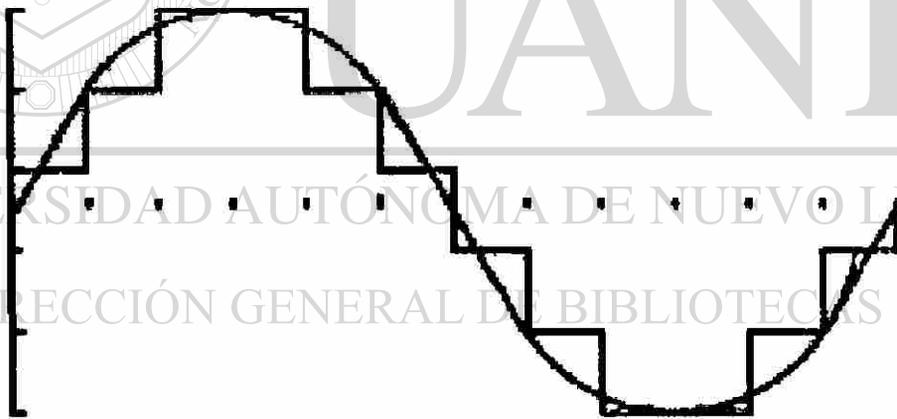


Figura 3-20 Forma de onda de la fmm de un devando imbricado de paso acortado.

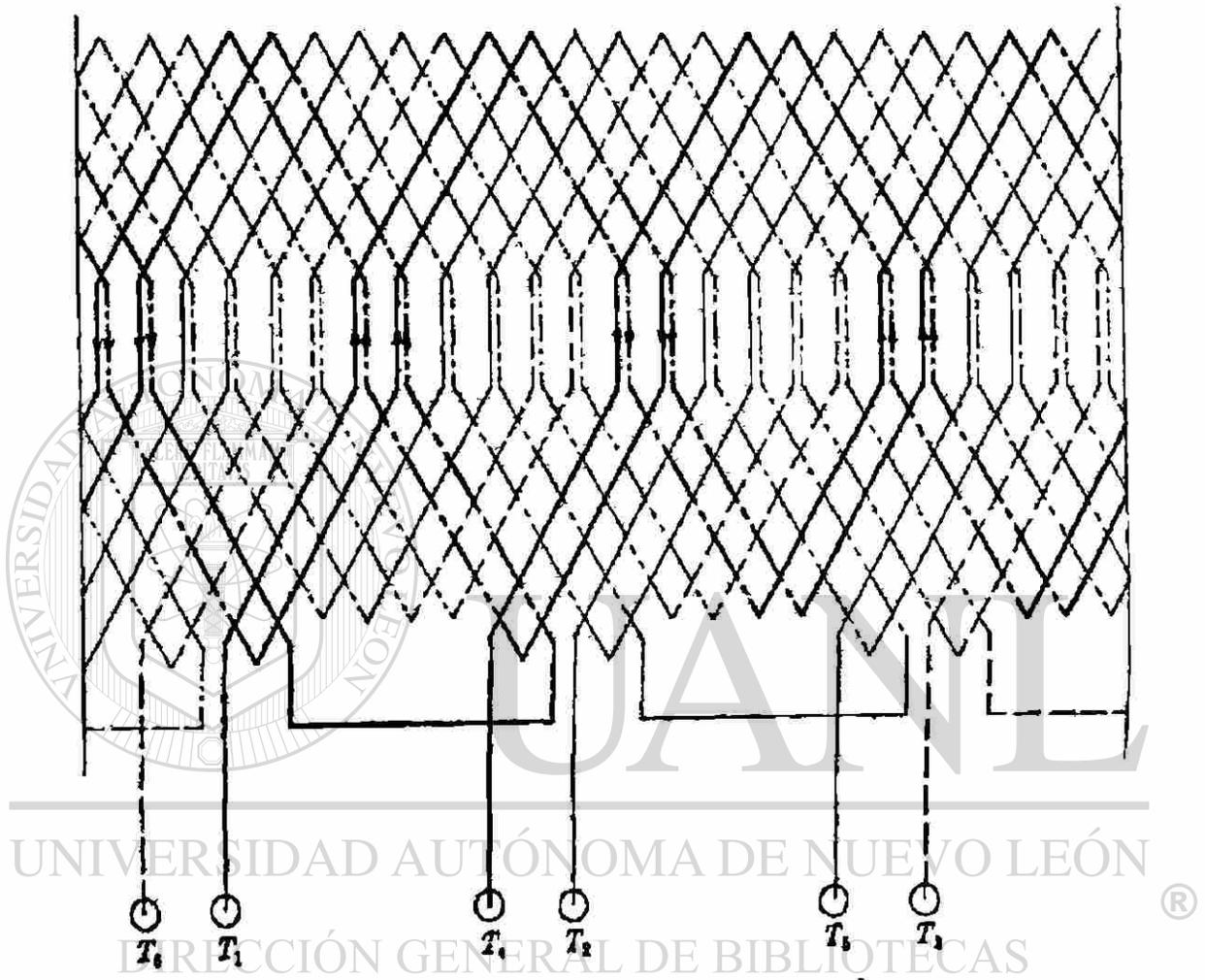


Figura 3-21 Devanado ondulado de paso completo.

3.2.3 Voltaje inducido en un devanado de corriente alterna

El voltaje inducido en el devanado de corriente alterna se caracteriza por parámetros fundamentales que son: magnitud, frecuencia y forma de onda. La magnitud del voltaje inducido depende directamente de la magnitud del flujo, del número de espiras del devanado y de la velocidad con que el flujo corta las espiras. La frecuencia del voltaje inducido depende del número de polos y de la velocidad con que el flujo corta a las espiras. Y la forma de onda del voltaje inducido depende de la forma de onda de la fuerza magnetomotriz, de la forma de las zapatas polares de la máquina sincrónica, de la distribución del devanado, de acortar el devanado. La forma de onda del voltaje inducido debe ser lo más senoidal posible para atenuar los armónicos indeseables que se presentan en la generación de voltaje.

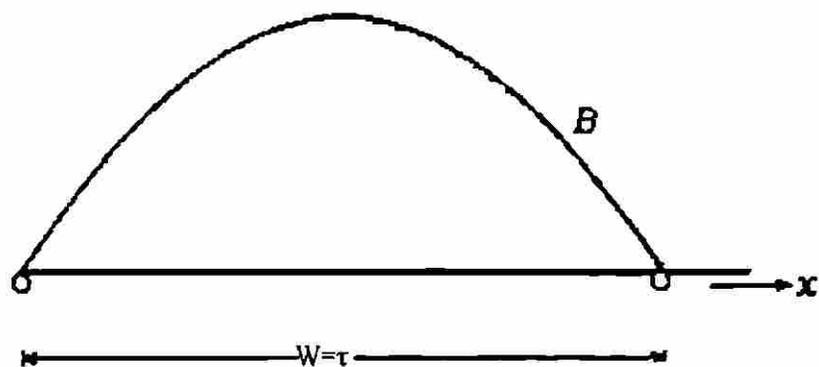
El valor eficaz del voltaje inducido en una bobina con n_b espiras es:

$$E_b = (4.44)(f)(n_b)(\phi_{max})(10^{-8}) \text{ volts} \quad \text{Ec. 3-1}$$

Esta ecuación ha sido deducida bajo las siguientes consideraciones:

1. Todas la n_b espiras de la bobina están enlazadas con el mismo flujo en cualquier instante.
2. El paso de la bobina es igual al paso polar = 180° grados eléctricos (devanado de paso diametral). En este caso, el flujo máximo entrelazado de una espira es igual al flujo total por polo (vease la figura 3-22)
3. La distribución del flujo β a lo largo de la armadura es senoidal.

Considerando un rotor de dos polos girando, con una distribución de flujo senoidal y una bobina de n_b espiras que es enlazada por dicho flujo como se muestra en



3-22 Flujo enlazado por una bobina de paso completo.

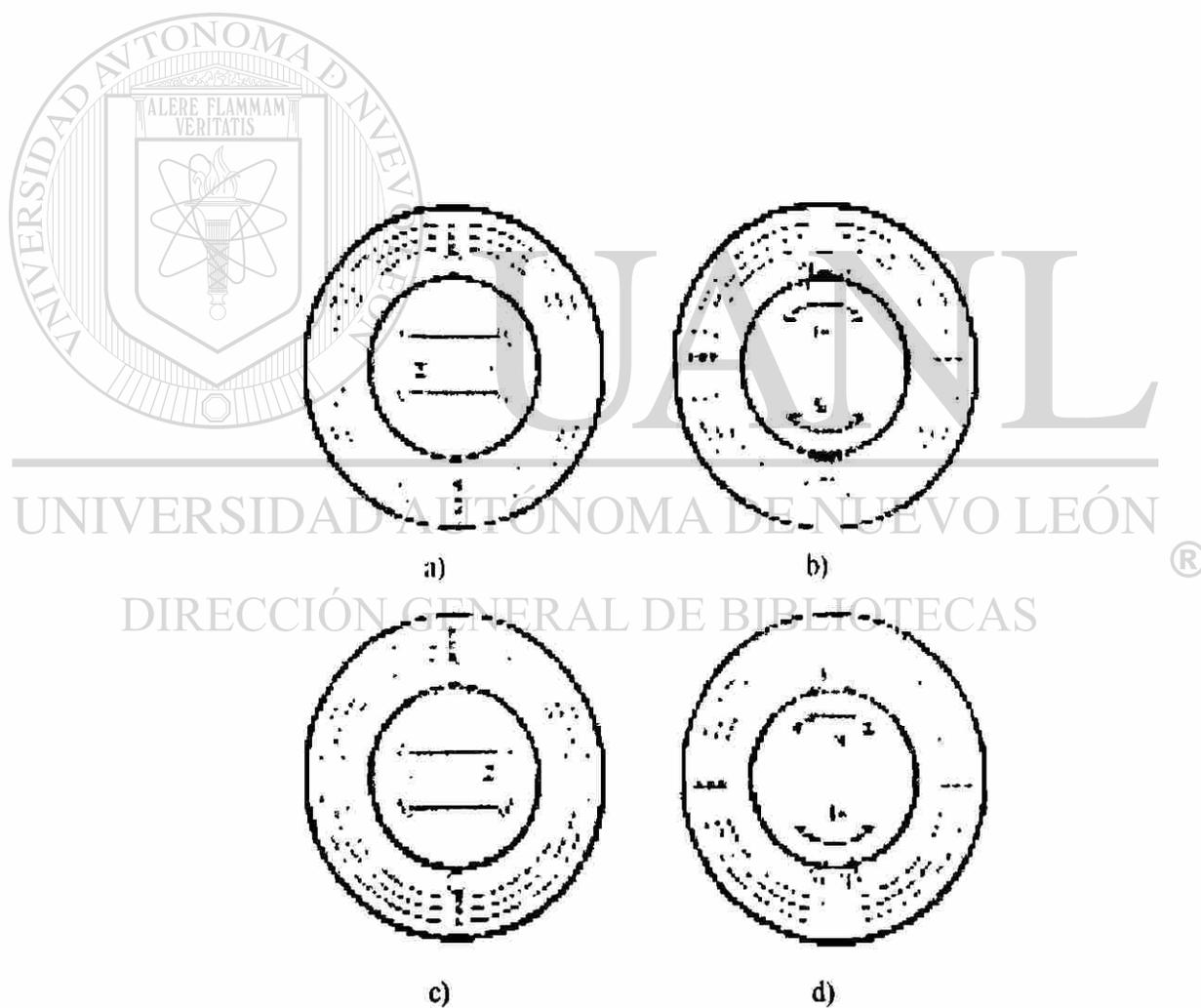


Figura 2-23 Voltaje inducido en una bobina en un ciclo completo.

la figura 3-23a se observa que en el primer instante la bobina es enlazada por todo el flujo, si el rotor se gira 90° se observa que la bobina a dejado de enlazar líneas de flujo, como se muestra en la figura 3-23 b. Por lo que en la bobina se ha manifestado el máximo cambio de líneas de flujo, induciéndose el máximo voltaje. Si el rotor lo seguimos desplazando otros 90° la bobina enlazara de nuevo todo el flujo pero en sentido contrario como se muestra en la figura 3-23c, si se gira el rotor otros 90° como se muestra en la figura 3-23d la bobina de nuevo deja de enlazar líneas de flujo obteniéndose así el máximo voltaje pero negativo. Por último si se sigue girando el rotor llegamos de nuevo a la posición original encontrando que en una revolución se describe un ciclo completo de voltaje inducido. Por lo que podemos decir que el flujo enlazado por la bobina obedece a la siguiente expresión.

$$\Phi_{bob} = \Phi_{max} \cos \alpha \quad \text{Ec. 3-11}$$

El voltaje inducido en dicha bobina será

$$e = -n_b \left(\frac{d\Phi}{dt} \right) \quad \text{Ec. 3-13}$$

$$e = -n_b \left(\frac{d(\Phi_{max} \cos \alpha)}{dt} \right) \quad \text{Ec. 3-14}$$

$$e = -n_b \Phi_{max} \frac{d(\cos \alpha)}{dt} \quad \text{Ec. 3-15}$$

$$e = n_b \Phi_{max} (-\text{sen } \alpha) \left(\frac{d\alpha}{dt} \right) \quad \text{Ec. 3-16}$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega \quad \text{Ec. 3-17}$$

donde:

$$\omega = 2\pi f \quad \text{Ec. 3-18}$$

$$e = \omega n_b \Phi_{max} \text{sen } \alpha \quad \text{Ec. 3-19}$$

$$e = 2\pi f n_b \Phi_{max} \sin \alpha \quad \text{Ec. 3-20}$$

si $\alpha = 90^\circ$

$$e_{max} = 2\pi f n_b \Phi_{max} \quad \text{Ec. 3-21}$$

$$e_{ef} = \frac{e_{max}}{\sqrt{2}} \quad \text{Ec. 3-22}$$

$$e_{ef} = \frac{e_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi f n_b \Phi_{max}}{\sqrt{2}} \quad \text{Ec. 3-23}$$

$$e_{ef} = 4.44 f n_b \Phi_{max} \quad \text{Ec. 3-24}$$

3.2.3.1 Factor de distribución.

La primera consideración es que todas las espiras de la bobina están enlazadas con el mismo flujo en cualquier instante de tiempo.

Se define como factor de distribución a la relación que existe entre el voltaje inducido en un grupo distribuido al voltaje inducido en un grupo no distribuido.

$$kd = \frac{\text{Voltaje inducido en un grupo distribuido}}{\text{Voltaje inducido en un grupo no distribuido}} \quad \text{Ec. 3-25}$$

Si consideramos que las bobinas de un grupo están colocadas sobre una misma ranura, y que son enlazadas por el mismo flujo, en cada una de las bobinas se inducirá un voltaje E_b , si el grupo contiene q bobinas/grupo el voltaje inducido en todo el grupo será qE_b . Pero si ahora distribuimos el mismo grupo en varias ranuras y es enlazado por el mismo flujo ahora el voltaje en cada bobina será el mismo voltaje E , pero cada voltaje estará desfasado α grados, por lo que el voltaje resultante en todo el grupo será la suma vectorial de los voltajes inducidos en cada bobina. Como se muestra en la figura 3- 24.

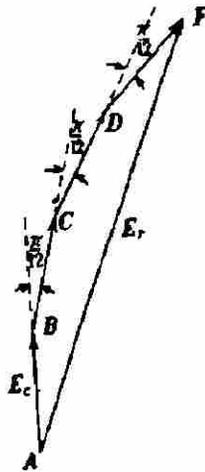


Figura 3-24 Suma vectorial de los voltajes inducidos en un grupo distribuido.

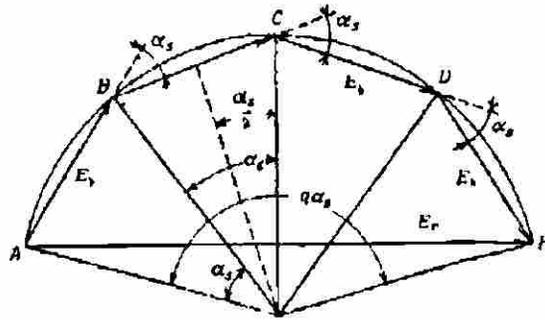


Figura 3-25 Representación de los voltajes inducidos en un grupo para la determinación del factor de distribución.

La figura 3-25 muestra el polígono de tensiones de los voltajes inducidos en la bobina del grupo. Cada vector AB, BC, CD, DF , es igual en magnitud y representa el valor máximo del voltaje inducido en la bobina. E_b y DF es el valor máximo del voltaje resultante E .

Ahora el factor de distribución queda expresado por la siguiente relación:

$$k_d = \frac{E_r}{q l_b} \quad \text{Ec. 3-26} \textcircled{R}$$

Esta ecuación se expresará en función de parámetros propios del devanado

$$\text{sen} \left(\frac{\alpha_s}{2} \right) = \frac{1}{2} \frac{E}{R} \quad \text{Ec. 3-27}$$

$$E = 2R \text{sen} \left(\frac{\alpha_s}{2} \right) \quad \text{Ec. 3-28}$$

$$\text{sen} q \left(\frac{\alpha_s}{2} \right) = \frac{1}{2} \frac{E_r}{R} = \frac{E_r}{2R} \quad \text{Ec. 3-29}$$

$$E_r = 2R \text{sen} \left[q \left(\frac{\alpha_s}{2} \right) \right] \quad \text{Ec. 3-30}$$

$$K_d = \frac{E_r}{qE_b} = \frac{2R \text{sen} \left[q \left(\frac{\alpha_s}{2} \right) \right]}{q 2R \text{sen} \left(\frac{\alpha_s}{2} \right)} = \frac{\text{sen} \left[q \left(\frac{\alpha_s}{2} \right) \right]}{q \text{sen} \left(\frac{\alpha_s}{2} \right)} \quad \text{Ec. 3-31}$$

3.2.3.2 Factor de paso

Los devanados de corriente alterna polifásicos son de paso parcial o acortados, esto es que el ancho de la bobina es menor al paso polar. Debido al acortamiento, el flujo máximo enlazado es menor al flujo del polo. La figura 3-26 muestra el flujo máximo enlazado en una bobina de paso completo y en una bobina de paso parcial con un claro de bobina = w . En la bobina de paso completo enlaza la mitad de la onda senoidal mientras que la bobina de paso acortado enlaza menos cantidad de flujo.

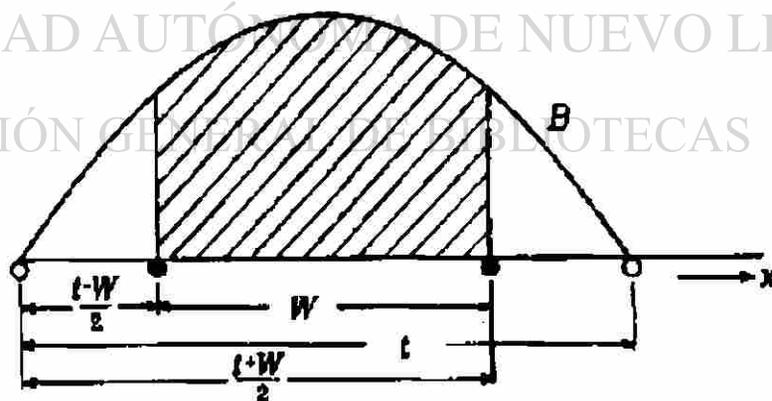


Figura 3-26 Flujo máximo enlazado por una bobina de paso completo y paso acortado.

El factor de paso se define como la relación que existe entre el voltaje inducido en una bobina de paso acortado sobre el voltaje inducido en una bobina de paso completo. Aquí también el factor de paso es menor que la unidad.

$$Kp = \frac{\int_x^{x+\tau} \frac{\pi}{\tau} x dx}{\int_x^x \frac{\pi}{\tau} x dx} \quad \text{Ec. 3-32}$$

$$Kp = \frac{w \pi}{\tau 2} \quad \text{Ec. 3-33}$$

Al producto de los factores de paso y distribución se les conoce como factores de arrollamiento.

Concluimos que en un devanado de C.A. polifásico debemos de acortar y distribuir el devanado. En cada caso se tiene que calcular el paso más apropiado.

El valor eficaz del voltaje inducido en un grupo se expresa en la siguiente ecuación.

$$Eq = qKdE_b \quad \text{Ec. 3-34}$$

El valor eficaz del voltaje inducido por fase en un devanado distribuido y de paso acortado esta dado por la siguiente ecuación:

$$E_{f, fase} = 4.44 f N \Phi_{max} KdKp \quad \text{Ec. 3-35}$$

Para calcular el valor eficaz del voltaje inducido por fase se debe determinar el número de espiras/fase y por rama. Una forma es:

$$N \frac{esp}{fase - rama} = \frac{\left(\frac{\text{conductores}}{\text{rama}} \right) (Q \text{ ranuras})}{\left(\frac{2 \text{ conductores}}{\text{espira}} \right) (m \text{ fases}) \left(\begin{matrix} \# \text{ de ranuras} \\ \text{en paralelo} \end{matrix} \right)} \quad \text{Ec. 3-36}$$

$$N_{\text{fase-rama}} = \left(\frac{\text{espira}}{\text{ranura}} \right) \left(\frac{\text{bobinas}}{\text{grupos}} \right) \left(\frac{\text{grupos}}{\text{fase}} \right) \left(\frac{1}{\text{\# de ranuras en paralelo}} \right) \quad \text{Ec. 3-37}$$

N = espiras/ fase – rama

m = Número de fases

$$E_{\text{fase}} = 4.44 f N \Phi_{\text{max}} K_d K_p \quad \text{Ec. 3-35}$$

3.2.3.3 Problema

Un motor de inducción trifásico, de 6 polos, conectado en estrella, tiene 54 ranuras en el estator, 12 conductores en serie por ranura y un desplazamiento de la bobina de 7 ranuras. Determinense a).- El factor de paso. b).- El factor de distribución. c).- el flujo máximo por polo cuando se conecta a una línea de 230 volts, despreciando las caídas por resistencia y reactancia de dispersión en el devanado del estator.

$P = 6$ polos $Q = 54$ ranuras $m = 3$ fases $w = 7$ ranuras

$K_p = ?$ $K_d = ?$ $\phi_{\text{polo}} = ?$

número de grupos = $(m)(P)$

número de grupos = $(6)(3)$

número de grupos = 18 grupos

$$q = \frac{Q}{(m)(P)}$$

$$q = \frac{54}{(6)(3)}$$

$$q = 3 \frac{\text{bobinas}}{\text{grupo}}$$

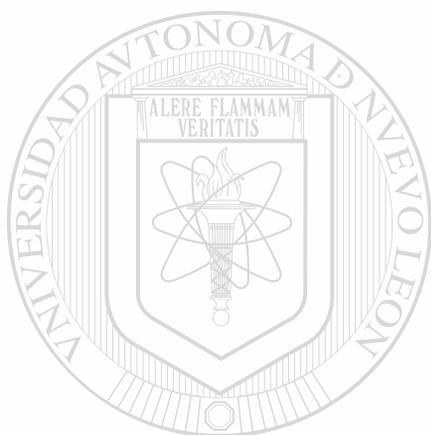
$$\alpha_s = \frac{^\circ E}{Q} = \frac{(180)(P)}{Q}$$

$$\alpha_s = \frac{^\circ E}{Q} = \frac{(180)(6)}{54}$$

$$\alpha_s = 20 \frac{^\circ E}{\text{ramura}}$$

$$\tau = \frac{Q}{P}$$

$$\tau = \frac{54}{6}$$



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\frac{N_{\text{esp}}}{\text{fase - rama}} = \frac{\left(\frac{\text{conductores}}{\text{ramura}} \right) (Q \text{ ramuras})}{\left(\frac{2 \text{ conductores}}{\text{espira}} \right) (m \text{ fases}) \left(\begin{array}{l} \# \text{ de ramas} \\ \text{en paralelo} \end{array} \right)}$$

$$\frac{N_{\text{esp}}}{\text{fase - rama}} = \frac{\left(\frac{12 \text{ conductores}}{\text{ramura}} \right) (54 \text{ ramuras})}{\left(\frac{2 \text{ conductores}}{\text{espira}} \right) (3 \text{ fases}) \left(\begin{array}{l} 1 \text{ rama} \\ \text{en paralelo} \end{array} \right)}$$

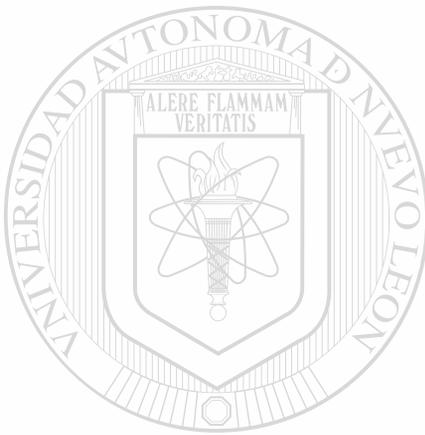
$$\frac{N_{\text{esp}}}{\text{fase - rama}} = 108 \frac{\text{espira}}{\text{fase - rama}}$$

$$k_p = \text{sen} \left(\frac{\omega}{\tau} \right) \frac{\pi}{2} = \text{sen} \frac{7}{9} (90) = 0.94$$

$$Kd = \frac{\text{sen} \left(q \frac{\alpha_s}{2} \right)}{q \text{sen} \frac{\alpha_s}{2}}$$

$$Kd = \frac{\text{sen} \left(3 \frac{20}{2} \right)}{3 \text{sen} \frac{20}{2}}$$

$$Kd = \frac{\text{sen} 30}{3 \text{sen} 10} = \frac{0.5}{3(0.1736)}$$



$$Kd = \frac{0.5}{0.512}$$

$$Kd = 0.95979 \approx 0.96$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\phi_{\text{polo}} = \frac{V_L \sqrt{3}}{(4.44)(f) \left(\frac{N_{\text{esp}}}{\text{fase-rama}} \right) Kd Kp}$$

$$\phi_{\text{polo}} = \frac{230 \sqrt{3}}{(4.44)(60)(108)(0.96)(0.94)}$$

$$\phi_{\text{polo}} = 5.11 \times 10^{-3} \text{ weber}$$

3.3 Fuerza magnetomotriz de los devanados de corriente alterna

La fuerza magnetomotriz que se establece en una máquina depende por una parte de la distribución de las bobinas del devanado y de la corriente que circula por ellas, de la configuración del circuito magnético, y de las propiedades magnéticas de las secciones separadas del circuito. La principal finalidad del cálculo de la fuerza magnetomotriz del devanado es determinar la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro de la máquina, ya que de esta distribución dependen: 1) magnitudes y formas de los voltajes inducidos en los devanados y 2) la magnitud y la clase de las fuerzas electromagnéticas que aparecen y crean un par motor en la máquina.

El campo magnético de un devanado se determina por su fuerza magnetomotriz (f.m.m.), la cual depende de la clase de devanado y de las corrientes que por él circulan.

3.3.1. FMM alterna

Consideremos una máquina elemental que está excitada por una sola bobina de n_b espiras que puede considerarse como una fase de un devanado polifásico con $q = 1$ bobina/grupo y n_b conductores en la ranura colocados en la superficie límite de un entrehierro uniforme como se muestra en la figura 3-27.

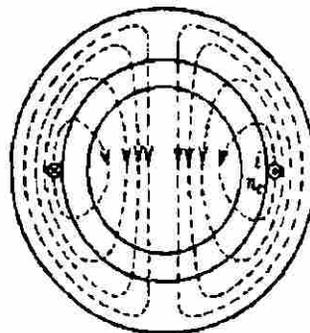


Figura 3-27 Máquina elemental monofásica de dos polos con una sola bobina.

Aplicando la Ley de Ampere del circuito magnético $\oint H_i dl = NI$ a esta máquina elemental, la integral de línea $\oint H_i dl$ es la misma para todas las líneas de fuerza debido a que la fuerza magnetomotriz $n_b i$ es la misma para todas las líneas de fuerza. Por lo tanto, la representación de la fuerza magnetomotriz como una función del espacio alrededor del estator entre los lados de la bobina será un rectángulo con la altura $n_b i$. Como se muestra en la figura 3-28.

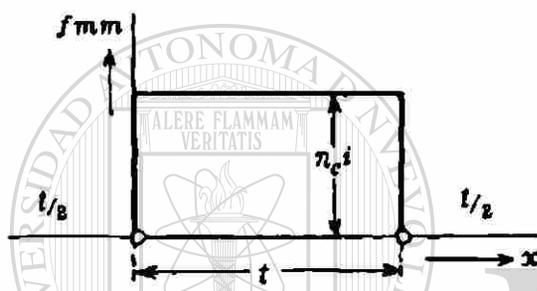


Figura 3-28 Curva de la fmm de la máquina elemental de la fig. 3.26.

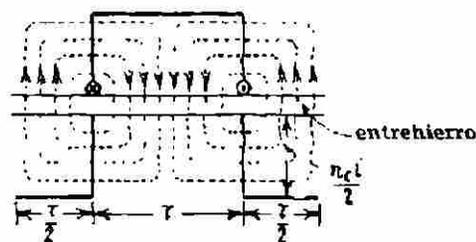


Figura 3-29 Curva de la fmm de la máquina elemental de la fig. 3.26 desplazada $\frac{1}{2}$.

Como la permeabilidad del hierro es alta, es necesario un valor pequeño de intensidad de campo H en el hierro para cualquier valor finito de la densidad de flujo, por lo que consideraremos únicamente la intensidad de campo actuando en el entrehierro esto es

$$\oint H_i dl = H_g 2g \quad \text{Ec. 3-38}$$

$$n_b i = H_g 2g \quad \text{Ec. 3-39}$$

donde g es la longitud del entrehierro.

Si

$$B_g = 0.4\pi H_g \quad \text{Ec. 3-40}$$

$$B_s = \frac{0.4\pi n_c j}{2g} \quad \text{Ec. 3-41}$$

De este modo si g es una cantidad constante, como en todos los motores de inducción, la figura 3-29 no representa únicamente la curva de la fuerza magnetomotriz sino, a otra escala, también representa la distribución del flujo en el entrehierro.

La representación de esta última curva debe consistir de áreas arriba y abajo del eje de las abscisas que son iguales entre si, debido a que el área de la curva de distribución β es el flujo por unidad de longitud del núcleo, y el flujo que va hacia el rotor (área positiva) debe ser igual al flujo que sale del rotor (área negativa). De este modo la representación de la curva de la fmm con áreas positivas y negativas, como se muestra en la figura 3-29, tiene la ventaja de que también produce la curva de distribución β que debe contener áreas positivas y negativas.

Si se aplica la serie de Fourier a la curva rectangular de la fmm de la figura 3-29 se obtiene una onda fundamental y ondas armónicas, como se muestra en la figura 3-30. La longitud de la onda fundamental es la misma que la de la onda rectangular de la fmm, es decir 2τ .

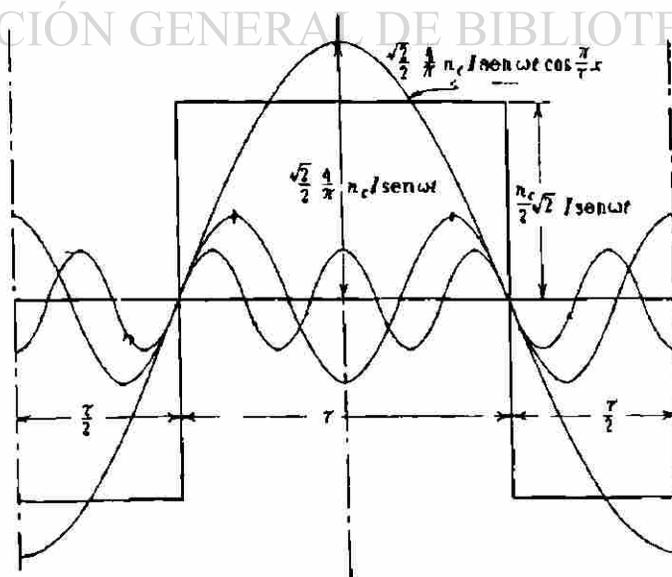


Figura 3-30 Curva de la fmm del arrollamiento monofásico de la fig. 3-27 de 2 polos, mostrada con la fundamental y dos armónicas únicamente

$$\text{Periodo} = T = 2\tau \quad \text{Ec. 3-42}$$

$$\text{Frecuencia} = f = \frac{1}{\tau} \quad \text{Ec. 3-43}$$

$$\omega_o = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} = \frac{\pi}{\tau} \quad \text{Ec. 3-44}$$

$$\tau = \frac{\pi D}{p} \quad \text{Ec. 3-45}$$

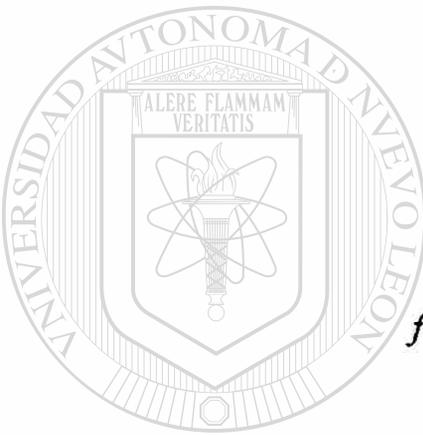
Analizando por series de Fourier nuestra función $f(x)$ se tiene lo siguiente:

$$f(-t) = f(t) \quad \text{Ec. 3-46}$$

$$f\left(t + \frac{1}{2}T\right) = -f(t) \quad \text{Ec. 3-47}$$

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_{2n-1} \cos[(2n-1)\omega_o t] \quad \text{Ec. 3-48}$$

$$\omega_o = \frac{2\pi}{T} \quad \text{Ec. 3-49}$$



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



Si consideramos que $f(t) = f(x)$

donde

$$f(x) = \frac{n_c i}{2} \quad \frac{T}{2} > T > 0 \quad \text{Ec. 3-50}$$

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} a_{2n-1} \cos[(2n-1)\omega_o x] \quad \text{Ec. 3-51}$$

$$a_{2n-1} = \frac{8}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} f(x) \cos[(2n-1)\omega_o x] dx \quad \text{Ec. 3-52}$$

$$\frac{8}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} \cos[(2n-1)\omega_o x] dx \quad \text{Ec. 3-53}$$

$$(2n-1)\omega_c T \left. \begin{matrix} 7 \\ 4 \\ 0 \end{matrix} \right\} \text{Ec. 3-54}$$

$$= \begin{cases} \frac{4}{(2n-1)\pi} & \text{para } (2n-1) = 1, 5, \dots \\ \frac{-4}{(2n-1)\pi} & \text{para } (2n-1) = 3, 7, \dots \end{cases} \text{Ec. 3-55}$$

$$= \frac{4}{(2n-1)\pi} \text{sen} \left[(2n-1) \frac{\pi}{2} \right]$$

Para una onda cuadrada unitaria se obtiene esta expresión

$$f(x) = \frac{4}{\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{\tau}\right)x - \frac{1}{3} \cos\left(\frac{3\pi}{\tau}\right)x + \frac{1}{5} \cos\left(\frac{5\pi}{\tau}\right)x - \dots \right] \text{Ec. 3-56}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

En nuestro caso la onda cuadrada tiene una magnitud $f(x) = \frac{n_c i}{2}$ donde i es

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS
una corriente instantánea.

$$f(x) = \left(\frac{4n_c i}{2\pi} \right) \left[\cos\left(\frac{\pi}{\tau}\right)x - \frac{1}{3} \cos\left(\frac{3\pi}{\tau}\right)x + \frac{1}{5} \cos\left(\frac{5\pi}{\tau}\right)x - \frac{1}{7} \cos\left(\frac{7\pi}{\tau}\right)x - \dots \right] \text{Ec. 3-57}$$

La amplitud de la onda fundamental es $4/\pi$ veces la altura de la onda rectangular, esto es, $(4\pi)(n_c i/2)$. Introduciendo $i = \sqrt{2}I_m \text{sen } \omega t$ la ecuación de la onda fundamental de la fmm viene a ser

$$f(x) = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x = 0.9 n_c I \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad \text{Ec. 3-58}$$

3.3.2 FMM giratoria

La figura 3-27 se refiere a una máquina elemental monofásica ya que hay una bobina únicamente alimentada por una corriente monofásica. La figura 3-31 muestra una máquina elemental trifásica de dos polos: se desplazan aquí tres bobinas entre sí en el espacio por 120° eléctricos y se supondrá que están alimentados por tres corrientes desfasadas entre sí de 120° en el tiempo.

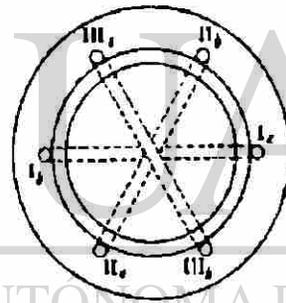


Figura 3-31 Máquina elemental de 2 polos, 3 fases.

Cada una de las tres bobinas producirá una fmm rectangular, como la mostrada en la figura 3-30, de las cuales se considerará aquí únicamente la fundamental. Las tres ondas fundamentales producidas por las tres bobinas estarán desfasadas entre sí en el espacio de 120° , ya que las tres bobinas están desplazadas entre sí por este ángulo. Usando la bobina(fase) I como una referencia y colocando el punto $x = 0$, como antes en la figura 3-30, en el eje de esta bobina, las tres ondas de las fmm producidas por las tres bobinas son:

$$f_1(x) = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad \text{Ec. 3-59}$$

$$f_{II}(x) = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \operatorname{sen}(\omega t - 120) \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - 120\right) \quad \text{Ec. 3-60}$$

$$f_{III}(x) = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \operatorname{sen}(\omega t - 240) \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - 240\right) \quad \text{Ec. 3-61}$$

$$F_R = f_I(x) + f_{II}(x) + f_{III}(x) \quad \text{Ec. 3-62}$$

$$F_R = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \operatorname{sen} \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x + \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \operatorname{sen}(\omega t - 120) \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - 120\right) + \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \operatorname{sen}(\omega t - 240) \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - 240\right) \quad \text{Ec. 3-63}$$

$$F_R = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \left[\operatorname{sen} \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x + \operatorname{sen} \omega t - 120 \cos \frac{\pi}{\tau} x - 120 + \operatorname{sen} \omega t - 240 \cos \frac{\pi}{\tau} x - 240 \right] \quad \text{Ec. 3-64}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\operatorname{sen} \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\alpha + \beta) \quad \text{Ec. 3-65}$$

$$F_R = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{2} \left[\operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right) \right] + \\ & \frac{1}{2} \left[\operatorname{sen}\left(\omega t - 120 - \frac{\pi}{\tau} x - 120\right) + \operatorname{sen}\left(\omega t - 120 + \frac{\pi}{\tau} x - 120\right) \right] + \\ & \frac{1}{2} \left[\operatorname{sen}\left(\omega t - 240 - \frac{\pi}{\tau} x - 240\right) + \operatorname{sen}\left(\omega t - 240 + \frac{\pi}{\tau} x - 240\right) \right] \end{aligned} \right\} \quad \text{Ec. 3-66}$$

$$F_R = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \left\{ \begin{array}{l} 3 \operatorname{sen} \omega t - \frac{\pi}{\tau} x + 3 \left[\operatorname{sen} \omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \operatorname{sen} \omega t - 240 + \frac{\pi}{\tau} x - \right. \\ \left. 240 + \operatorname{sen} \omega t - 120 + \frac{\pi}{\tau} x - 120 \right] \end{array} \right\} \quad \text{Ec. 3-67}$$

$$F_R = \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \operatorname{sen} \omega t - \frac{\pi}{\tau} x \quad \text{Ec. 3-68}$$

$$F_R = 1.35 n_c I \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) \quad \text{Ec. 3-69}$$

La primera de estas tres ecuaciones es idéntica a la deducida para la bobina sencilla. Se observa que la amplitud de cada onda es

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I = 0.9 n_c I \quad \text{Ec. 6-70}$$

Para obtener la resultante de la fmm producida por la tres fases, se toma la suma de $f_I + f_{II} + f_{III}$. Observando que $\operatorname{sen} \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \operatorname{sen} (\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \operatorname{sen} (\alpha + \beta)$ se obtiene el resultado final:

$$f(x) = \frac{3}{2} \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{4}{\pi} n_c I \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) = 1.35 n_c I \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) \quad \text{Ec. 6-71}$$

La fmm resultante contiene una función sen del tiempo y del espacio. El significado de esta función puede verse rápidamente de la figura 3.32 que representa la posición resultante alrededor del estator (en el entrehierro) para tres instantes de tiempo diferentes. La figura 3.32 a se refiere a $t = 0$, la figura 3.34 b se refiere a $t = t_1 > 0$, la figura 3.32 c a $t = t_2 > t_1$. Observase la posición de un punto fijo de la onda, por ejemplo el punto A, en los diferentes instantes de tiempo : a medida que el tiempo pasa, este punto se mueve hacia la derecha en la posición positiva del eje x. Esto significa que la función $\operatorname{sen} [\omega t - (x/\tau)x]$ representa una onda viajera.

Refiriéndose a la ecuación anterior, la amplitud de la onda viajera de la fmm

$$\left(\begin{array}{ccc} 3 & \sqrt{2} & 4 \\ 2 & 2 & \pi \end{array} n_c I \right) = 1.35 n_c I \quad \text{Ec. 3-72}$$

es una cantidad constante. De este modo, la fmm resultante de un arrollamiento trifásico (polifásico) es una fmm que viaja alrededor del estator (en el entrehierro) con amplitud constante. Una fmm semejante y el flujo producido por esta se refieren como una fmm giratoria y un flujo giratorio. Figura 3-32

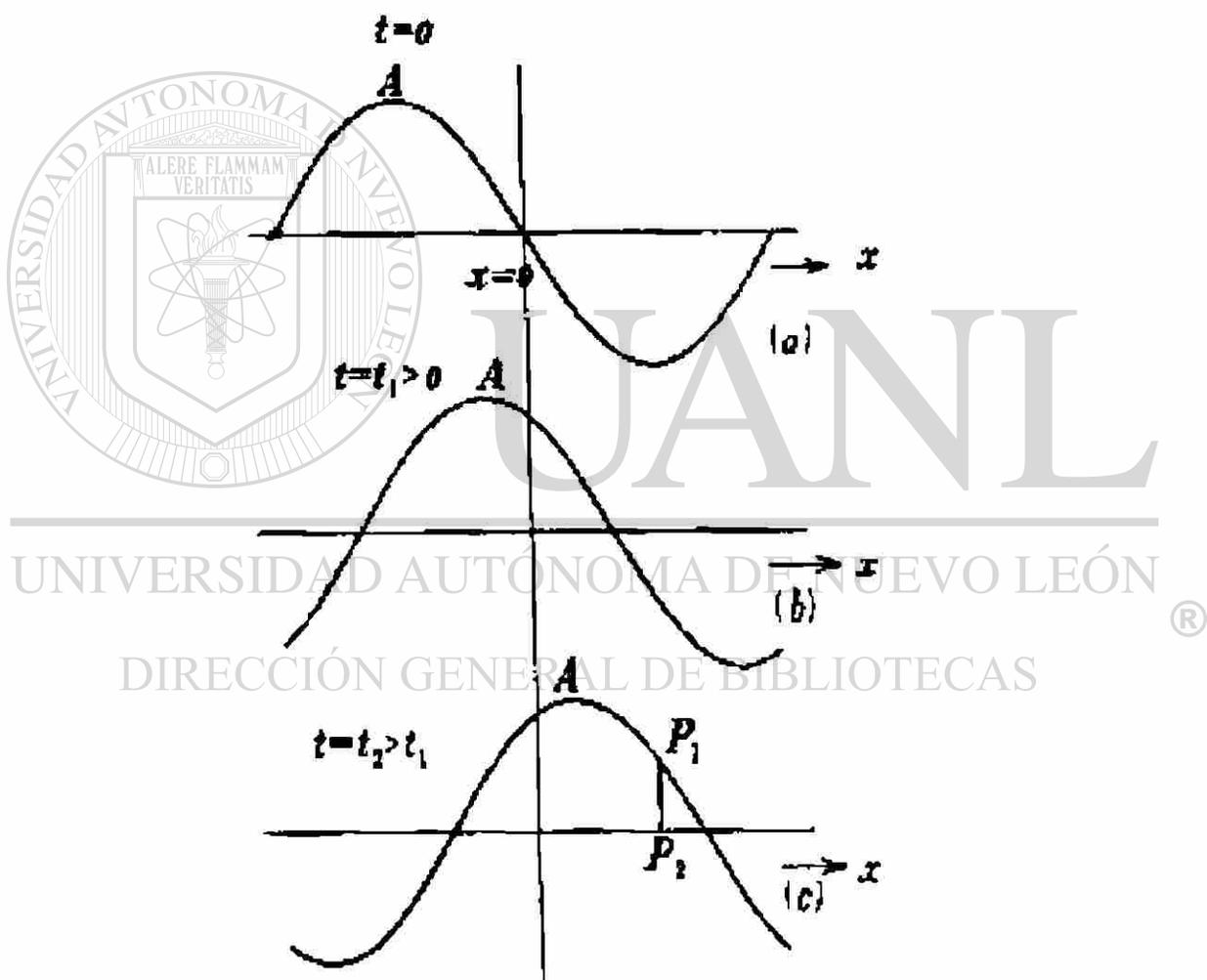


Figura 3-32 La función $\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)$ en diferentes instantes de tiempo.

Una comparación de la fmm o flujo giratorios, con la fmm o flujos alternos muestra que la primera tiene una amplitud constante y se mueve alrededor en el entrehierro de la máquina, mientras que la última tiene una amplitud variable y esta fija en el espacio.

El poder producir un flujo giratorio por bobinas sin movimiento y con corrientes polifásicas es un gran adelanto para el motor de inducción, ya que es una máquina comúnmente usada.

La velocidad de propagación de la onda de la fuerza magnetomotriz representada por la ecuación 15.3 y la del flujo producido por esta puede determinarse de la ecuación 15.3. El lado derecho de la ecuación 15.3 es una cantidad constante, diferenciando la segunda parte de la ecuación con respecto al tiempo se obtiene la siguiente expresión:

$$\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) = \text{constante} \quad \text{Ec. 3-73}$$

y por lo tanto,

$$\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) = \text{constante} \quad \text{Ec. 3-74}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Diferenciando esta ecuación con respecto a t, se obtiene la velocidad de propagación de la onda de la fuerza magnetomotriz dx/dt como

$$\frac{dx}{dt} = \omega \frac{\pi}{\tau} = 2f\tau = \frac{2\tau}{T} \quad \text{Ec. 3-75}$$

Esta ecuación establece que la onda se mueve, durante un ciclo de la corriente, una distancia x dos veces el paso polar esto es, su longitud de onda.

Para máquinas giratorias se acostumbra expresar la velocidad de propagación en rpm en vez de una distancia. La distancia cubierta por la onda en un minuto es $2f\tau \cdot 60$. La distancia que corresponde a una revolución del rotor es $p\tau$. De este modo la velocidad en rpm es

$$n_s = \frac{2f\tau \cdot 60}{p\tau} = \frac{120f}{p}$$

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad \text{Ec. 3-1}$$

3.4 Conexiones de un devanado trifásico

3.4.1 Conexiones estrella y doble estrella

Los devanados trifásicos de los motores de inducción están diseñados para operar con voltajes de línea 440 ó 220, estos devanados tienen 12 terminales de los cuales tres se dejan formando un neutro interno y las otras 9 terminales se sacan para numerarlas como se muestra en la figura 3-33.

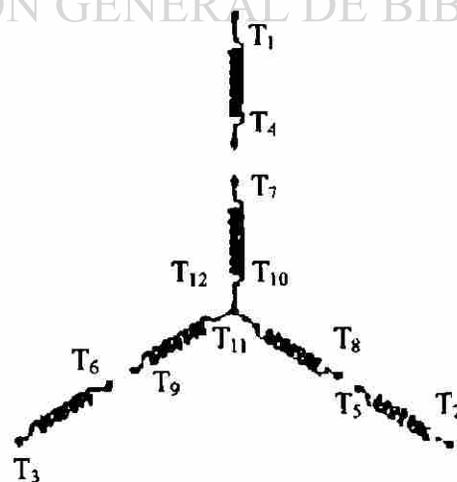


Figura 3-33 Devanado trifásico con terminales numeradas según NEMA

La conexión estrella se forma uniendo las terminales T_4 y T_7 alimentado por T_1 , en la segunda fase se unen T_5 y T_8 alimentado por T_2 por último en la tercera fase se unen T_6 y T_9 alimentado por T_3 . Las terminales T_{10} , T_{11} y T_{12} , como ya se había mencionado están internamente conectados desde un principio.

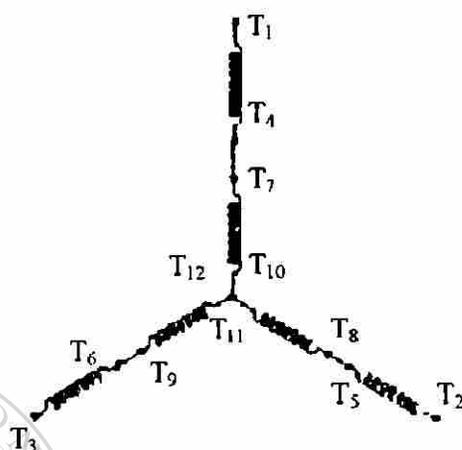


Figura 3-34 Conexión simple estrella

Para la conexión doble estrella se sigue el siguiente procedimiento se unen las terminales T_4 , T_5 , T_6 para formar un segundo neutro, se unen las terminales T_1 , T_7 de la fase A, luego se unen T_2 y T_8 de la segunda fase, por último se unen T_3 y T_9 de la tercera fase. Como se muestra en la figura 3-35

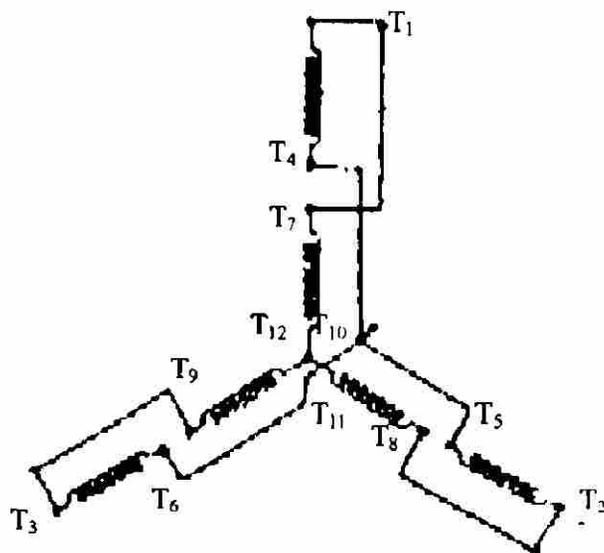


Figura 3-35 Conexión doble estrella

3.4.2 Conexiones delta y doble delta

Para las conexiones delta y doble delta el devanado se encuentra numerado en cada uno de las fases de la misma manera que en el caso anterior pero ahora se unen los extremos de cada fase internamente sacando 9 terminales como se muestra en la figura 3-36.

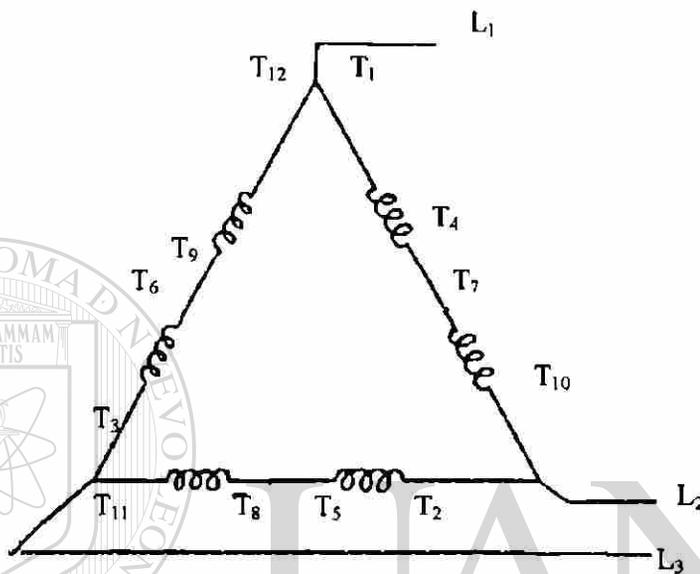


Figura 3-36 Conexión simple delta.

Para la conexión delta se unen las terminales (T₄ T₇) para la fase A, T₅ T₈ para la fase B y T₆, T₉ para la fase C alimentando por T₁, T₂, T₃. Para la conexión doble delta se unen las terminales T₁, T₇, T₆, T₁₂ de la fase A y C la siguiente unión es T₂, T₈, T₄, T₁₀ de las fases B y A la última unión es T₃, T₉, T₅, T₁₁ de las fases C y B.

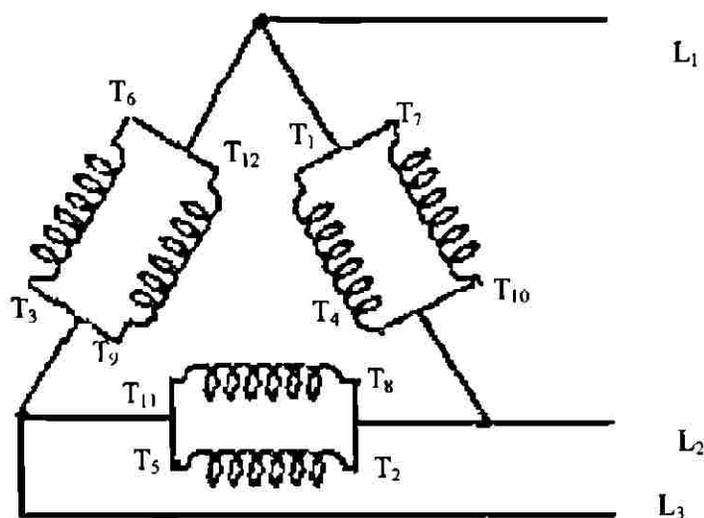


Figura 3-37 Conexión doble delta.



DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE MOTOR DE INDUCCIÓN DE CORRIENTE ALTERNA

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN[®]
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En el siguiente capítulo se determinarán las ecuaciones vectoriales del motor de inducción trabajando el motor en circuito abierto, circuito cerrado a rotor bloqueado. Se analizará el motor cuando está girando libremente. Esto se realizará con el fin de obtener el diagrama vectorial y el circuito equivalente. Así también a partir del circuito equivalente se determinarán las relaciones de potencia de campo giratorio, el par motor la eficiencia y las curvas características de funcionamiento.

4.1. Motor de inducción en reposo en circuito abierto

Considérese un motor trifásico con rotor de fase devanada trifásico, cuyos anillos deslizantes están en circuito abierto. Como se muestra en la figura 4-1.

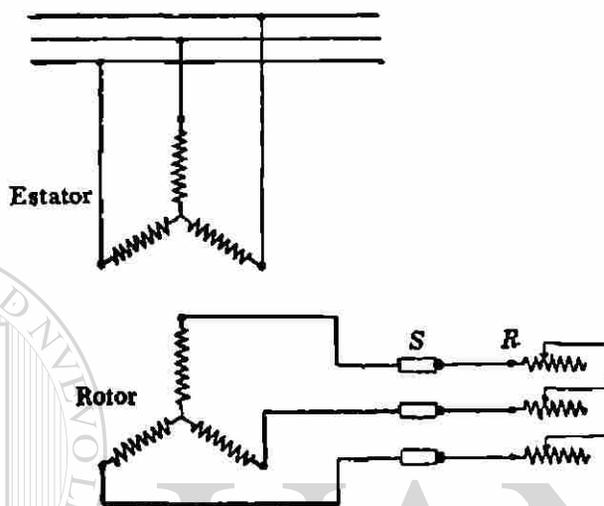


Figura 4-1 Diagrama esquemático de un motor de inducción trifásico, de rotor devanado.

Si aplicamos un voltaje al devanado del estator se establecen corrientes en el devanado creando un campo magnético giratorio, este campo magnético giratorio lo vamos a considerar de aquí en adelante como flujo giratorio total. En el devanado del estator además del voltaje aplicado se deben de considerar las fems inducidas ahora por el flujo giratorio. Este flujo giratorio se divide de manera tal que sobre el devanado del estator se induce una fem debida al flujo principal de excitación y otra fem por los flujos de dispersión. El flujo principal de excitación es el flujo que está entrelazado con ambos devanados, esto es, el devanado del estator y del rotor. Su trayectoria magnética esta constituida por los núcleos del estator, rotor, dientes del estator, dientes del rotor, y dos veces el entrehierro. Como se muestra en la figura 4-2, mientras que el flujo de dispersión es el que enlaza solamente al devanado del estator siendo su trayectoria magnética el aire.

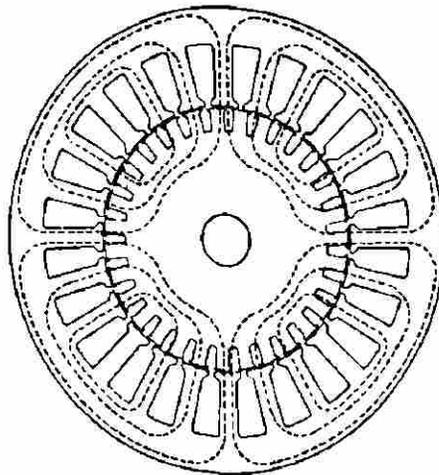


Figura 4-2 Trayectoria magnética del estator y rotor.

Los flujos que se consideran de dispersión son:

- a) - El flujo de dispersión de las ranuras .
- b) - El flujo de dispersión en la parte superior del diente.
- c) - El flujo de dispersión en los cabezales.
- d) - El flujo de dispersión diferencial.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Los flujos de dispersión de la ranura son las líneas de flujo que se establecen en el espacio de la ranura. Como se muestra en la figura 4-3.

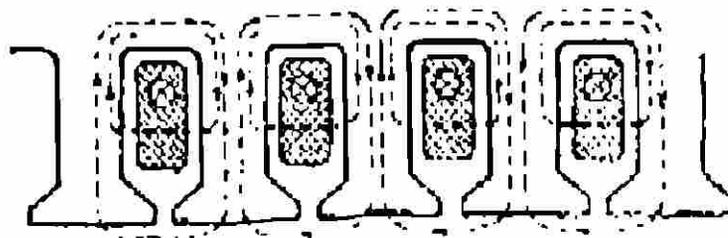


Figura 4-3 Flujos de dispersión en las ranuras.

Los flujos de dispersión en la parte superior del diente son las líneas de flujo que se establecen en la parte superior del diente o sea en el entrehierro sin pasar al hierro del rotor. Como se muestra en la figura 4-4.

El flujo de dispersión en los cabezales son las líneas de flujo que se establecen en las partes de la bobina que quedan expuestas al aire. Como se muestra en la figura 4-4.

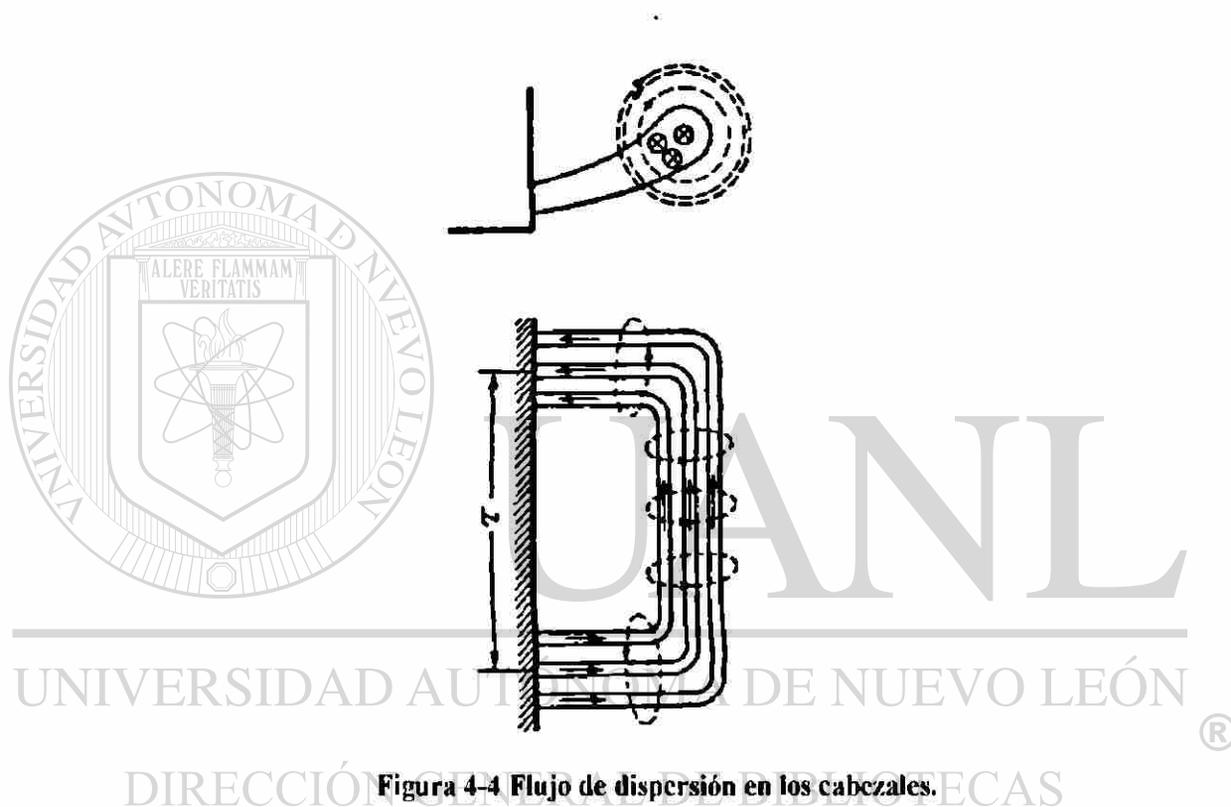


Figura 4-4 Flujo de dispersión en los cabezales.

Como ya se mencionó un devanado de corriente alterna produce una onda de fmm fundamental y ondas de fmm's armónicas. Únicamente el flujo producido por la onda fundamental produce el par motor útil de la máquina. Los flujos armónicos son flujos parásitos y se consideran como flujos de dispersión. Este flujo de dispersión es conocido como el flujo de dispersión diferencial ó armónico. La designación diferencial significa que es la diferencia entre la fmm total y la fmm fundamental es considerada como dispersión. A la onda fundamental se le conoce como onda principal ó bien onda síncrona.

La reluctancia de los flujos de dispersión esta determinada principalmente por el aire $\mu=1$ resultando una trayectoria de alta reluctancia, esto hace que los flujos de dispersión sean directamente proporcionales a las corrientes. Para el flujo principal de excitación la trayectoria magnética es de baja reluctancia por lo que el flujo depende de la permeabilidad de material, de la longitud del entrehierro, y de la fmm que lo produce.

Refiriéndonos nuevamente a las fems inducidas en el devanado del estator por el flujo principal de excitación y el flujo de dispersión. Ambas fems se atrasan de sus flujos en 90° eléctricos. El flujo principal de excitación es producido por la componente reactiva I_ϕ de la corriente magnetizante I_m . Mientras que los flujos de dispersión están producidos por la corriente del estator. La corriente magnetizante tiene una componente activa I_{h+f} en oposición de fase con la fem inducida por el flujo principal E_1 , que es necesaria para proporcionar las pérdidas por histéresis y corrientes de Foucault debidas al flujo principal.

$$I_\phi + I_{h+f} = I_m \quad \text{Ec. 4-1}$$

Aplicando la ley de mallas de Kirchoff para el devanado de estator es

$$V_1 = E_1 + jI_1 x_1 + I_1 r_1 \quad \text{Ec. 4-2} \quad \text{®}$$

El subíndice 1 indica el devanado primario (estator), V_1 , E_1 , I_1 , y los parámetros r_1 , x_1 , son valores por fase, así también los voltajes inducidos y las corrientes. La fem inducida E_1 por el flujo principal en el devanado del estator es :

$$E_{fase} = 4.44 f N \Phi_{max} KdKp \quad \text{Ec. 3-8}$$

El flujo principal de excitación también induce un voltaje en el devanado secundario. Generalmente cuando el rotor gira con una velocidad n_R en la dirección del flujo giratorio, la velocidad relativa entre el flujo giratorio y el devanado del rotor es n_s

– n_R . Para este caso el rotor esta en reposo $n_R = 0$, la velocidad relativa entre el flujo giratorio y el rotor es igual a n_s , esto es, la frecuencia de la fem inducida en el rotor es (Véase la Ec. 4.3)

$$f_2 = \frac{n_s p}{120} = f_1 \quad \text{Ec. 4-3}$$

La fem inducida en el devanado del rotor cuando esta en reposo esta dada por la siguiente ecuación.

$$E_{fase} = 4.44 f N \Phi_{max} K_d K_p \quad \text{Ec. 3-8}$$

La relación de las fems inducidas en ambos devanados por el flujo principal es igual a la relación de espiras efectivas. (Véase la Ec. 4-6).

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1 k_{dp1}}{N_2 k_{dp2}} \quad \text{Ec. 4-4}$$

La corriente magnetizante I_m en el motor de inducción es del 18% al 40% en rotor abierto de la corriente nominal.

4.2 Motor de Inducción en reposo a circuito cerrado

El devanado del rotor cortocircuitado, rotor bloqueado

Se supondrá en esta discusión que el devanado del rotor está cortocircuitado y el rotor bloqueado. En este caso la fem. Inducida E_2 por el flujo principal, producirá corrientes polifásicas en el devanado del rotor. Estas corrientes producen fmms giratorias que consisten en una onda principal y armónicas. Al igual que en el estator se considerara solamente la onda fundamental de rotor debido a que es la única que

contribuye al par útil del motor. Mientras que las fmms armónicas se consideraran indeseables porque son las que producen los flujos armónicos o flujos de dispersión.

Ya ha sido explicado que la frecuencia f_2 de los voltajes inducidos en el rotor en reposo es igual a la frecuencia del estator f_1 por lo tanto, la velocidad de la fmm del rotor con respecto al rotor, en reposo, es

$$n_s' = \frac{120f_2}{P} = \frac{120f_1}{P} = n_s \quad \text{Ec. 4-5}$$

Esta ecuación muestra que la velocidad de la fmm del rotor relativa al rotor es la misma que la velocidad de la fmm del estator relativa al estator, es decir $n_s' = n_s$. De este modo, se deduce que en reposo las ondas de las fmms del estator y del rotor son estacionarias entre sí. Se mostrará en el siguiente artículo que esto también es cierto cuando gira el rotor, sin importar la velocidad de rotación. El estado estacionario de las ondas de las fmms del estator y del rotor es una condición necesaria para la existencia de un par motor uniforme en la máquina.

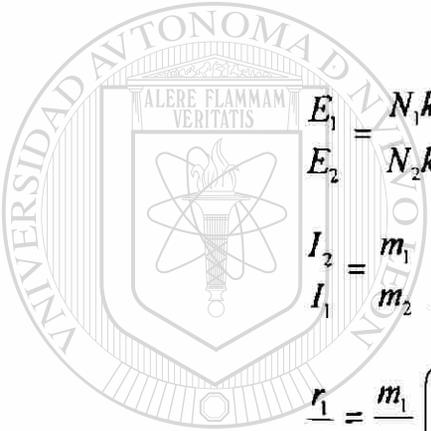
La onda de la fmms del rotor reacciona sobre la onda de la fmm del estator que está siempre en reposo con respecto a la onda del rotor, La reacción de la fmm del rotor se opone a la fmm del estator y tiende a reducir el flujo principal y E_f . De acuerdo con la ecuación de Kirchhoff Ec 4.2 , el estator está forzado a obtener más corriente de las líneas, compensando de este modo la reacción de armadura y sosteniendo el flujo principal, esto es, la fem E_f . Los términos $I_f r_f$ y $J I_f x_f$ aumentan al incrementar la corriente primaria I_f . No obstante, estos términos son pequeños en comparación con la fem inducida por el flujo principal, E_f , se puede decir que el flujo principal varía poco desde el vacío hasta plena carga.

Cuando el rotor conduce corriente, hay dos fmms en la máquina, y el flujo principal está determinado por la fmm resultante. Las fmms son véase la ecuación

$$F_1 = 0.9m_1 \frac{N_1}{P} k_{dp1} I_1 \quad \text{Ec. 4-6}$$

$$F_2 = 0.9m_2 \frac{N_2}{P} k_{dp2} I_2 \quad \text{Ec. 4-7}$$

En un motor de inducción es común referir los parámetros del rotor al estator o viceversa, para la simplificación de las formulas, diagramas vectoriales, circuitos equivalentes. Esto se hace en función de la relación de vueltas efectivas de los devanados del estator y rotor, las parámetros referidos del rotor al estator se indicarán mediante una prima y están dados por las siguientes ecuaciones.



$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1 k_{dp1}}{N_2 k_{dp2}} \quad \text{para tensión} \quad \text{Ec. 4-8}$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{m_1 N_1 k_{dp1}}{m_2 N_2 k_{dp2}} \quad \text{para corriente} \quad \text{Ec. 4-9}$$

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{N_1 k_{dp1}}{N_2 k_{dp2}} \right)^2 \quad \text{para resistencia y reactancia} \quad \text{Ec. 4-10}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

La fmm total que produce el flujo principal ϕ esta dado por la suma geométrica[®] de las fmm de ambos devanados F_1 y F_2 de las Ec. 4-6 y 4-7.

Esta suma geométrica produce la fmm magnetizante (véase la 4-11)

$$0.9m_1 \frac{N_1 k_{dp1}}{P} I_1 + 0.9m_2 \frac{N_2 k_{dp2}}{P} I_2 = 0.9m_1 \frac{N_1 k_{dp1}}{P} I_m \quad \text{Ec. 4-11}$$

sustituyendo para el valor de I_2 de la ecuación el valor de la ecuación 4-11 el resultado es el mismo que para el transformador.

$$\begin{aligned} I_1 &= m_2 N_2 k d P_2 \\ I_2 &= m_1 N_1 k d P_1 \end{aligned} \quad \text{Ec. 4-12}$$

$$I_1 = \left(\frac{m_2 N_2 k d P_2}{m_1 N_1 k d P_1} \right) I_2 \quad \text{Ec. 4-13}$$

$$I'_2 = \frac{m_2 N_2 k d P_2}{m_1 N_1 k d P_1} I_2 \quad \text{Ec. 4-14}$$

$$I_2 = \frac{m_1 N_1 k d P_1 I'_2}{m_2 N_2 k d P_2} \quad \text{Ec. 4-15}$$

$$\frac{0.9 m_1 N_1 k d P_1}{P} I_1 + \frac{0.9 m_2 N_2 k d P_2}{P} I_2 = \frac{0.9 m_1 N_1 k d P}{P} I_m \quad \text{Ec. 4-16}$$

$$m_1 N_1 k d P_1 I_1 + m_1 N_1 k d P_1 I'_2 = m_1 N_1 k d P_1 I_m \quad \text{Ec. 4-17}$$

Se divide la expresión por



$$\begin{aligned} & m_1 N_1 k d P_1 I'_2 \\ & I_1 + I'_2 = I_m \end{aligned} \quad \text{Ec. 4-18}$$

Las ecuaciones, de malla para el rotor y estator son, (véase Ec.4-2)

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$V_1 + E_1 - j I_1 x_1 = I_1 r_1 \quad \text{Ec. 4-19}$$

$$E'_2 - j I'_2 x'_2 = I'_2 r'_2 \quad \text{Ec. 4-20}$$

para ambos casos el rotor se considera en reposo.

Para esta condición el flujo principal del motor de inducción es pequeño, y la corriente es alta y limitada por las reactancias de dispersión y resistencias del devanado

primario, secundario, las corrientes de cortocircuito es de 3.5 a 8 veces la corriente nominal del motor de inducción.

4.3 Motor de inducción cuando gira

Cuando se alimenta el devanado del estator de un motor de inducción se establece el flujo giratorio, este flujo como ya se menciono corta los conductores del rotor induciéndose un voltaje y estableciéndose así las corrientes en el rotor. El motor comienza a girar debido a que el flujo giratorio ejerce fuerzas tangenciales sobre los conductores que conducen la corriente. El rotor gira en la misma dirección que el flujo giratorio, cuando el rotor gira a una velocidad n_R , la velocidad relativa entre el flujo giratorio y el devanado del rotor es igual $n_s - n_R$ como se muestra en la figura 4-5.

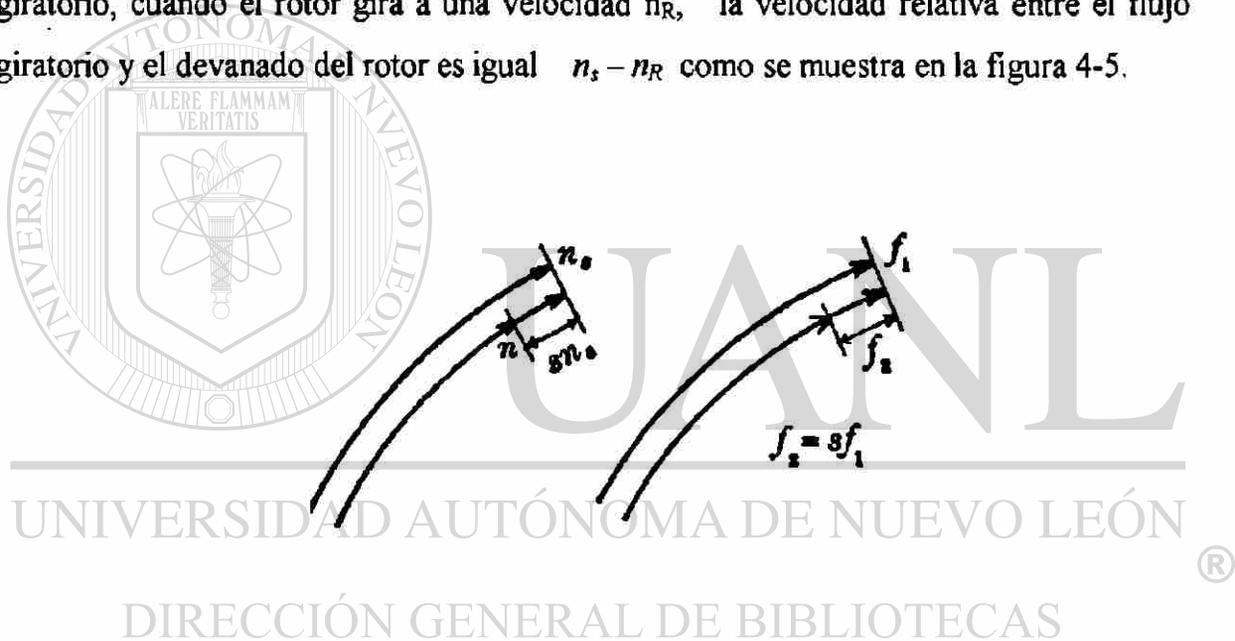


Figura 4-5 Ilustración de la velocidad de las ondas de las femms del estator y rotor en un motor polifásico.

Esto es lo que determina la magnitud y frecuencia del voltaje inducido en el rotor. El voltaje inducido en el devanado del rotor a la velocidad n_R es

$$E'_{2s} = 4.44 f_2 N k d P_2 \quad \text{Ec. 4-21}$$

$$E'_{2s} = s E'_2 \quad \text{Ec. 4-22}$$

Y la frecuencia de este voltaje inducido es

$$f_2 = \frac{n_{rel}P}{120} = \frac{sn_sP}{120} \quad \text{Ec. 4-23}$$

$$f_1 = \frac{n_sP}{120} \quad \text{Ec. 4-24}$$

$$f_2 = sf_1 \quad \text{Ec. 4-25}$$

El deslizamiento se define como la velocidad relativa con que el flujo corta los conductores del rotor de tal manera que la corriente que se induce al interactuar con el flujo magnético produzca un par lo suficientemente grande para vencer la carga o la misma inercia del rotor. El motor de inducción no puede trabajar a la velocidad de sincronía porque el par es cero a esa velocidad. El deslizamiento se da como una fracción de la velocidad sincrónica. El deslizamiento es la variable básica del motor de inducción.

$$n_s = \frac{120f_1}{P} \quad \text{Ec. 4-26}$$

De este modo, cuando el rotor gira con la velocidad n_R la ecuación de las mallas de kirchhoff de circuito del rotor se transforma en

$$sE'_2 - jI'_2sx'_2 = I'_2r'_2 \quad \text{Ec. 4-27}$$

Ahora, la velocidad de la onda de la fmm producida por el rotor, relativa al rotor

es

$$n_{Rel} = n_s - n_R = sn_s \quad \text{Ec. 4-28}$$

$$n_{Rel} = \frac{120f_2}{P} = \frac{120f_1s}{P} = sn_s = n_s - n_R \quad \text{Ec. 4-29}$$

Si la velocidad del rotor es igual a n_R , la velocidad de la onda de la fmm del rotor relativa al estator es $n_R + n_{Rel} = n_s$. Esta es la misma que la velocidad de la onda de fmm del estator relativa al estator, esto es, las ondas de las fmm del estator y del rotor son estacionarias entre sí a cualquier velocidad n_R del rotor. De este modo, el motor Polifásico es capaz de producir un par motor uniforme a cualquier velocidad del rotor.

Aplicando la ecuación de la corriente magnetizante se observa que se mantiene constante desde el vacío hasta plena carga a cualquier velocidad del rotor. Esto quiere decir que el punto de operación de la máquina es único.

$$I_m = I_1 + I'_2 = -E_1 Y_m = -E'_2 Y_m \quad \text{Ec. 4-30}$$

$$E_1 = E'_2 = -I_m Z_m = -(I_1 + I'_2) Z_m \quad \text{Ec. 4-31}$$

La ecuación de las mallas del rotor 4-27. Si se divide entre el deslizamiento

$$E'_2 = E_1 = \left(\frac{r'_2}{s} + jx'_2 \right) I'_2 \quad \text{Ec. 4-32}$$

que puede escribirse también como

$$E'_2 = E_1 = (r'_2 + jx'_2) I'_2 + \left(\frac{1-s}{s} \right) r'_2 I'_2 \quad \text{Ec. 4-33}$$

En esta ecuación el voltaje inducido referido al lado primario se deja en función de la corriente del rotor y de los parámetros del mismo, siendo el término $\frac{r'_2}{s}$ igual a la resistencia del devanado más un valor de resistencia de carga que representa la carga mecánica del motor de inducción, el otro término es x'_2 que es la reactancia de dispersión del rotor.

$$\frac{r'_2}{s} = r'_2 + r'_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad \text{Ec. 4-34}$$

El motor de inducción al girar se comporta como un transformador cargado con una resistencia ohmica pura.

La fem. secundaria $E'_2 = E_1$ es igual a la suma geométrica de $I'_2 \begin{pmatrix} r'_2 \\ s \end{pmatrix}$, en fase con I'_2 y la caída secundaria de la reactancia de dispersión $I'_2 x'_2$ que se adelanta 90° de I'_2 . El ángulo ψ_{2s} entre la corriente I'_2 del rotor y la fem. del rotor E'_2 es

$$\psi_{2s} = \tan^{-1} \frac{x'_2}{r'_2} = \tan^{-1} \frac{s x'_2}{r'_2} \quad \text{Ec. 4-35}$$

$$V_1 = -E_1 + j I_1 x_1 + I_1 r_1 \quad \text{Ec. 4-2}$$

$$E'_2 = E_1 = \left(\frac{r'_2}{s} + j x'_2 \right) I'_2 \quad \text{Ec. 4-32}$$

$$I_m = I_1 + I'_2 = -E_1 Y_m = \frac{-E_1}{Z_m} \quad \text{Ec. 4-36}$$

$$E_1 = I'_2 Z'_2 = (I_m - I_1) Z'_2 = I_m Z'_2 - I_1 Z'_2 \quad \text{Ec. 4-37}$$

$$E_1 = -E_1 Y_m Z'_2 - I_1 Z'_2 \quad \text{Ec. 4-38}$$

Si se divide el segundo término entre Z'_2 en el numerador y denominador:

$$E_1 = \frac{-I_1 Z'_2}{1 + Y_m Z'_2} \quad \text{Ec. 4-39}$$

$$I_1 = \frac{-E_1}{\left(\frac{1}{Z'_2} \right) + Y_m} \quad \text{Ec. 4-39}$$

$$V_1 = I_1 Z_1 + (-E_1) \quad \text{Ec. 4-40}$$

$$V_1 = I_1 Z_1 + \frac{I_1}{\left(\frac{1}{Z'_2} \right) + Y_m} \quad \text{Ec. 4-41}$$

$$V_1 = I_1 \left[Z_1 + \frac{Z'_2 Z_m}{Z'_2 + Z_m} \right] \quad \text{Ec. 4-42}$$

El motor de inducción cuando trabaja a par nominal el deslizamiento en general es bajo de 0.01 a 0.05; los valores mayores se aplican a motores pequeños y los valores menores se aplican a motores grandes.

La corriente primaria I_1 se encuentra como la suma geométrica de I_m e $-I'_2$. la tensión final V_1 del estator es la suma geométrica de E_1 (fuerza contra electromotriz) y las caídas de tensión $I_1 r_1$ y $I_1 x_1$. La primera en fase con I_1 y la última 90° a delante de I_1 . El ángulo de factor de potencia ϕ_1 entre la corriente primaria I_1 y la tensión primaria V_1 esta siempre en atraso en el motor de inducción. El atraso de I_1 con respecto a V_1 es originado por la corriente magnetizante y por las caídas de la reactancia de dispersión. Se requiere corriente reactiva para mantener ambos flujos: el flujo principal lo mismo que los flujos de dispersión.

4.5 Circuito equivalente del motor de inducción.

El circuito equivalente de un motor polifásico de inducción se puede deducir de las ecuaciones de mallas de Kirchhoff de ambos circuitos eléctricos. Las ecuaciones son las siguientes:

Donde V_1 es el voltaje de alimentación, I_1 es la corriente nominal del motor y Z_T es la impedancia nominal del motor de inducción vista desde el lado primario. Si se descomponen las impedancias Z_1 , Z'_2 , Z_m y la admitancia Y_m en sus componentes se pueden establecer cuatro circuitos equivalentes diferentes como se muestran en las figuras 4-7, 4-8, 4-9, 4-10.

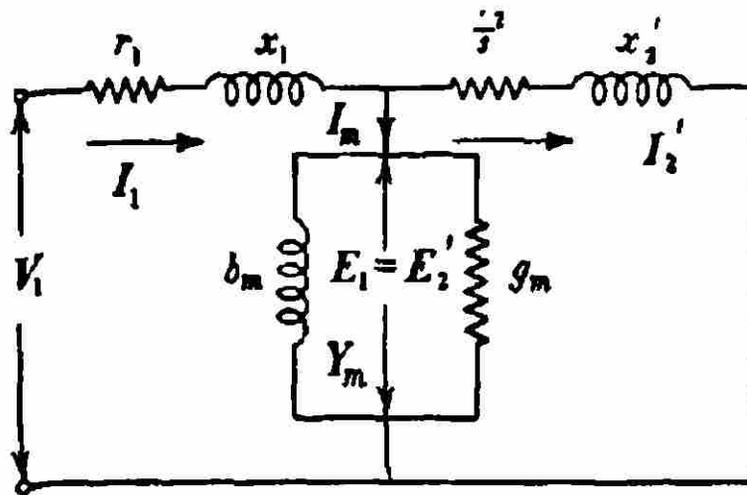
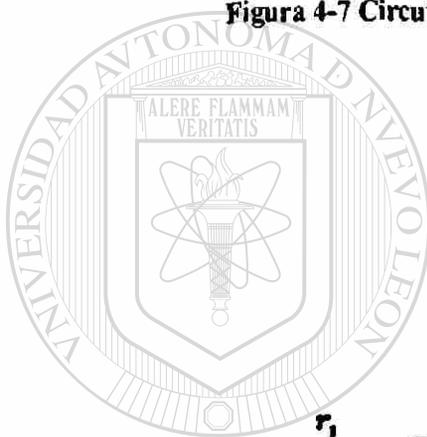


Figura 4-7 Circuito equivalente del motor de inducción.



U A N L

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

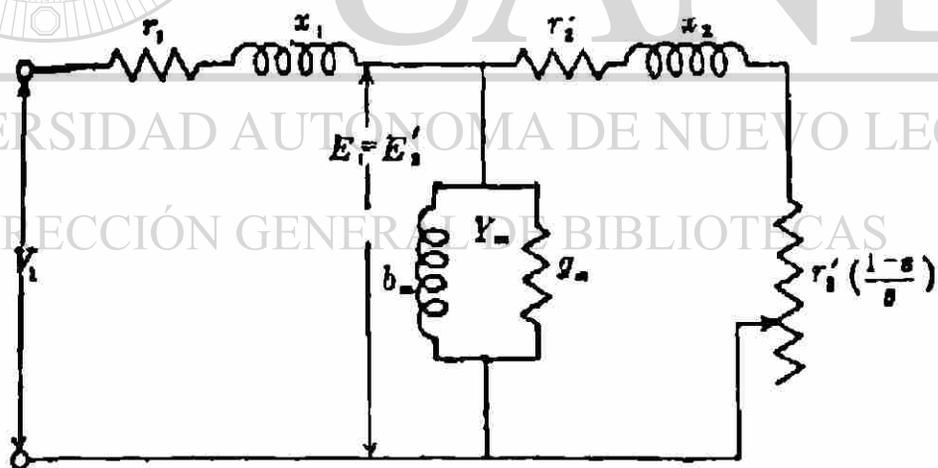


Figura 4-8 Circuito equivalente del motor de inducción.

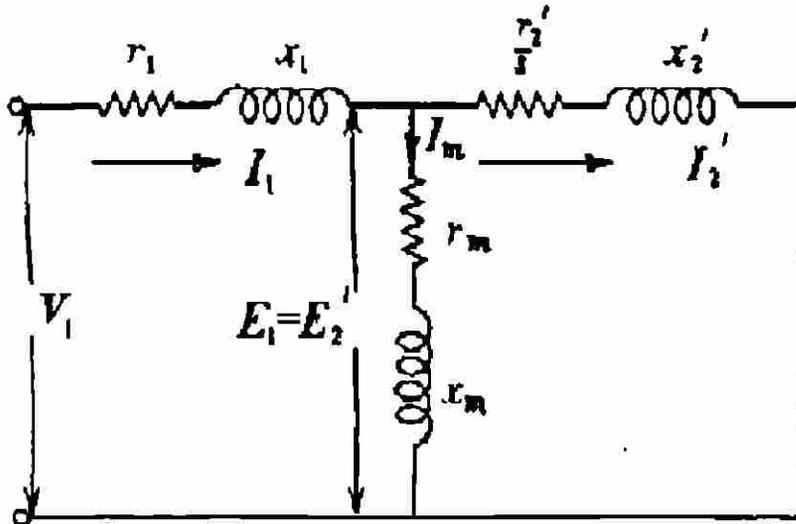


Figura 4-9 Circuito equivalente del motor polifásico de inducción.

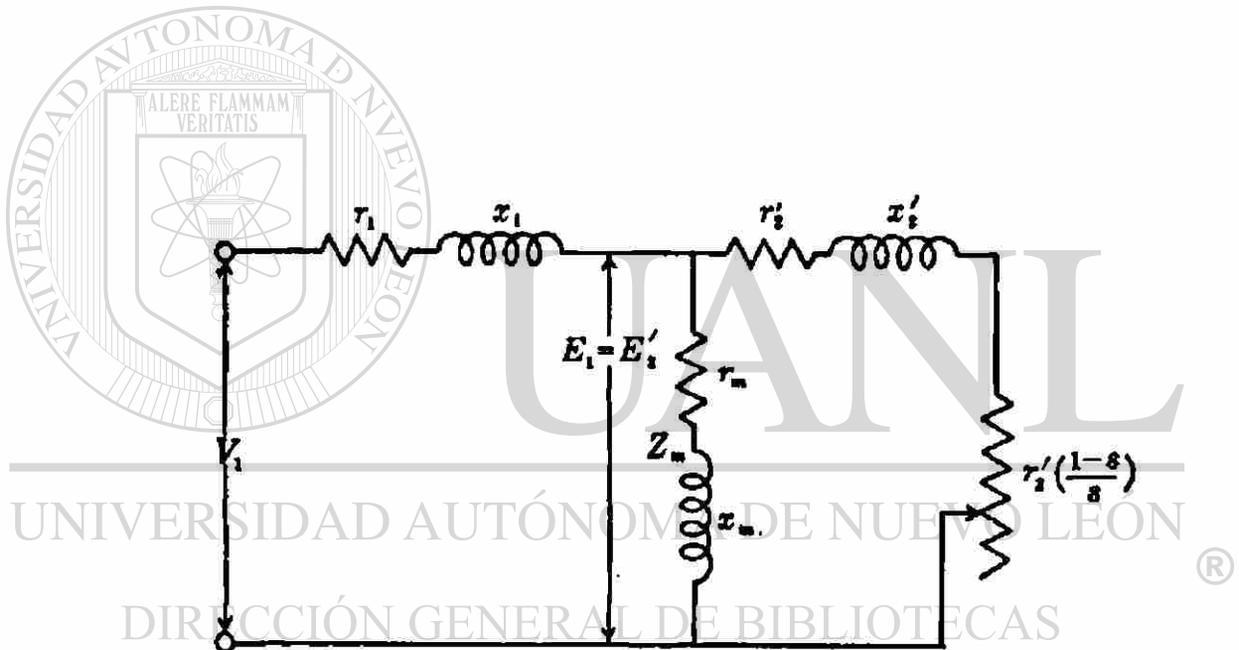


Figura 4-10 Circuito equivalente del motor polifásico de inducción.

Esto se debe a que la rama de magnetización se puede representar como una impedancia, con sus dos elementos en serie o como una admitancia con sus dos elementos en paralelo.

$$Z_m = r_m + jX_m$$

$$z_m = \frac{1}{Y_m} = \frac{1}{g_m + jb_m} \cdot \frac{g_m - jb_m}{g_m - jb_m} \quad \text{Ec. 4-44}$$

$$Z_m = \frac{g_m - jb_m}{g_m^2 - jb_m^2} = \frac{g_m - jb_m}{g_m^2 + b_m^2} \quad \text{Ec. 4-45}$$

$$Z_m = r_m + jX_m = \frac{g_m}{g_m^2 + b_m^2} - j \frac{b_m}{g_m^2 + b_m^2} \quad \text{Ec. 4-46}$$

$$r_m = \frac{g_m}{g_m^2 + b_m^2} \quad \text{Ec. 4-47}$$

$$|X_m| = \left| \frac{b_m}{g_m^2 + b_m^2} \right| \quad \text{Ec. 4-48}$$

Las otras dos formas como se puede representar el circuito equivalente es considerando $\left(\frac{r'_2}{s}\right)$ o bien $r'_2 + r'_2 \left(\frac{1-s}{s}\right)$. En donde la primera representa la resistencia total del circuito secundario, y en la segunda el primer termino se refiere a la resistencia propia del devanado y el segundo termino a la resistencia de carga.

El circuito equivalente nos ayuda al cálculo de parámetros fijos o parámetros variables. Pero debemos considerar que un circuito equivalente no representa necesariamente el funcionamiento real de todas las partes del aparato en que es equivalente. I'_2 no es la corriente real del rotor sino una corriente que fluyendo en el arrollamiento del estator produce la misma fem. que la corriente real del rotor fluyendo en el arrollamiento del rotor.

Véase la ecuación 4-26. La sustitución de una corriente equivalente del estator de frecuencia de línea por la corriente real del rotor de frecuencia de deslizamiento es posible debido a que la fmm del rotor está estacionaria con respecto a la fem del estator a cualquier velocidad del rotor, esto es independiente de la frecuencia de la corriente del rotor. Lo que podemos concluir es que los cálculos obtenidos por la ecuaciones básicas

producen los mismos resultados que usando el circuito equivalente. La ventaja principal del circuito equivalente es que se pueda realizar en un tablero analizador.

$$n_s = \frac{120 f_1}{P}$$

Ec. 4-26

4.6 Determinación de parámetros a partir de las pruebas de vacío y de rotor frenado

Los parámetros del motor de inducción se determinan a partir de las pruebas de vacío y la prueba de corto circuito a rotor frenado a tensión plena y a tensión reducida. De la prueba de vacío se determinan los parámetros del flujo principal, la reactancia de magnetización y la resistencia de magnetización. De la prueba de cortocircuito se obtienen los parámetros propios del devanado que son: la reactancia de dispersión del devanado primario y secundario, al igual que las resistencias del devanado primario y secundario. Aunque la resistencia del devanado primario se puede medir directamente.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

4.6.1 La prueba de vacío

En esta prueba el motor de inducción trabaja sin carga y se le aplica el voltaje nominal, se toman las lecturas de voltaje en vacío, corriente de vacío y potencia de entrada en vacío

Las potencia de entrada P_0 nos representa las pérdidas del motor en vacío. Estas son las pérdidas en el cobre $m_1 I_0^2 R_1$ en el devanado del estator, las pérdidas de histéresis y corrientes de Foucault P_{h+f} debidas al flujo principal, las pérdidas por fricción y

ventilación del rotor P_{F+V} , las pérdidas en el hierro debidas a la rotación y a la abertura de la ranura $P_{fe\ rot}$.

$$P_0 = m_1 I_0^2 r_1 + P_{h+f} + P_{F+V} + P_{fe\ rot} \quad \text{Ec. 4-49}$$

La corriente en el devanado secundario puede considerarse despreciable, la resistencia que representa la potencia mecánica del motor es muy elevada $r_2' (1-s/s)$, esto se debe a que en vacío el deslizamiento es muy pequeño; por lo que podemos considerar que el circuito secundario está abierto. De este modo el circuito equivalente del motor de inducción en vacío esta representado por la figura 4-11.

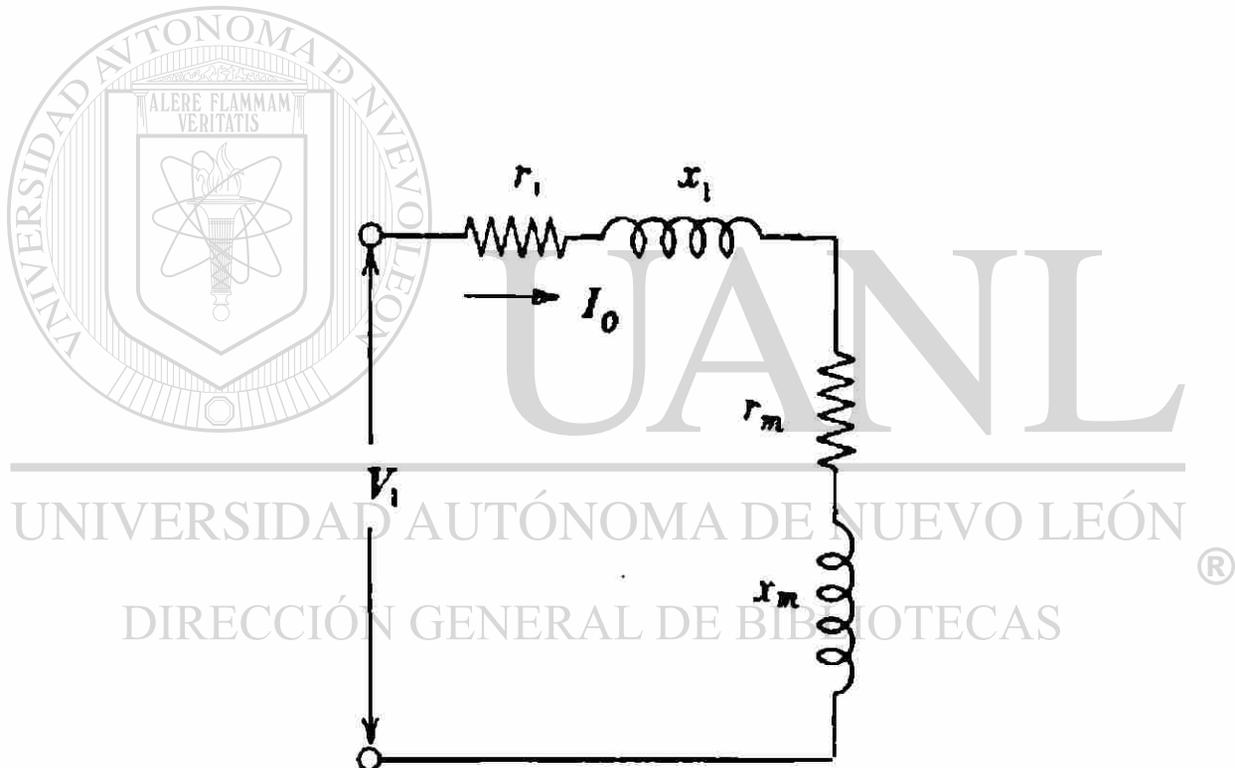


Figura 4-11 Circuito equivalente del motor de inducción en vacío

De donde r_m se calcula a partir de la pérdidas del núcleo estas pérdidas se pueden obtener de la siguiente manera se mueve el rotor de la máquina de inducción mediante otra máquina a la velocidad síncrona, con estos nos aseguramos que las corrientes en el rotor son cero y que las pérdidas de fricción más viento y la pérdidas de rotación son proporcionadas por dicha máquina prima. La potencia leída ahora en el aparato será

$$P'_0 = m_1 I_0'^2 r_1 + P_{h+f} \quad \text{Ec. 4-50}$$

Donde P'_0 es la nueva potencia de entrada y la I_0' la corriente del estator cuando el deslizamiento es $s = 0$. Si se mide la resistencia del devanado del estator se puede calcular las pérdidas de núcleo. Véase la ecuación 4-45.

$$P_{h+f} = P'_0 - m_1 I_0'^2 r_1 \quad \text{Ec. 4-51}$$

$$r_m = \frac{P_{h+f}}{I_0'^2} - r_1 \quad \text{Ec. 4-52}$$

La fem. inducida E_1 por el flujo principal de excitación en el devanado del estator en vacío es

$$E_1 \approx V_1 - I_0 x_1 \quad \text{Ec. 4-53}$$

El valor de x_1 se obtiene a partir de la prueba de cortocircuito.

La conductancia de la trayectoria del flujo principal es

$$g_m = \frac{P_{h+f}}{m_1 E_1^2} \quad \text{Ec. 4-54}$$

Del circuito equivalente en el vacío

$$x_m \approx \frac{E_1}{I_0} \quad \text{Ec. 4-55}$$

Y la resistencia del flujo principal r_m

$$r_m = \frac{g_m}{g_m^2 + b_m^2} \approx \frac{g_m}{b_m^2} \approx g_m x_m^2 \quad \text{Ec. 4-56}$$

4.6.2. Prueba de corto circuito (rotor frenando) tensión reducida

Esta prueba se lleva a cabo bloqueando frenando el rotor, se aplica un voltaje reducido de tal manera que en el devanado primario circule la corriente nominal, se toman las lecturas de voltaje, corriente y potencia (esto es para simular que la máquina trabaja bajo condiciones nominales). En reposo el deslizamiento es igual a la unidad por lo que la resistencia que representa la carga mecánica vale cero, quedando el circuito equivalente como se muestra en la figura 4-12.

Si

$$n_R = 0$$

$$s = \frac{n_s - n_R}{n_s} = 1$$

Ec. 4-57

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

∴

$$r_2' \left(\frac{1-s}{s} \right) = 0$$

Ec. 4-58

Ahora se considera que la rama de magnetización presenta una alta impedancia, que su corriente de excitación es pequeña, y que las pérdidas en el núcleo también son pequeñas. Por lo que se puede despreciar la rama de magnetización. A su vez la potencia de entrada es consumida por las pérdidas en el cobre en ambos devanados. Ver figura 4-12.

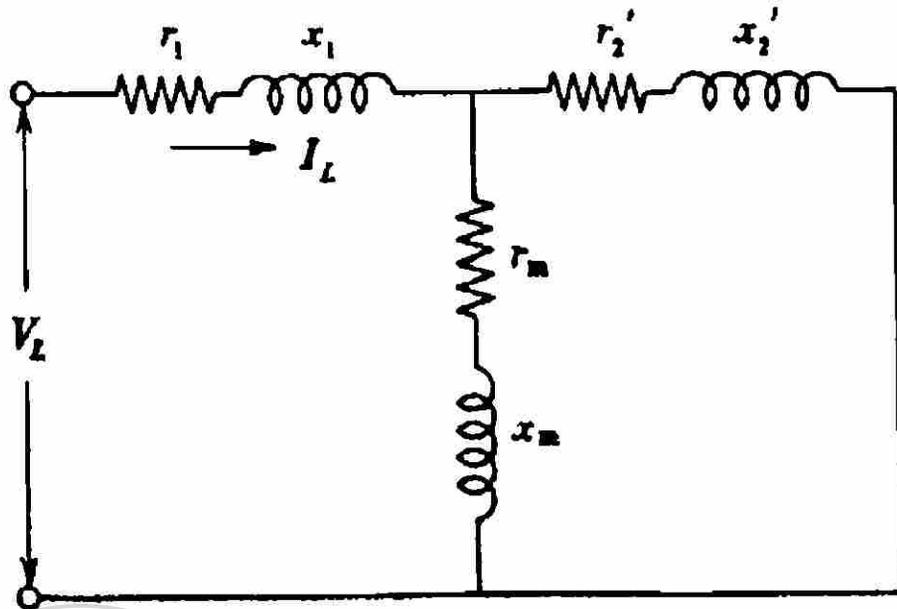


Figura 4-12 Circuito equivalente del motor polifásico de inducción.

De los valores obtenidos de la medición de voltaje, corriente, potencia se determinan la impedancia de corto circuito, la resistencia de corto circuito y la reactancia de corto circuito.

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L}$$

Ec. 4-59

$$R_L = \frac{P_L}{m_1(I_L)^2}$$

Ec. 4-60

$$X_L = \sqrt{Z_L^2 - R_L^2}$$

Ec. 4-61

Por otra parte, el circuito equivalente de la Figura 4-12 produce

$$R_L \approx r_1 + r_2'$$

Ec. 4-62

$$X_L = \frac{x_1}{1 + \tau_2} + x_2' - \frac{r_1 r_2'}{x_m} \quad \text{Ec. 4-63}$$

donde $\tau_2 = \frac{x_2'}{x_m}$

La resistencia r_1 del estator se mide directamente del devanado primario y como R_L se determina con valores obtenidos de la prueba.

$$r_2' \approx R_L - r_1 \quad \text{Ec. 4-54}$$

para obtener los parámetros x_1 y x_2' podemos despreciar de la ecuación 4-56 $(1 + \tau_2)$ y $r_1 r_2' / x_m$ por ser valores pequeños.

$$X_L \approx x_1 + x_2' \quad \text{Ec. 4-65}$$

$$x_1 \approx x_2' \approx \frac{X_L}{2} \quad \text{Ec. 4-66}$$

Con el valor de x_1 se puede ahora determinar los valores de r_m y x_m en la prueba de vacío.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

4.6.3 Influencia de los parámetros en el funcionamiento del motor

El funcionamiento de un motor de inducción está caracterizado por las seis cantidades siguientes:

- a) Calentamiento en los devanados y en el hierro, pérdidas en los devanados debido al cobre y a las pérdidas del núcleo.
- b) Rendimiento.
- c) Factor de Potencia
- d) Par motor máximo

- e) Corriente de arranque (transitoria).
- f) Par de arranque.

Los valores que se requieren en cada uno de los parámetros no son los mismos para las seis cantidades; se contradicen parcialmente entre sí, así que el diseñador debe de establecer las características que se quieren en el motor. A continuación trataremos de recomendar estas contradicciones.

- a) En el primer caso el calentamiento en los devanados y del hierro depende de las pérdidas I^2R y de las pérdidas del vacío. Por lo que se requiere que las resistencias r_1 y r'_2 de los devanados sean pequeñas, para que el paso de la corriente a través de éstas produzca un I^2R pequeño en cada devanado. Para lograr que las pérdidas en el núcleo debidos al flujo principal sean bajas se requiere que el flujo en el núcleo sea pequeño.
No obstante, el par motor esta determinado por el flujo principal y las corrientes del rotor. Un flujo principal pequeño requiere altas corrientes y altas pérdidas I^2R .
- b) El rendimiento está determinado por las pérdidas totales del motor. Cuanto menor sean las pérdidas a una carga dada mayor será el rendimiento a esta carga. La consideración para bajas pérdidas está dada en el inciso a).
- c) Para un factor de potencia elevado es necesaria una corriente reactiva baja, este Es que las reactancias de dispersión x_1 y x'_2 sean pequeñas, así también el entre hierro debe ser lo mas pequeño posible mecánicamente; por lo que se tendrá un pequeño flujo.
- d) Para lograr un alto par motor máximo se requiere que las resistencias de los devanados sean pequeños. Físicamente esto se puede explicar de la siguiente manera: El par motor esta determinado por la potencia del campo giratorio y cuanto mayor sean las pérdidas primarias para una potencia de entrada dada, menor es la potencia de campo giratorio. A su vez se requieren que las

$$P_{ent} = P_{cgr} + P_{pérdidas}$$

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{7.04}{n_s} P_{cgr}$$

reactancias x_1 y x'_2 sean pequeñas para lograr un par motor máximo. Esto se puede ver de la ecuación deslizamiento máximo.

La resistencia secundaria r'_2 no tiene influencia en la magnitud del par motor máximo debido a que r'_2 no tiene influencia en la potencia del campo giratorio. La magnitud de r'_2 tiene influencia únicamente al deslizamiento en que ocurre el par motor máximo (deslizamiento máximo).

- e) Las corrientes de arranque están determinadas principalmente por las reactancias de dispersión x_1 y x'_2 (en motores pequeños también por r_1 y r'_2). No es deseable una alta corriente de arranque debido a la caída de tensión que esta produce en las líneas de alimentación y las normas que limitan la corriente transitoria. Estas normas han sido establecidos para motores de tamaño pequeño y medio por la NEMA (National Electrical Manufacturers Association) las reactancias de dispersión x_1 y x'_2 deben de tener ciertos valores para satisfacer estas normas. De este modo las limitaciones con respecto a las corrientes de arranque son contrarias a los requisitos para un buen factor de potencia elevado y un par motor máximo elevado.

- f) Se observa del circuito equivalente que un alto par de arranque se logra solo cuando las pérdidas del cobre en el rotor son elevadas. En reposo $I'_2 \approx I_1$ esto es, en reposo I'_2 es casi igual a la corriente de rotor frenado. Esta corriente esta limitada por la fuente que proporciona la potencia. Por lo tanto para un par de arranque elevado la resistencia r'_2 del rotor debe ser alta. Una alta resistencia del rotor contradice los requerimientos para un rendimiento elevado. Como se puede observar en cada caso se requieren diferentes valores. Por lo tanto en cada caso el diseñador proporcionará los parámetros según las características del motor a diseñar.

Los conductores que manejan corriente alterna a frecuencias elevadas se ven afectados por el efecto pelicular. Este efecto hace que la corriente en el conductor fluya por la periferie y no por el centro. Ocasionando un incremento aparente en la resistencia del conductor. Es por esto que nos vemos en la necesidad de corregir los parámetros de funcionamiento obtenidos en la prueba de cortocircuito a voltaje reducido y rotor bloqueado. En este caso la resistencia del devanado secundario y la reactancia de dispersión se determinan a una frecuencia de 60 Hz. Mientras que dichos parámetros en funcionamiento normal la frecuencia es baja, esto es debido a que el motor adquiere velocidad, la frecuencia del rotor disminuye y el valor de la reactancia de dispersión cambia al igual que el valor de la resistencia del secundario. Para la obtención de los factores del efecto pelicular para la resistencia del devanado secundario y la reactancia de dispersión del secundario véase la figura 4-13.

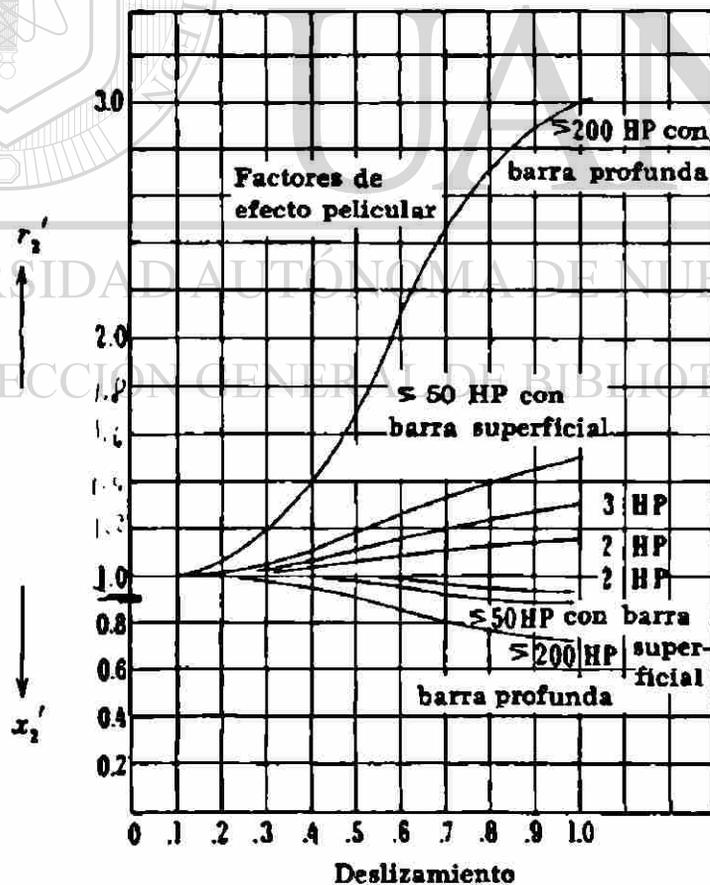


Figura 4-13 Factores del efecto pelicular.

4.6.4 Influencia de la saturación sobre los parámetros del motor de inducción.

La reactancia del flujo principal en general se puede tomar como un parámetro constante, aunque puede tomar diferentes valores a plena carga y a deslizamientos elevados, no es considerable la variación por tener un valor muy grande.

Las reactancias de dispersión x_1 y x'_2 se consideran constantes pero el valor de x'_2 es un parámetro variable considerando el efecto pelicular.

Así también los valores x_1 y x'_2 que se consideran constantes desde el vacío hasta tener algo de sobre carga, puede cambiar su valor si consideramos deslizamientos elevados o grandes corrientes en el reposo.

Esto da lugar a que se considere lo siguiente: cuando se desee calcular la corriente o factor de potencia en una máquina que trabaja a bajos deslizamientos y plena carga se deben considerar los parámetros no saturados; y cuando se desee calcular la corriente en el arranque o grandes deslizamientos se deben de considerar parámetros saturados. Para determinar el factor de saturación véase la figura 4-14.

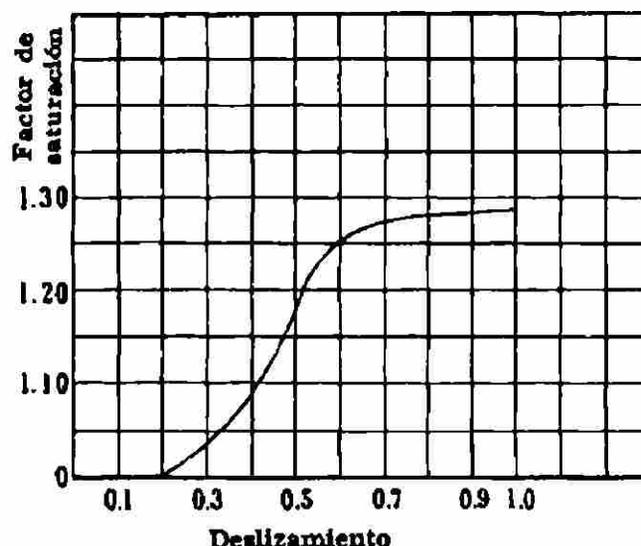


Figura 4-14 Factores de saturación.

4.6.5 Cálculo de los Parámetros del Motor de Inducción.

Se determinarán los seis parámetros saturados y no saturados de un motor de inducción jaula de ardilla de 3 Hp, 440/220 volts, 3 fases, 60 hertz, 4 polos, 1 750 rpm. de una prueba en vacío y una de rotor frenado, a tensión plena y tensión reducida. La resistencia del estator a 25°C es de 2.26 Ohms. Las pérdidas por fricción y ventilación son de 44 watts, las pérdidas parásitas = 48 watts.

Prueba en vacío 75°C

$$V_1 = 440 \text{ volts}$$

$$I_0 = 2.36 \text{ amp}$$

$$P_0 = 211 \text{ watts}$$

Prueba de rotor frenado

(Tensión plena)

$$V_L = 440 \text{ volts} = V_1$$

$$I_L = 29.1 \text{ amp}$$

$$P_L = 13.92 \text{ Kw}$$

Prueba de rotor frenado

(Tensión reducida)

$$V_L = 76 \text{ volts}$$

$$I_L = 4.25 \text{ amp}$$

Factor de efecto pelicular para $r'_2 = 1.3$ y para $x'_2 = 0.97$, estos valores son tomados de la figura 4-13.

Reactancias saturadas

$$Z_L = \frac{440}{\sqrt{3} \times 29.1} = 8.73 \text{ ohms}$$

$$R_L = \frac{13920}{3 \times (29.1)^2} = 5.48 \text{ ohms}$$

$$X_L = \sqrt{Z_L^2 - R_L^2} = 6.8 \text{ ohms}$$

$$r_1 (\alpha 75^\circ\text{C}) = 2.26 \times \frac{234.5 + 75}{234.5 + 25} = 2.69 \text{ ohms}$$

$$r'_2 = 5.48 - 2.69 = 2.79 \text{ ohms}$$

$$x_1 = x'_2 = 3.4 \text{ ohms}$$

Reactancias no saturadas

$$Z_L = \frac{76}{\sqrt{3} \times 4.25} = 10.3 \text{ ohms}$$

$$X_L = \sqrt{(10.3)^2 - (5.48)^2} = 8.72 \text{ ohms}^{\text{R}}$$

$$x_1 = x'_2 = \frac{8.72}{2} = 4.36 \text{ ohms}$$

Los parámetros no saturados se calcularon a 60 Hertz, por lo que se debe de corregir r'_2 y x'_2 por el efecto pelicular, para poderlos considerar como parámetros de funcionamiento durante la marcha.

$$r'_2 = \frac{2.79}{1.30} = 2.14 \text{ ohms (corregida)} \quad x'_2 = \frac{4.36}{0.97} = 4.5 \text{ ohms (corregida)}$$

De la prueba de vacío determinaremos x_m y r_m . Para calcular x_m vease Ec. 4-53 4-55.

$$x_m = \frac{254 - 2.36 \times 4.36}{2.36} = \frac{243.7}{2.36} = 103 \text{ ohms}$$

$$P_0 = m_1 I_0^2 r_1 + P_{h+f} + P_{F+V} + P_{fe \text{ rol}}$$

$$P_{h+f} + P_{fe \text{ rol}} = 211 - 3(2.36)^2 \times 2.69 - 44 = 122 \text{ watts}$$

Se supondrá que las pérdidas en el núcleo debidas al flujo principal son el 50 % de las pérdidas totales en el hierro.

$$P_{h+f} = 61 \text{ watts}$$

$$g_m = \frac{P_{h+f}}{m_1 \times E_1^2}$$

$$g_m = \frac{61}{3 \times (243.7)^2} = 3.43 \times 10^{-4} \text{ mho.}$$

$$r_m = g_m x_m^2 = 3.43 \times 10^{-4} \times (103)^2 = 3.66 \text{ ohms}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
Parámetros saturados para el arranque Parámetros no saturados para la marcha ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$r_1 = 2.69 \text{ ohms} = 0.0311 \text{ p-u}$$

$$r_1 = 2.69 \text{ ohms} = 0.0311 \text{ p-u}$$

$$r'_2 = 2.79 \text{ ohms} = 0.0322 \text{ p-u}$$

$$r'_2 = 2.14 \text{ ohms} = 0.0248 \text{ p-u}$$

$$x_1 = x'_2 = 3.40 \text{ ohms} = 0.393 \text{ p-u}$$

$$x_1 = 4.36 \text{ ohms} = 0.0505 \text{ p-u}$$

$$x_m = 103 \text{ ohms} = 1.19 \text{ p-u}$$

$$x'_2 = 4.50 \text{ ohms} = 0.052 \text{ p-u}$$

$$r_m = 3.66 \text{ ohms} = 0.0423 \text{ p-u}$$

$$x_m = 103 \text{ ohms} = 1.19 \text{ p-u}$$

$$r_m = 3.66 \text{ ohms} = 0.0423 \text{ p-u}$$

4.7 Relaciones de Potencia y par motor

La ecuación del rotor 4-27 se multiplica por I'_2 y el número de fases. Véase la ec. 4-60.

$$E'_2 = I'_2 \left(\frac{r'_2}{s} \right) + I'_2 x'_2 \quad \text{Ec. 4-67}$$

$$mE'_2 I'_2 = mI'^2_2 \left(\frac{r'_2}{s} \right) + I'^2_2 x'_2 \quad \text{Ec. 4-68}$$

El primer termino representa la potencia total aparente, el segundo termino es la potencia total activa del rotor y el tercer termino es la potencia reactiva contenida en los flujos de dispersión. Como la fem y las corrientes son inducidas por el flujo giratorio, la potencia activa se conoce como potencia del campo giratorio.

$$P_{cgr} = mI'^2_2 \left(\frac{r'_2}{s} \right) \quad \text{Ec. 4-69}$$

La potencia de campo giratorio se expresa como las pérdidas del devanado secundario P_e mas la potencia mecánica desarrollada $P_{m\ des.}$ Véase la ecuación 19.3

$$P_{cgr} = P_e + P_{m\ des} \quad \text{Ec. 4-70}$$

$$P_e = m_1 I'^2_2 (r'_2) \quad \text{Ec. 4-71}$$

Despejando las pérdidas del devanado de la ecuación 4-62 queda la siguiente expresión:

$$P_e = sP_{cgr} \quad \text{Ec. 4-72}$$

Si se restan las pérdidas del devanado secundario a la potencia de campo giratorio se obtiene la $P_{mec. des.}$

$$P_{mdes} = P_{cgir} - P_e = m_1 I_2'^2 \left(\frac{r_2'}{s} \right) - m_1 I_2'^2 r_2' \quad \text{Ec. 4-73}$$

$$P_{mdes} = m_1 I_2'^2 \left(\frac{r_2'}{s} \right) - m_1 I_2'^2 r_2' = m_1 I_2'^2 \left(\frac{1-s}{s} \right) r_2' \quad \text{Ec. 4-74}$$

$$P_{mdes} = m_1 I_2'^2 \left(\frac{1-s}{s} \right) r_2' \quad \text{Ec. 4-75}$$

Si ahora le restamos las pérdidas mecánicas del motor de inducción a la potencia mecánica desarrollada, obtendremos la potencia entregada en flecha o bien potencia de salida: P_{f+v} = Pérdidas de fricción + viento P_{rot} = Pérdidas rotacionales

$P_{párasitas}$ = Pérdidas párasitas

$$P_{mecánica} = P_{f+v} + P_{rot} + P_{párasitas} \quad \text{Ec. 4-76}$$

$$P_{en\ flecha} = P_{mac\ des} - P_{mecánicas} \quad \text{Ec. 4-77}$$

$$P_{en\ flecha} = P_{salida} \quad \text{Ec. 4-78}$$

Usando la relación básica de la mecánica puede deducirse la expresión del par motor desarrollado del motor Polifásico de inducción.

$$P = T\omega \quad \text{Ec. 4-79}$$

$$T = \frac{P}{\omega} = \frac{P_{cgir}}{2\pi n} \quad \text{Ec. 4-80}$$

$$T_{cgir} = \frac{m_1 I_2'^2 \left(\frac{r_2'}{s} \right)}{\frac{2\pi n}{60}} = \frac{9.54}{n_s} m_1 I_2'^2 \left(\frac{r_2'}{s} \right) \quad \text{Ec. 4-81}$$

$$T_{cgir} = \frac{9.54}{n_s} m_1 I_2'^2 \left(\frac{r_2'}{s} \right) \quad \text{N-m} \quad \text{Ec. 4-82}$$

$$T_{\text{cgr}} = \frac{7.04}{n_s} m_1 I_2'^2 \left(\frac{r_2'}{s} \right) \quad \text{lb-pie} \quad \text{Ec. 4-83}$$

El par mecánico desarrollado se determina considerando la potencia mecánica desarrollada.

$$T_{\text{mdes}} = \frac{7.04}{n_R} m_1 I_2'^2 r_2' \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad \text{Ec. 4-84}$$

$$n_R = (1-s)n_s \quad \text{Ec. 4-85}$$

El par motor desarrollado del motor de inducción es directamente proporcional a la potencia de campo giratorio y esta en función del deslizamiento y de la corriente secundaria.

Si la velocidad del rotor se expresa en función de la sincrónica el par del campo giratorio es igual al par mecánico desarrollado.

$$T_{\text{mdes}} = \frac{7.04}{(1-s)n_s} m_1 I_2'^2 r_2' \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad \text{Ec. 4-86}$$

$$T_{\text{mdes}} = \frac{7.04}{n_s} m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s} \quad \text{Ec. 4-87}$$

El par entregado en flecha se determina considerando la ecuación de la potencia entregada en flecha.

$$T_{\text{en. en flecha}} = \frac{7.04}{n_s} P_{\text{en. en flecha}} \quad \text{Ec. 4-88}$$

Para calcular el par motor máximo utilizaremos el valor del deslizamiento máximo que esta dada por la siguiente expresión:

$$s_{\text{máximo}} \approx \frac{(1 + \tau_1)r_2'}{x_1 + (1 + \tau_1)x_2'} \quad \text{Ec. 4-89}$$

$$\tau_1 = \frac{x_1}{x_m} \quad \text{Ec. 4-90}$$

$$\tau_2 = \frac{x'_2}{x_m} \quad \text{Ec. 4-91}$$

La relación del par motor máximo al par nominal determina la capacidad de sobre carga del motor de inducción.

La distribución de la potencia en un motor de inducción polifásico se muestra en la figura 4-15, en donde :

$$P_{\text{entrada}} = m_1 V_1 I_1 \cos \phi_1 \text{ watts} \quad \text{Ec. 4-92}$$

La potencia de campo giratorio esta dado por la siguiente expresión:

$$P_{\text{c gir}} = P_{\text{entrada}} - (m_1 I_1^2 r_1 + P_{h+f}) \quad \text{Ec. 4-93}$$

La eficiencia esta dada por la relación de la potencia de salida entre la potencia de entrada.

$$\eta = \frac{P_{\text{salida}}}{P_{\text{entrada}}} \quad \text{Ec. 4-94}$$

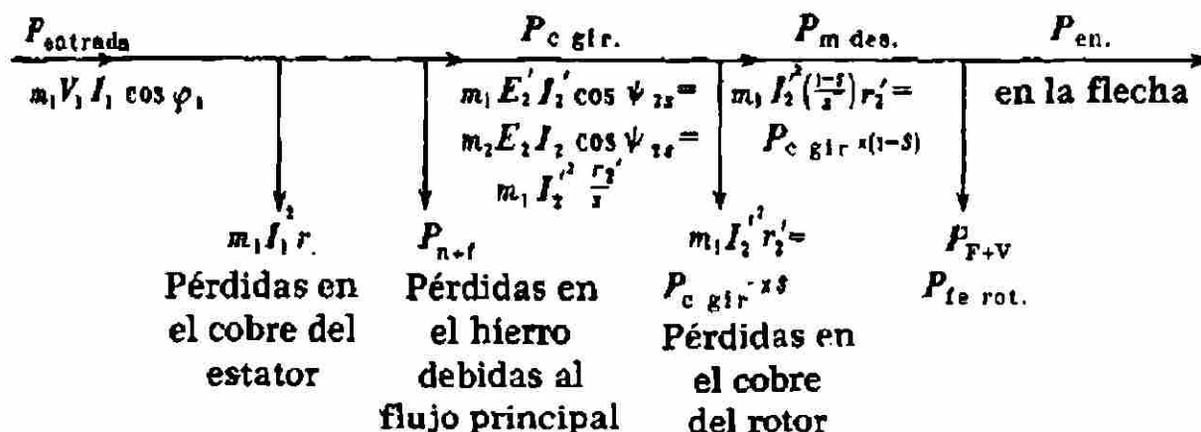


Fig. 4-15 Equilibrio de potencia en un motor de inducción polifásico.

A continuación se muestra en la figura 4-16 las curvas características de funcionamiento de un motor de inducción.

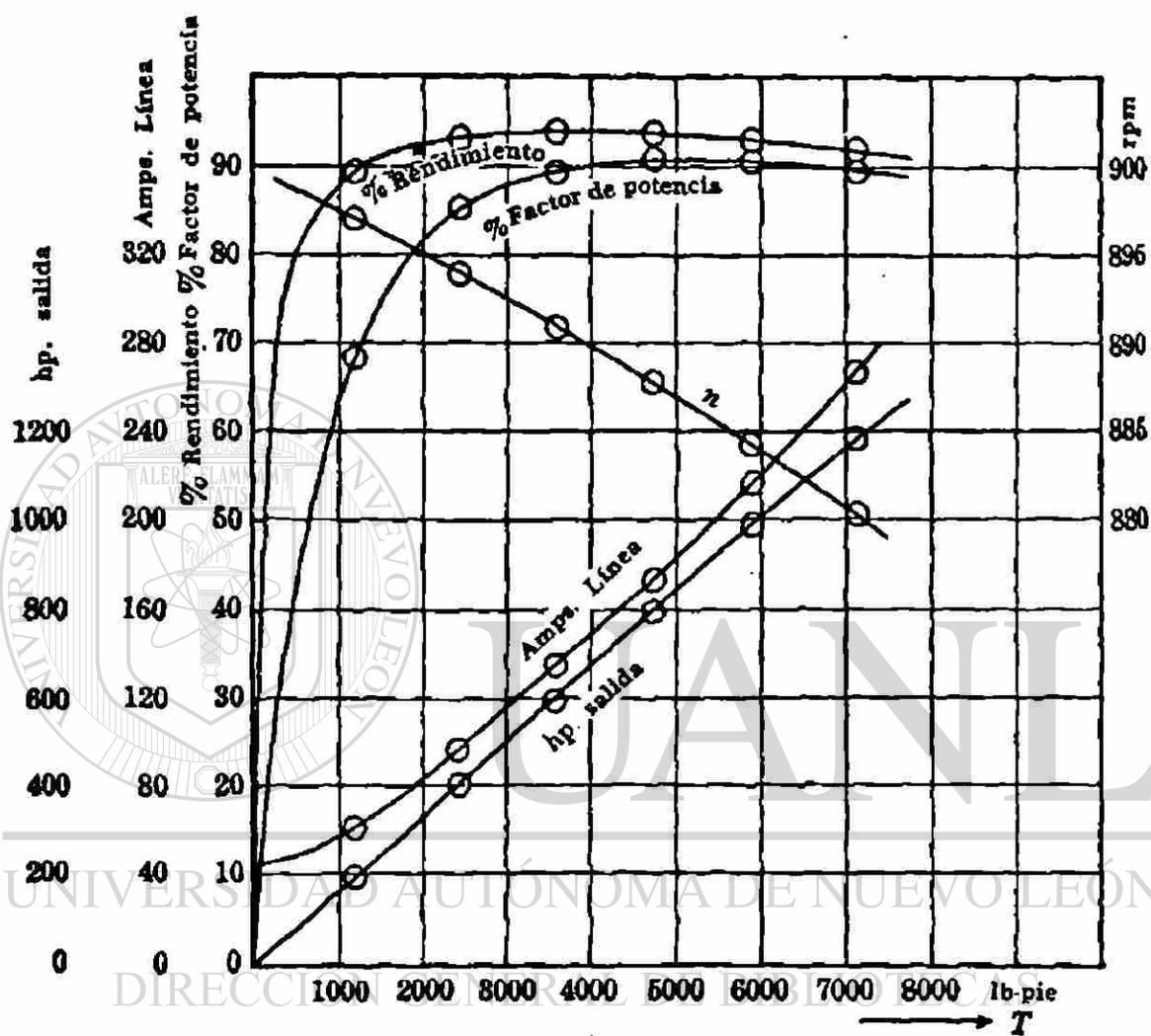


Figura 4-16 Curvas características de funcionamiento en un motor de inducción.

4.7.1 Cálculo del par de arranque, par de funcionamiento, eficiencia y par máximo

Un motor de inducción de jaula de ardilla de 3 HP, 440/220 volts, 3 fases, 60 hertz, 4 polos, 1750 rpm tiene los siguientes datos y parámetros.

Parámetros saturados para el arranque

Parámetros no saturados
para la marcha

$$r_1 = 2.69 \text{ ohms} = 0.0311 \text{ p-u}$$

$$r_1 = 2.69 \text{ ohms} = 0.0311 \text{ p-u}$$

$$r'_2 = 2.79 \text{ ohms} = 0.0322 \text{ p-u}$$

$$r'_2 = 2.14 \text{ ohms} = 0.0248 \text{ p-u}$$

$$x_1 = x'_2 = 3.40 \text{ ohms} = 0.393 \text{ p-u}$$

$$x_1 = 4.36 \text{ ohms} = 0.0505 \text{ p-u}$$

$$x_m = 103 \text{ ohms} = 1.19 \text{ p-u}$$

$$x'_2 = 4.50 \text{ ohms} = 0.052 \text{ p-u}$$

$$r_m = 3.66 \text{ ohms} = 0.0423 \text{ p-u}$$

$$x_m = 103 \text{ ohms} = 1.19 \text{ p-u}$$

$$r_m = 3.66 \text{ ohms} = 0.0423 \text{ p-u}$$

Se requiere determinar las condiciones del funcionamiento al arranque y durante la marcha. Las pérdidas por fricción y ventilación son 44 watts, las pérdidas totales en el hierro en vacío (debidas al flujo principal y a la rotación) 122 watts, y las pérdidas parásitas en carga 48 watts. La corriente en vacío es 2.36 amp a 440 volts. Supóngase las pérdidas en el hierro debidas al flujo principal igual a la mitad de las pérdidas totales en el hierro en vacío.

Funcionamiento al arranque:

$$r'_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) = 0$$

$$Z_1 = 2.69 + j3.40 = 4.33 \angle 51.60$$

$$Z'_2 = 2.79 + j3.40 = 4.40 \angle 50.6$$

$$Z_m = 3.66 + j103 = 103 \angle 87.96$$

$$254\angle 0 = I_1 \left[Z_1 + \frac{Z_m Z_2'}{Z_m + Z_2'} \right]$$

$$I_{1(\text{entrada})} = \frac{254\angle 0}{8.59\angle 51.8} = 29.6\angle -51.8$$

$$I_2' = I_1 \times \frac{Z_m}{Z_m + Z_2'}$$

$$I_2' = 29.6\angle -51.8 \times \frac{103\angle 87.96}{6.45 + j106.4}$$

$$I_2' = 29.6\angle -51.8 \times \frac{103\angle 87.96}{107.5\angle 86.56}$$

$$I_2' = 28.4\angle -50.4 \text{ amp}$$

$$T_{\text{arranque}} = \frac{7.04}{1800} \times 3 \times (28.4)^2 \times 2.79 = 26.4 \text{ lb-pie}$$

Funcionamiento durante la marcha : supóngase $s = 0.03$

$$r_2' \left(\frac{1-s}{s} \right) = 2.14 \left(\frac{1-0.03}{0.03} \right) = 69.2 \text{ ohms}$$

$$Z_1 = 2.69 + j4.36 = 5.13\angle 58.3$$

$$Z_2' = (2.14 + 69.2) + j4.50 = 71.4\angle 3.60$$

$$Z_m = 3.66 + j103 = 103\angle 87.96$$

$$I_1 = \frac{254\angle 0}{Z_1 + [Z_m Z_2' / (Z_m + Z_2')]} = \frac{254\angle 0}{60.8\angle 38.2}$$

$$I_1 = 4.18 \angle -38.2$$

$$\text{Factor de potencia de entrada} = \cos 38.2^\circ = 0.785$$

$$I_2' = I_1 \times \frac{Z_m}{Z_m + Z_2'}$$

$$I_2' = 4.18 \angle -38.2 \times \frac{103 \angle 87.96}{103 \angle 87.96 + 71.4 \angle 3.60}$$

$$I_2' = 4.18 \angle -38.2 \times \frac{103 \angle 87.96}{131 \angle 55.5}$$

$$I_2' = 3.28 \angle -5.74 \text{ amp}$$

$$T_{des} = \frac{7.04}{1800} \times (3.28)^2 \times \frac{2.14}{0.03} = 9.0 \text{ lb - pie}$$

$$\text{Pérdidas mecánicas del par motor} = \frac{7.04}{1800} \times (48 + 44 + 61) = 0.6 \text{ lb - pie}$$

$$T_{en} = T_{des} - T_{pérdidas} = 8.4 \text{ lb - pie}$$

$$\text{Potencia de entrada} = 254 \times 4.18 \times 0.785 = 2500 \text{ watt}$$

Pérdidas

$$m_1 I_1'^2 r_1 = 141 \text{ watts}$$

$$m_1 I_2'^2 r_2' = 69$$

$$\text{hierro en vacío (flujo principal y rotacionales)} = 122$$

$$\text{carga parásita} = 48$$

$$\text{fricción y ventilación} = 44$$

$$\text{Total de pérdidas} = 424 \text{ watts}$$

$$\text{Potencia entregada} = 2500 - 424 = 2076 \text{ watts} = 2076 / 746 = 2.78 \text{ Hp}$$

$$\text{Rendimiento} = \frac{2076}{2500} = 0.83$$

$$\text{Velocidad} = \frac{120 \times 60}{4} (1 - 0.03) = 1746 \text{ rpm}$$

$$T_{en} = \frac{5250}{1746} \times 2.78 = 8.40 \text{ lb - pie}$$

Deberá notarse que el deslizamiento normal es ligeramente mayor que 0.03 ya que la potencia de salida calculada para $s = 0.03$ es 2.78 Hp,

Una aproximación del deslizamiento normal es :

$$s_n = \frac{HP \text{ nominales}}{HP \text{ calculados}} = \frac{s_{supuesto}}{HP \text{ calculados}}$$

$$s_n = \frac{3.0}{2.78} \times 0.03 = 0.0324$$

$$\text{Deslizamiento máximo} \approx \frac{1.042 \times 2.14}{4.36 + 1.042 \times 4.50} = 0.246$$

$$a \ s=0.246 \qquad r_2' = \left(\frac{1-s}{s} \right) = 6.56$$

$$Z_2' = (2.14 + 6.56) + j4.50 = 9.81 \angle 27.3$$

$$I_1 = \frac{254 \angle 0}{Z_1 + [Z_m Z_2' / (Z_m + Z_2')]} = \frac{254 \angle 0}{14.1 \angle 41.1} = 18.0 - 41.1$$

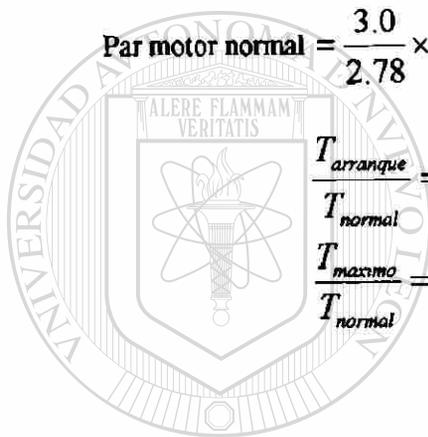
$$I_2' = I_1 \times \frac{Z_m}{Z_m + Z_2'} = 17.2 \angle -36.6$$

$$T_{\text{maximo}} = \frac{7.04}{1800} \times 3 \times (17.2)^2 \times \frac{2.14}{0.246} = 30.2 \text{ lb-pie}$$

$$\text{Par motor normal} = \frac{3.0}{2.78} \times 8.40 = 9.05 \text{ lb-pie}$$

$$\frac{T_{\text{arranque}}}{T_{\text{normal}}} = \frac{26.40}{9.05} = 2.92$$

$$\frac{T_{\text{maximo}}}{T_{\text{normal}}} = \frac{30.2}{9.0} = 3.36$$



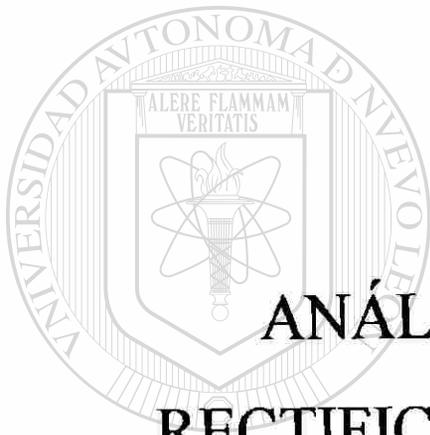
UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



5



ANÁLISIS DE CIRCUITOS RECTIFICADORES POLIFÁSICOS

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



5.1 Circuitos Rectificadores

Un circuito rectificador es aquel que convierte una señal de corriente alterna en una señal unidireccional.

Un rectificador es un procesador de potencia que proporciona una salida de corriente directa con una cantidad mínima de contenidos de armónicos. Al mismo tiempo deberá mantener la corriente de entrada tan senoidal como sea posible y en fase con el voltaje de entrada. En tal forma que el factor de potencia sea muy próximo a la unidad. La calidad del procesamiento de energía de un rectificador requiere de la determinación del contenido armónico de la corriente de entrada, del voltaje de salida y de corriente de salida. Utilizaremos series de Fourier para encontrar el contenido armónico de voltaje y corriente.

Los rendimientos de un rectificador se evalúan normalmente en función de los parámetros siguientes:

El valor promedio del voltaje de salida V_{cd}

El valor promedio de la corriente de salida I_{cd}

La potencia de salida en corriente directa P_{cd}

$$P_{cd} = V_{cd} \times I_{cd}$$

Ec. 5-1

El valor medio cuadrático (rms) del voltaje de salida V_{rms}

EL valor medio cuadrático (rms) de la corriente de salida I_{rms}

La potencia de salida en corriente alterna

$$P_{ca} = V_{rms} \times I_{rms}$$

Ec. 5-2

La eficiencia del rectificador es la relación de la potencia de corriente directa entre la potencia de corriente alterna. En este caso se mide la efectividad del rectificador.

$$\% \eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \times 100 \quad \text{Ec. 5-3}$$

El voltaje de salida se puede considerar como formado de dos componentes: el valor de cd y la componente de CAU ondulatoria.

El valor efectivo (rms) de la componente de C.A. del voltaje de salida es:

$$V_{ca} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{cd}^2} \quad \text{Ec. 5-4}$$

El factor de forma es una medida de la forma del voltaje de salida

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}} \quad \text{Ec. 5-5}$$

El factor de componente ondulatoria o factor de rizado, es una medida del contenido de la componente ondulatoria se define como:

$$RF = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} \quad \text{Ec. 5-6}$$

Sustituyendo la ecuación 5-4 en la 5-6 el factor de la componente ondulatoria se puede expresar como:

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{cd}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad \text{Ec. 5-7}$$

El factor de utilización del transformador se define como:

$$TUF = \frac{P_{cd}}{V_s \cdot I_s} \quad \text{Ec. 5-8}$$

donde los valores de V_s y I_s son el voltaje y la corriente media cuadrática (rms) del secundario del transformador.

Veamos la forma de onda que se muestra en la figura 5-1 donde V_s es el voltaje de entrada senoidal, I_s la corriente instantánea de entrada e i_{s1} es la componente fundamental de la corriente de entrada.

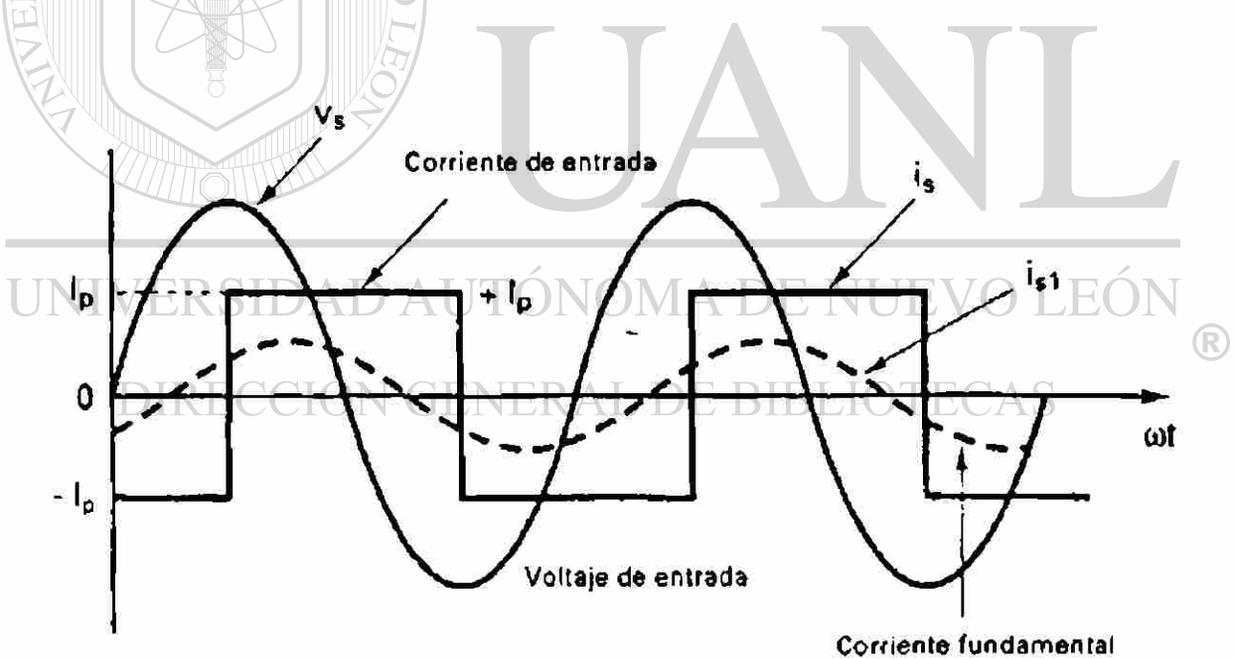


Figura 5-1 Formas de onda del voltaje y corriente de entrada.

El ángulo Φ es el ángulo de desfazamiento entre el voltaje de entrada y la componente fundamental de la corriente, Φ es el ángulo de desplazamiento. El factor de desplazamiento se define como:

$$DF = \cos\Phi \quad \text{Ec. 5-9}$$

El factor armónico de la componente fundamental de la corriente de entrada I_s , como la corriente de entrada son valores que se expresan en rms.

$$H = \left(\frac{I_s^2 - I_{s_1}^2}{I_s^2} \right) = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s_1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 5-10}$$

El factor de potencia se define como

$$PF = \frac{V_s \cdot I_{s_1} \cos\Phi}{V_s \cdot I_s} = \frac{I_{s_1} \cdot \cos\Phi}{I_s} \quad \text{Ec. 5-11}$$

El factor de cresta es una relación entre la corriente de pico de entrada con respecto a la corriente de entrada I_s en rms.

$$CF = \frac{I_{s_{pico}}}{I_{s_{rms}}} \quad \text{Ec. 5-12}$$

La demanda de grandes cantidades de potencia eléctrica hace que en la práctica se usen sistemas polifásicos de rectificación. En estos sistemas el factor de componente ondulatoria ó el factor de rizado es menor, la corriente promedio por rectificador es menor, generalmente en los sistemas trifásicos los transformadores se conectan en delta el primario y el devanado secundario en estrella. Esto es con el fin de tener un voltaje mayor en el secundario, y además ésta conexión estrella provee un neutro en el secundario como retorno común a los circuitos de rectificación polifásicos.

5.2 Circuitos Rectificadores monofásicos de media onda

El rectificador monofásico de media onda es el tipo mas sencillo, pero a su vez resulta muy difícil comprender el principio de operación de los rectificadores.

Consideremos ahora un circuito rectificador de media onda con carga puramente resistiva como se muestra en la figura 5-2 a. En el medio ciclo positivo se observa que el voltaje de entrada, aparece a través de la carga ya que el diodo bajo estas condiciones de polaridad directa conduce.

El voltaje instantáneo expresado en series de Fourier

$$V_L(t) = \frac{V_m}{\pi} + \frac{V_m}{2} \text{sen } \omega t - \frac{24}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2V_m}{15} \cos \omega t - \frac{2V_m}{35\pi} \text{sen } 6\omega t + \dots$$

Voltaje promedio de salida en un rectificador monofásico de media onda

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$V_L(t) = 0$$

$$T=2\pi$$

$$\frac{T}{2} \leq t \leq T \quad \text{®}$$

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_m \text{sen } \omega t d\omega t = -\frac{V_m}{T} \left(\cos \frac{T}{2} - 1 \right)$$

$$V_{cd} = -\frac{V_m}{2\pi} (-1 - 1)$$

Ec. 5-13

$$V_{cd} = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m$$

Corriente promedio de salida en un rectificador monofásico de media onda

$$I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R} = \frac{0.318 V_m}{R}$$

Ec. 5-14

Potencia promedio de salida en corriente directa en un rectificador monofásico de media onda.

$$P_{cd} = \frac{V_{cd}^2}{R} \quad \text{Ec. 5-15}$$

Voltaje eficaz de salida en un rectificador monofásico de media onda.

$$V_L = (t) = V_m \text{ sen } \omega t \quad 0 \leq t < T$$

$$V_s = \left[\frac{1}{T} \int_0^{T/2} (V_m \text{ sen } \omega t)^2 dt \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 5-16}$$

$$V_s = \frac{V_m}{2}$$

$$V_{rms} = 0.5V_m$$

Corriente eficaz de salida en un rectificador monofásico de media onda.

$$I_{rms} = \frac{0.5V_m}{R} \quad \text{Ec. 5-17}$$

Potencia promedio de salida en corriente alterna en un rectificador monofásico de media onda.

$$P_{ca} = V_{rms} \times I_{rms}$$

$$P_{ca} = 0.5V_m \times \frac{0.5V_m}{R} \quad \text{Ec. 5-18}$$

$$P_{ca} = \frac{0.25V_m^2}{R}$$

Voltaje eficaz de salida del secundario del transformador

$$V_L(t) = V_m \text{ sen } \omega t \quad 0 \leq t < T/2$$

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T V_m \sin \omega t^2 dt \right]^{1/2}$$

$$V_{rms} = \left(\frac{V_m^2}{2} \right)^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad \text{Ec. 5-19}$$

$$V_{rms} = 0.707V_m$$

La eficiencia

$$\% \eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \times 100 \quad \text{Ec. 5-20}$$

$$\% \eta = \frac{(0.318)^2 V_m^2}{0.25 V_m^2 R} R$$

El factor de forma

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}} = \frac{0.5V_m}{0.318V_m} = 1.57 \quad \text{Ec. 5-21}$$

Valor efectivo de la componente de corriente alterna del voltaje de salida es

$$V_{ca} = \sqrt{(V^2_{rms}) - (V_{cd})^2}$$

$$V_{ca} = \sqrt{0.5^2 V_m^2 - 0.318^2 V_m^2}$$

$$V_{ca} = \sqrt{0.25 V_m^2 - 0.101 V_m^2}$$

$$V_{ca} = 0.385 V_m$$

Ec. 5-22

Factor de componente ondulatoria o factor de rizado

$$RF = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} = \frac{0.385 V_m}{0.318 V_m} = 1.21$$

Ec. 5-23

esto es un valor alto

Factor de utilización del transformador

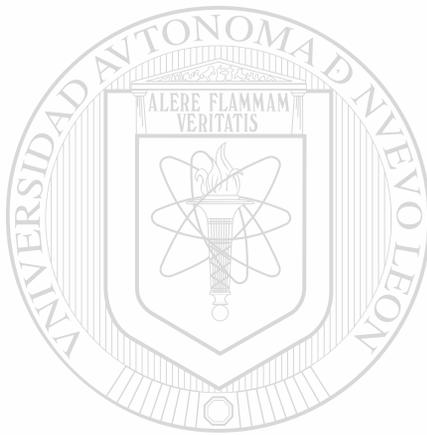
$$TUF = \frac{P_{cd}}{V_{sls}} = \frac{0.318Vm^2}{\frac{0.707Vm \times 0.5Vm \times R}{R}} \quad \text{Ec. 5-24}$$

$$TUF = \frac{0.318Vm^2}{0.707 \times 0.5Vm^2} \times 100 = 28.6\%$$

es un valor bajo

Factor de cresta

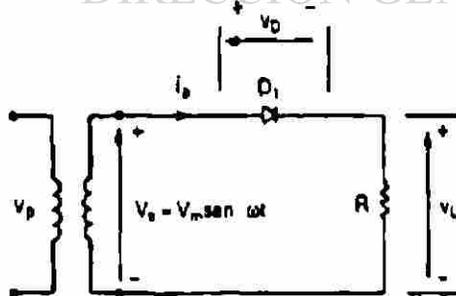
$$FC = \frac{I_{s\text{ pico}}}{I_{srms}} = \frac{\frac{Vm}{R}}{0.5Vm} = 2 \quad \text{Ec. 5-25}$$



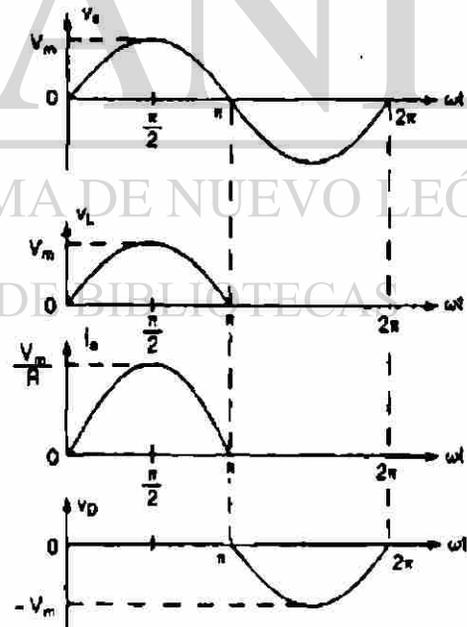
UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECA



(a) Diagrama de circuito



(b) Formas de onda

Figura 5-2 Rectificador monofásico de media onda

5.2.1 Circuito rectificador de media onda con carga R.L.

Veamos el circuito que se muestra en la figura 5-3 a con una carga RL, debido a la carga ondulatoria el periodo de conducción del diodo D_1 se extenderá mas halla de 180° hasta que la corriente se haga cero en $\omega t = \pi + \sigma$. Las formas de onda del voltaje aparecen en la figura 5-2b. Debe hacerse notar que el V_L promedio en el inductor es cero. La corriente de carga promedio $I_{cd} = V_{cd}/R$ se puede hacer notar que el voltaje promedio puede aumentar si $\sigma = 0$, esto se logra agregando un diodo de rodada libre D_m . Tal como se muestra en la figura 5-3a.

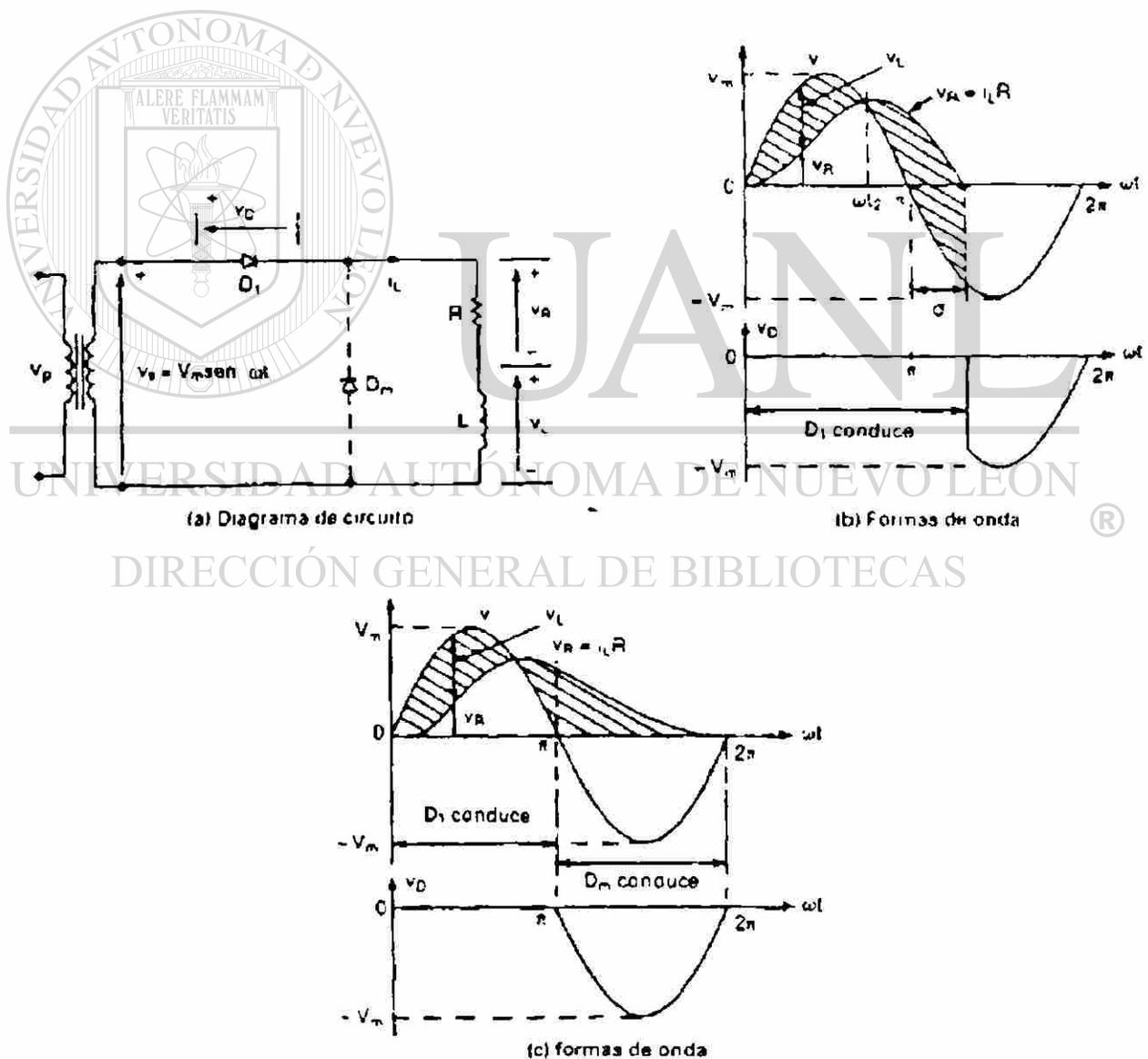


Figura 5-3 Rectificador de media onda con carga RL.

El efecto de este diodo es evitar que aparezca un voltaje negativo a través de la carga; y como resultado, aumenta la energía magnética almacenada. Para un tiempo $t=t_1=\pi/\omega$ la corriente proveniente de D_1 se transfiere a D_m proceso conocido como conmutación de diodos en la figura 5-2c se muestran las formas de onda. Las corrientes de carga para el circuito de carga inductiva es continua, y la continuidad de la corriente de carga dependerá de una constante de tiempo $t=L/R$.

Voltaje promedio en un circuito rectificador de media onda con carga inductiva.

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi} \int_0^{\pi+\sigma} \text{sen } \omega t d(\omega t)$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi\omega} \int_0^{\pi+\sigma} \text{sen } \omega t d\omega t$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi\omega} \left[-\cos \omega t \right]_0^{\pi+\sigma}$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi\omega} \left[-\cos \frac{2\pi}{T} (\pi + \sigma) + \cos \frac{2\pi}{T} (0) \right]$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi} (1 - \cos(\pi + \sigma))$$

Ec. 5-26

5.2.2 Circuito rectificador de media onda con carga de una batería

Si la salida se conecta a una batería el rectificador se puede utilizar como cargador de batería, como se muestra en la figura 5-4 a para $V_s > E$. el diodo conduce el ángulo cuando el diodo empieza a conducir se determina de la siguiente expresión:

$$V_m \text{sen } \alpha = E$$

Ec. 5-27

$$\alpha = \text{sen}^{-1} \frac{E}{V_m}$$

Ec. 5-28

(Como se muestra en la figura 5-4.)

El diodo se desactiva cuando $V_s < E$ o sea cuando $\omega t = \beta$

Ec. 5-29

$$\beta = \pi - \alpha$$

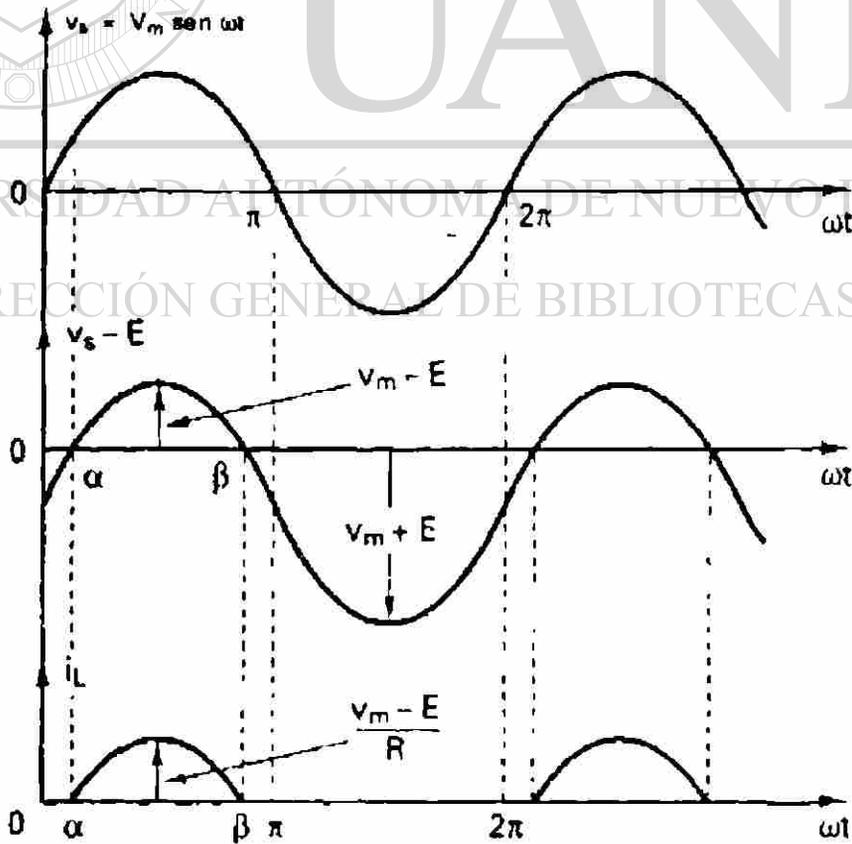
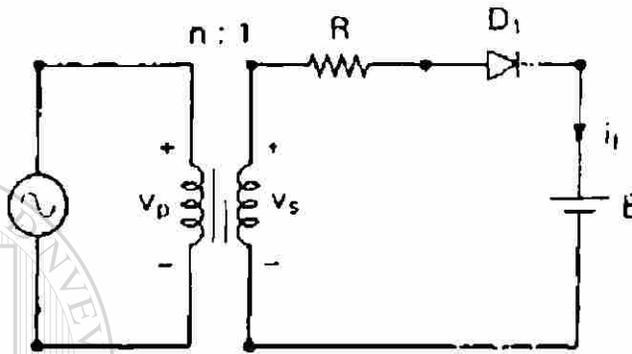


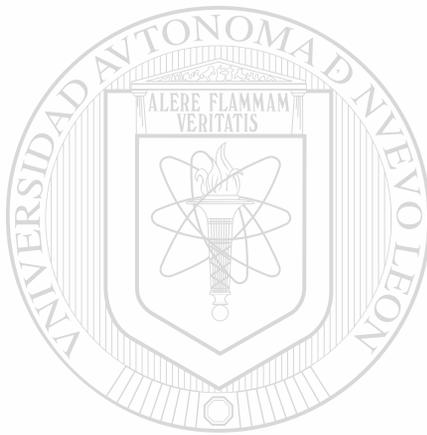
Figura 5-4 Cargador de baterías

5.3 Rectificador monofásico de onda completa con un transformador de derivación central.

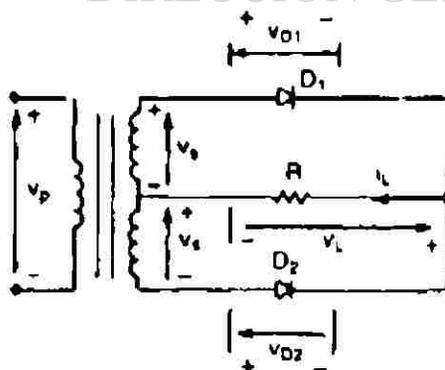
Cada mitad de transformador con un diodo asociado actúa como si fuera un rectificador de media onda, la salida de un rectificador de onda completa aparece en la figura 5-5b. El voltaje promedio de salida es:

$$V_{cd} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_m \operatorname{sen} \omega t dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m$$

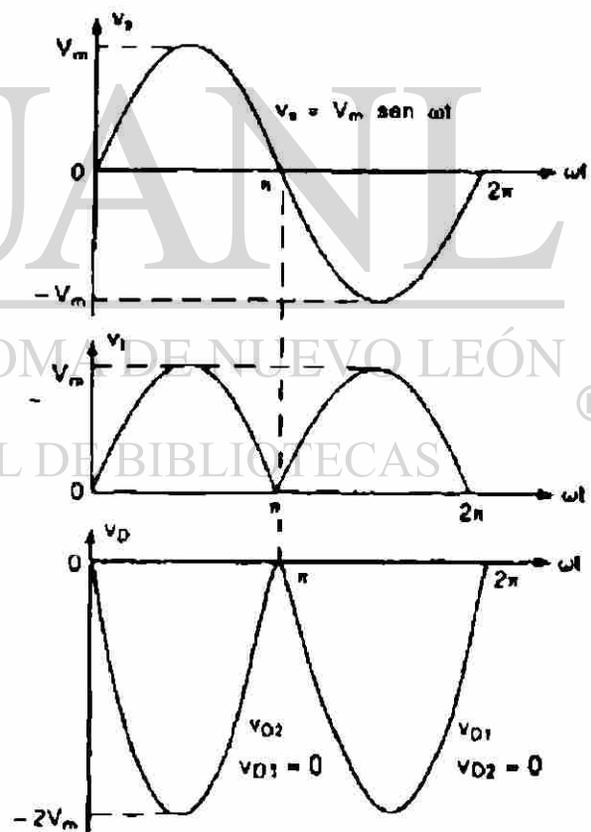
$$V_{cd} = 0.6366V_m$$



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



(a) Diagrama de circuito



(b) Formas de onda

Figura 5-5 Rectificador de onda completa con transformador con derivación central.

Voltaje promedio de salida en un rectificador monofásico de onda completa

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m \quad \text{Ec. 5-30}$$

Corriente promedio de salida en un rectificador monofásico de onda completa

$$I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R} = \frac{0.6366V_m}{R} \quad \text{Ec. 5-31}$$

Potencia promedio de salida en corriente directa en un rectificador monofásico de onda completa

$$P_{cd} = V_{cd} \times I_{cd}$$

$$P_{cd} = 0.6366V_m \times \frac{0.6366V_m}{R} \quad \text{Ec. 5-32}$$

$$P_{cd} = \frac{(0.6366)^2 V_m^2}{R}$$

El voltaje eficaz de salida en un rectificador monofásico de onda completa

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_m \sin \omega t)^2 dt} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707V_m \quad \text{Ec. 5-33}$$

Corriente eficaz de salida en un rectificador monofásico de onda completa

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0.707V_m}{R} \quad \text{Ec. 5-34}$$

Potencia promedio de salida en corriente alterna en un rectificador monofásico de onda completa

$$P_{ca} = V_{rms} \times I_{rms}$$

$$P_{ca} = 0.707V_m \times \frac{0.707V_m}{R}$$

Ec. 5-35

$$P_{ca} = \frac{(0.707)^2 V_m}{R}$$

El voltaje de salida de corriente alterna del secundario del transformador para el circuito de onda completa es el mismo que el circuito rectificador de media onda, por lo que el factor de utilización del transformador debe de mejorarse.

Si el rectificador de la figura 5-5a tiene una carga resistiva pura de valor R, determine la eficiencia, el factor de forma, el factor de componente ondulatoria, el factor de utilización del transformador, el voltaje de pico inverso (PIV) del diodo D₁ y el factor de cresta de la corriente de entrada.

La eficiencia

$$\% \eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}} \times 100$$

$$\% \eta = \frac{(0.6366)^2 V_m}{R \frac{(0.707)^2 V_m}{R}} \times 100$$

Ec. 5-36

$$\% \eta = \frac{(0.6366)^2 V_m^2}{(0.707)^2 V_m^2} \times 100$$

$$\% \eta = \frac{0.405259}{0.499849} \times 100 = 81\%$$

Factor de Forma

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}} = \frac{0.707V_m}{0.636V_m} \quad \text{Ec. 5-37}$$

$$FF = 1.11$$

Factor de componente ondulatoria o factor de rizado

$$RF = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} = \sqrt{FF^2 - 1}$$

$$RF = \sqrt{(1.11)^2 - (1)^2}$$

$$RF = 0.482$$

$$RF = 48.2\%$$

Ec. 5-38

Factor de utilización del transformador

$$TUF = \frac{0.636^2}{2 \times 0.707 \times 0.5} = 0.5735 = 57.32\%$$

Ec. 5-39

El voltaje de bloqueo de pico inverso

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$PIV = 2V_m$$

Ec. 5-40

Factor de cresta

$$CF = \frac{I_{s_{pico}}}{I_{s_{rms}}}$$

$$CF = \frac{\frac{V_m}{R}}{0.707V_m / R}$$

Ec. 5-41

$$CF = \sqrt{2}$$

Nota. El rendimiento de un rectificador de onda completa presenta una mejoría significativa en comparación con el de un rectificador de media onda.

Otro arreglo que es muy común es el de utilizar un transformador con 4 diodos, como se muestran en la figura 5-6a. A esta configuración se le llama tipo puente, en el semiciclo negativo, los diodos que conducen son D_3 y D_4 . La forma de onda del voltaje de salida aparece en la figura 5-6 a y es similar a la figura 5-5b.

Este tipo de rectificador no presenta el problema que se obtuvo en el de media onda monofásico puesto que la corriente rectificada circula en ambos sentidos, por lo que el núcleo no tiene que estar sobredimensionado.

Desventajas

- Necesidad de usar dos diodos por fase, es decir el doble de rectificadores.
- Transformador con derivación central.
- Los elementos rectificadores posean una resistencia directa de valor reducido.

Ventajas

- El voltaje de pico inverso que soporta cada rectificador en el circuito tipo puente es la mitad del valor V_m .
- Aunque el circuito tipo puente utiliza el doble de rectificadores el costo del transformador es menor puesto que tiene un mejor factor de utilización y requiere un voltaje de salida menor.

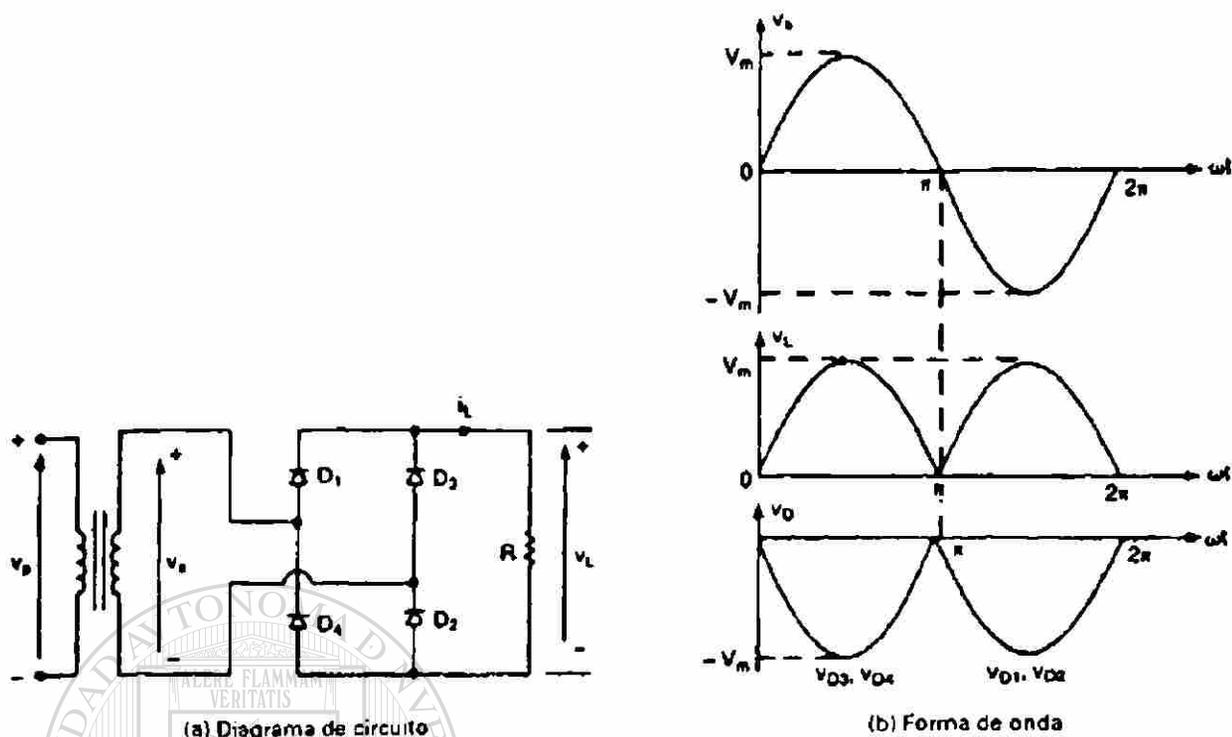


Figura 5-6 Rectificador puente de onda completa.

5.4 Circuitos rectificadores de m fases

Se hará un análisis general de los circuitos rectificadores con m fases usando m diodos, el período de conducción es $2\pi/m$ radianes por ciclo de corriente alterna. Ocasionando un aumento en la frecuencia fundamental de los armónicos y resultando m veces la frecuencia de la fuente (mf). Este rectificador se conoce como rectificador estrella. Este circuito se puede considerar como m rectificadores monofásicos de media onda y es del tipo de media onda. El diodo de orden k conducirá cuando el voltaje de la fase k sea mayor que el de las demás fases. La forma de onda para el voltaje y corrientes aparecen en la figura 5-7b. La corriente que fluye a través del devanado secundario es unidireccional y contiene una componente de corriente directa, el devanado primario se conecta en delta a fin de eliminar la componente de corriente directa del lado del transformador. Este minimiza el contenido de armónicos de la corriente de línea. Esta definición de m fases y las formulas deducidas son ciertas solo si la corriente en la carga

es continua y se aplica también a circuitos monofásicos de onda completa pero no se aplica al monofásico de media onda.

Despreciando las pérdidas del transformador y los diodos, la corriente de un circuito rectificador de m fases considerando una onda coseno desde π/m hasta $2\pi/m$.

El voltaje de salida promedio esta dado por:

$$V_{cd} = \frac{2Vm}{m} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} \quad \text{Ec. 5-42}$$

$$V_{cd} = \frac{mVm}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}$$

Para la corriente tendremos:

$$I_{cd} = \frac{Vm}{R} \frac{m}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}$$

$$I_{cd} = I_m \frac{m}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} \quad \text{Ec. 5-43}$$

Voltaje eficaz de salida rms

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_m^2 \cos^2 \omega t d\omega t \right]^{1/2}$$

Ec. 5-44

$$V_{rms} = V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m}}$$

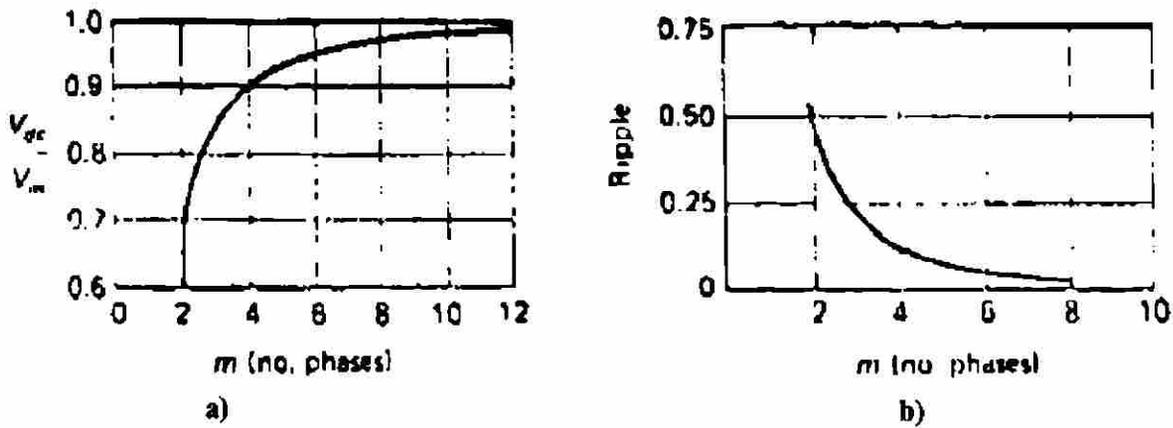


Figura 5-7 a) Voltaje de corriente directa contra m y b) Factor de rizado contra m

La figura 5-7 muestra que hay poca ganancia de voltaje de corriente directa arriba de seis fases.

La potencia promedio de salida en corriente directa será:

$$P_{cd} = I_{cd}^2 R$$

Ec. 5-45

$$P_{cd} = \frac{V_m^2}{R} \left(\frac{m}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} \right)^2$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El valor eficaz del voltaje a través de cada diodo será:

$$V_{rms} = V_m \left[\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m} \right]$$

Ec. 5-46

El valor eficaz de la corriente a través de cada diodo será:

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2 - \pi/q}^{\pi/2 + \pi/q} \frac{V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t}{R^2} d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$I_{rms} = \frac{V_m}{R} \left[\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m} \right] \quad \text{Ec. 5-47}$$

La potencia de corriente alterna de entrada desde el transformador será igual a $m I_{rms}^2 R$ (I_{rms} en cada sección del devanado del transformador).

$$P_{ca} = m I_{rms}^2 R$$

$$P_{ca} = m \left[\frac{V_m}{R} \sqrt{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m}} \right]^2 R$$

Ec. 5-48

$$P_{ca} = m \frac{V_m^2}{R} \left(\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m} \right)$$

Los volta-amp del lado primario y secundario pueden diferir como resultado de las variaciones de la forma de onda. Los volt-amp totales en el secundario serán $m V_m / \sqrt{2} I_{rmsf}$.

Volt-amp totales en secundario

$$\text{Volt - amp totales en secundario} = m \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{V_m}{R} \sqrt{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{m}} \quad \text{Ec. 5.49}$$

Por lo tanto

La máxima eficiencia de rectificación teórica será:

$$\% \eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}}$$

$$\% \eta = \frac{\frac{Vm^2}{R} \left(\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right)^2}{m \frac{Vm^2}{R} \left(\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi} + \sin \frac{2\pi}{m} \right)}$$

$$\% \eta = \frac{\frac{m}{\pi^2} \sin^2 \frac{\pi}{m}}{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m}}$$

La eficiencia teórica es 81.2% para $m=2$, y alcanza 99.8% para $m=6$.

El factor rizado para m fases puede ser calculado utilizando las formulas generales de V_{dc} y V_{rms} en la Ec. 5-42 y 5-46.

La figura 5-7 muestra que el factor de rizado decrece rápidamente con el aumento del número de fases. Esto se hace que la distribución de la onda de corriente primaria sea menor en circuitos rectificadores con un número m grande de fases. Esto es importante debido a que las armónicas introducidas en el circuito de potencia primaria pueden causar interferencia telefónica por inducción.

Debido a las pequeñas magnitudes de rizado y las altas frecuencias con $m > 3$, una inductancia nominal en la carga de un circuito rectificador polifásico dará una corriente muy atrasada.

En realidad, para $m=3$ o mayor, hay una diferencia despreciable en el funcionamiento con o sin filtro inductancias, puesto que las formas de onda de la corriente son muy aproximadas a la forma rectangular sin estar presente la inductancia.

Factor de forma para m fases FF.

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}}$$

$$FF = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} + \frac{\sin^2 2\pi}{m} \right)}}{\frac{m}{\pi} \frac{\sin \pi}{m}}$$

Ec. 5-50

$$FF = \sqrt{\gamma^2 + 1}$$

Factor de utilización del transformador

Los transformadores de potencia son diseñados para corriente senoidal, pero los transformadores de circuito rectificadores no tienen corrientes senoidales. Entre mas grande es el número de fases conectadas en estrella, mas corto es el tiempo de la corriente de conducción por ciclo en cada devanado, las ondas distorsionadas de corriente indican la presencia de armónicas y las corrientes armónicas causan calentamientos adicionales en el transformador, sin producir salida de potencia en corriente directa útil. La habilidad de un transformador para suministrar potencia de corriente directa a un circuito rectificador es llamado el factor de utilización del transformador, y es definido como:

$$TUF = \frac{P_{cd}}{\text{Volt} - \text{amp}}$$

$$TUF_2 = \frac{\sqrt{2m} \frac{\sin^2 \pi}{m}}{\pi^2 \sqrt{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4\pi} \frac{\sin^2 2\pi}{m}}}$$

Ec. 5-51

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Este es método común de comparar la calidad relativa de un sistema de rectificación, el factor de utilización es siempre menor que la unidad, pero entre mas se acerque a uno el sistema de rectificación será de mejor calidad.

Y el factor de utilización para un transformador rectificador de q fases será:

$$TUF_{sec.} = \frac{\sqrt{2m} \sin^2 \frac{\pi}{m}}{\pi^2 \sqrt{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4m} \sin \frac{2\pi}{m}}} \quad \text{Ec. 5-52}$$

sin producir salida de potencia



5.5 Rectificador Trifásico de media onda

El circuito rectificador polifásico más simple es el trifásico de media onda con carga resistiva.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

La operación de este circuito es bastante simple. Cada uno de los tres voltajes de fase E_{NA} , E_{NB} , E_{NC} , son conectados a la resistencia de carga a través de rectificadores separados: la otra terminal de la carga a el neutro del secundario del transformador conectado en estrella.

La conducción toma lugar en aquel rectificador en el cual el voltaje en el ánodo es mayor que los otros con respecto a N. Considerando la figura 5-8 un tiempo en el cual NA esta en su máximo positivo, el rectificador D_1 conducirá, y el punto K en el circuito estará a el potencial E_{NA} es aparente que los puntos B y C, los cuales son los ánodos de los rectificadores D_2 y D_3 estan negativos a K. Sin embargo, en ωt , E_{NA} llega a ser igual

a E_{NB} y después de este tiempo el ánodo del rectificador D_2 es más positivo que el ánodo de D_1 por lo tanto la conducción es transferida de D_1 a D_2 una conducción similar existe en ωt_2 entre E_{NA} y E_{NC} .

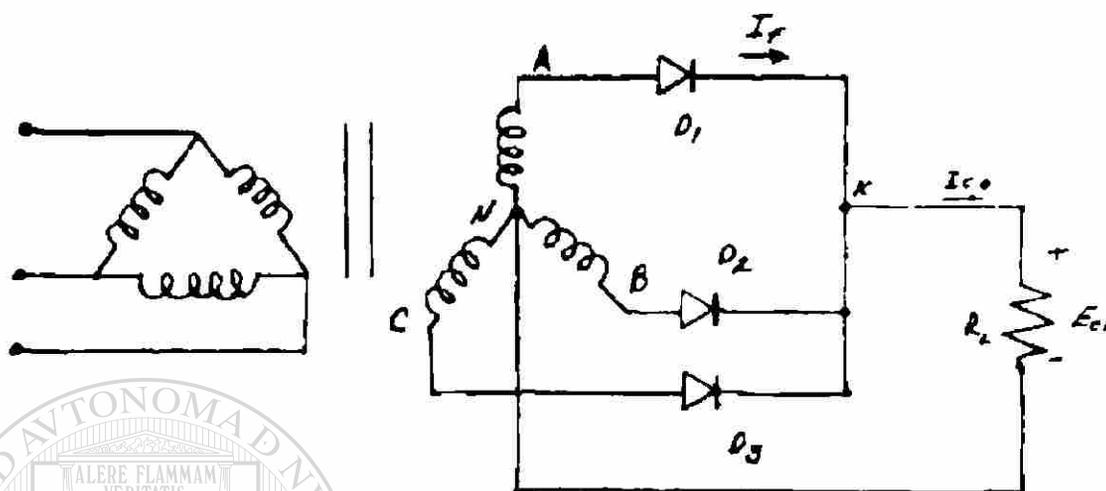


Figura 5-8 Rectificador trifásico de media onda.

De la figura 5-9 tenemos que cada fase y por lo tanto cada rectificador conduce $2\pi/3$ radianes a 120° de cada ciclo. La frecuencia fundamental de rizado es tres veces la de la fuente o 180 Hz para una fuente de 60Hz, es también aparente que ni el voltaje ni la corriente llegan a cero en la carga.

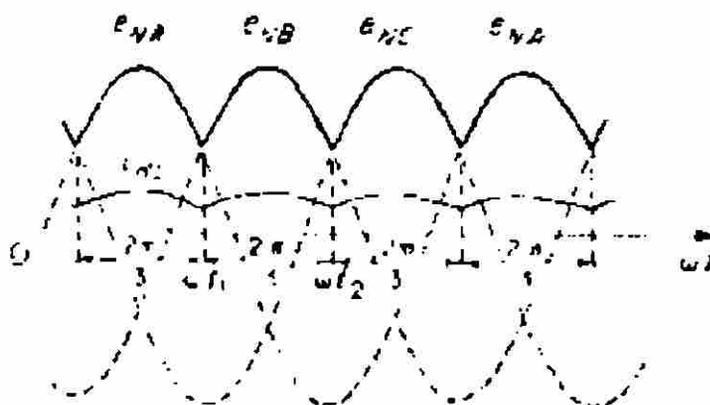


Figura 5-9 Variaciones de voltaje y corriente en un circuito rectificador de media onda con carga resistiva.

Análisis y datos de diseño

Voltaje promedio de un circuito rectificador trifásico de media onda.

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_m \sin \omega t d(\omega t)$$

$$\frac{3}{3}$$

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$$

Ec. 5-53

$$V_{cd} = 0.827 V_m$$

Corriente de carga promedio en un circuito rectificador trifásico de media onda.

$$I_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{V_m \sin \omega t}{R} d(\omega t)$$

$$\frac{3}{3}$$

$$I_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_m$$

Ec. 5-54

$$I_{cd} = 0.8267 I_m$$

Potencia promedio de salida en corriente directa en un rectificador trifásico de media onda.

$$P_{cd} = V_{cd} \times I_{cd}$$

$$P_{cd} = (0.827 V_m)(0.827 I_m)$$

Ec. 5-55

$$P_{cd} = 0.683 V_m I_m$$

Voltaje eficaz de un circuito rectificador trifásico de media onda.

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} (V_m \sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{3V_m^2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{1}{2} d(\omega t) - \frac{3V_m}{2\pi \cdot 2} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \cos \omega t d(\omega t) \cdot 2 \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 5-56}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{3V_m^2}{4\pi} \omega t \Big|_{\pi/6}^{5\pi/6} - \frac{3V_m}{8\pi} \sin \omega t \Big|_{\pi/6}^{5\pi/6} \right]^{1/2}$$

$$V_{rms} = 0.84068V_m$$

Corriente eficaz de un circuito rectificador trifásico de media onda.

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{V_m^2}{R} \sin^2 \omega t dt \right]^{1/2}$$

$$I_{rms} = \left[\frac{V_m^2}{4\pi R} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \omega t dt - \frac{3V_m^2}{4\pi R^2} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \cos 2\omega t \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 5-57}$$

$$I_{rms} = \left[\frac{3I_m^2}{6} - \frac{3\sqrt{3} I_m^2}{8\pi} \right]^{1/2}$$

$$I_{rms} = 0.84 I_m$$

Potencia promedio de salida en corriente alterna en un rectificador trifásico de media onda

$$P_{ca} = V_{rms} \times I_{rms}$$

$$P_{ca} = (0.84068V_m)(0.84068 I_m)$$

$$P_{ca} = 0.7067V_m I_m$$

Ec. 5-58

Volt-amp del secundario del transformador

$$\text{Volt amp en el secundario} = 3Vs Is$$

$$\text{Volt amp en el secundario} = 3(0.707Vm)(0.7804Im) \quad \text{Ec. 5-59}$$

$$\text{Volt amp en el secundario} = 1.029Vm Im$$

% n eficiencia

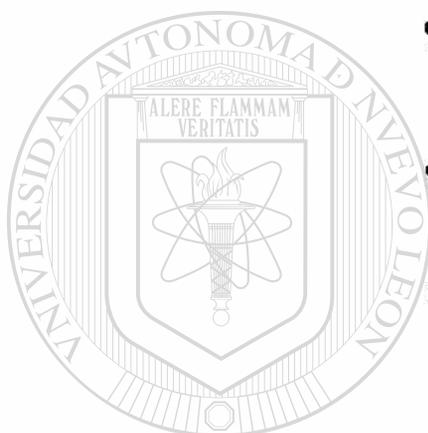
$$\% \eta = \frac{Pcd}{PVrms}$$

$$\% \eta = \frac{Vcd \cdot Icd}{Vrms \cdot Irms}$$

$$\% \eta = \frac{(0.8267)^2 Vm Im}{(0.84068)^2 Vm Im} \quad \text{Ec. 5-60}$$

$$\% \eta = \frac{0.6834}{0.706} \times 100$$

$$\eta = 96.7\%$$



Factor de forma

$$F.F. = \frac{Vrms}{Vcd} = \frac{0.84068Vm}{0.827Vm} = 1.01654 \quad \text{Ec. 5-61}$$

Factor de componente ondulatoria

$$R.F. = \sqrt{FF^2 - 1}$$

$$R.F. = \sqrt{1.0165^2 - 1^2} \quad \text{Ec. 5-62}$$

$$R.F. = 18.2\%$$

Factor de utilización del transformador

$$TUF = \frac{Pcd}{\sqrt{3Vs Is}} \quad \text{Ec. 5-63}$$

$$TUF = \frac{0.6839V_m I_m}{0.3838}$$

$$TUF = \frac{(0.827)^2 V_m I_m}{\sqrt{3} \cdot 0.707V_m \cdot 0.84068} \times 100$$

$$TUF = 66.43\%$$

5.6 Circuito rectificador Trifásico tipo puente con carga resistiva

Otro de los circuitos trifásicos de rectificación es el tipo puente mostrado en la figura 5-10. Cada trayectoria de conducción a través de dos rectificadores en serie y esto reduce el voltaje de pico inverso por rectificador aproximadamente a la mitad de una segunda característica, igualmente importante, es el hecho de que la conmutación toma lugar cada 60° , o seis veces por ciclo por lo tanto reduciendo el factor de rizado e incrementando la frecuencia de rizado lo cual facilita el filtrado.

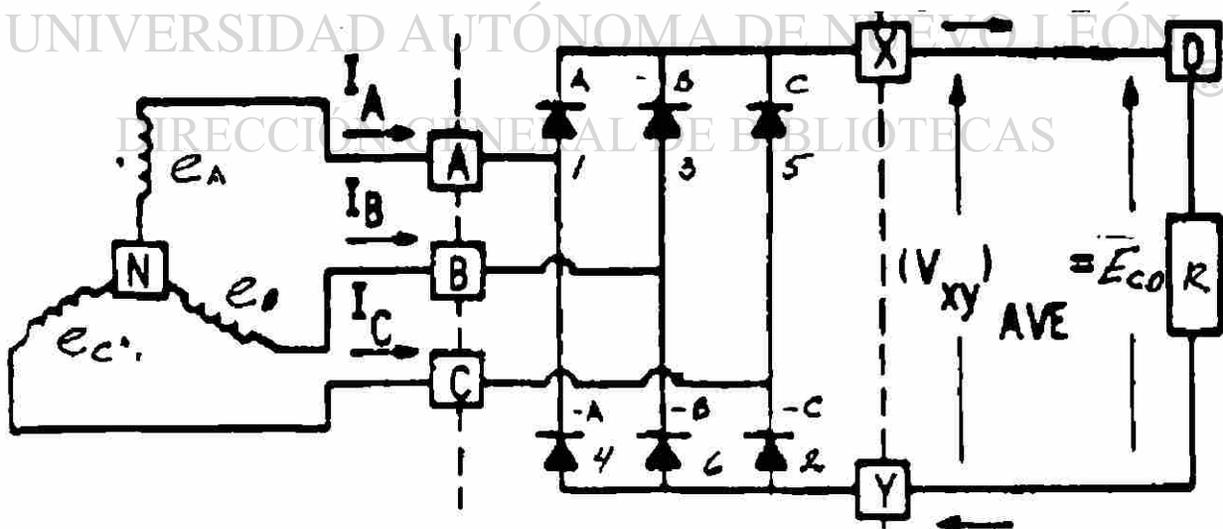


Figura 5-10 Circuito trifásico de rectificación tipo puente.

La secuencia de encendido de los Rectificadores será A, -C, B, -A, C, -B, A etc. o bien por los números marcados del 1 al 6 en la figura 5-11.

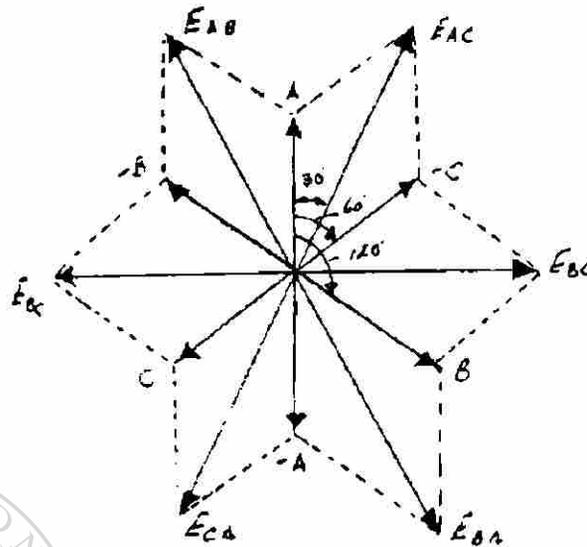


Figura 5-11 Secuencia de encendido de los rectificadores.

Análisis matemático y datos de diseño

Voltaje Promedio en un rectificador trifásico de onda completa

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3}V_m \cos \omega t d(\omega t)$$

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

$$V_{cd} = 1.654V_m$$

Ec. 5-63

Corriente promedio en un rectificador de onda completa

$$I_{cd} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/6} \frac{\sqrt{3}V_m}{R} \cos \omega t d(\omega t)$$

$$I_{cd} = \frac{\sqrt{3} \cdot 6}{\pi} \left. \sin \omega t \right|_0^{\pi/6}$$

Ec. 5-64

$$I_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m \quad \text{Ec. 5-65}$$

Potencia promedio de corriente directa en un rectificador de onda completa

$$P_{cd} = V_{cd} \times I_{cd}$$

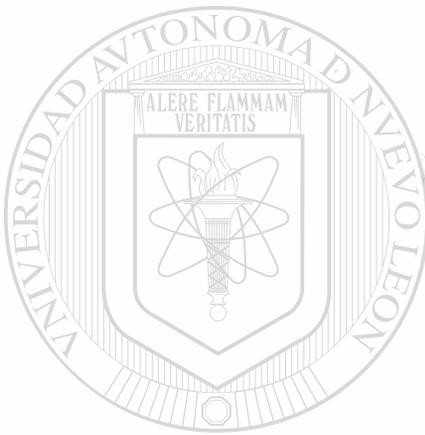
$$P_{cd} = \frac{(1.654)^2 V_m^2}{R} \quad \text{Ec. 5-66}$$

Voltaje eficaz en un rectificador de onda completa

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi/6} (\sqrt{3} V_m \cos \omega t d(\omega t))^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ec. 5-67}$$

$$V_{rms} = \left[\left(\frac{3}{2} V_m^2 + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right) V_m^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{rms} = 1.6554 V_m$$



UANL

Corriente eficaz de un rectificador de onda completa

$$I_m = \frac{\sqrt{3} V_m}{R}$$

$$I_{rms} = \frac{1.6554 V_m}{R}$$

Potencia en corriente alterna en un rectificador de onda completa

$$P_{ca} = V_{rms} \times I_{rms}$$

$$P_{ca} = \frac{(1.6554)^2}{R} V_m^2$$

Voltaje eficaz de salida del secundario del transformador

$$V_s = 0.707V_m$$

Ec. 5-70

Corriente eficaz de salida del secundario del transformador

$$I_s = \left[\frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$I_s = \left[\frac{I_m^2}{3} + \frac{\sqrt{3} I_m^2}{2\pi} \right]^{1/2}$$

Ec. 5-71

$$I_s = \sqrt{0.33 + 0.27566} I_m$$

$$I_s = 0.7804 I_m$$

Volt-amp del secundario del transformador

$$\text{Volt - amp del secundario del transformador} = 3V_s I_s$$

$$\text{Volt - amp del secundario del transformador} = \frac{3\sqrt{3} \cdot 0.707 \cdot 0.7804 V_m^2}{R}$$

$$\text{Volt - amp del secundario del transformador} = \frac{2.86 V_m^2}{R} \quad \text{Ec. 5-72}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

La eficiencia

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\% \eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}}$$

$$\% \eta = \frac{1.6454}{R \frac{1.6554^2 V_m^2}{R}} \times 100$$

Ec. 5-73

$$\% \eta = 99.83\%$$

Factor de forma

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}}$$

Ec. 5-74

$$FF = \frac{1.6554}{1.654}$$

$$FF = 1.0008$$

Factor de componente ondulatoria o factor de rizado

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{cd}}\right)^2 - 1}$$

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1^2}$$

Ec. 5-75

$$RF = \sqrt{(1.0008)^2 - 1}$$

$$RF = 0.041153 \times 100$$

$$RF = 4\%$$



Factor de utilización

UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

$$TUF = \frac{P_{cd}}{3V_s I_s}$$

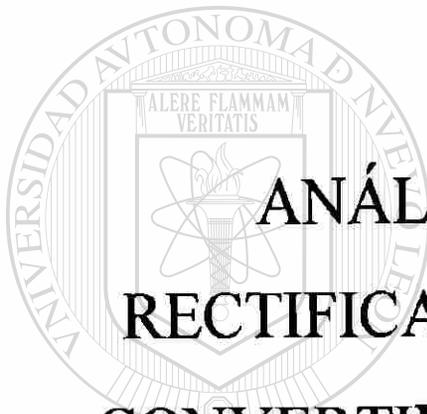
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$TUF = \frac{(1.654)^2 V_m^2}{R \frac{3\sqrt{3} \times 0.707 \times 0.78040 V_m^2}{R}} \times 100$$

Ec. 5-76

$$TUF = 95.42\%$$

6



**ANÁLISIS DE CIRCUITOS
RECTIFICADORES POLIFÁSICOS Y
CONVERTIDORES REGENERATIVOS**

**ESTÁTICOS CON RECTIFICADORES
CONTROLADOS DE SILICIO**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

®

6.1 Convertidores monofásicos

El convertidor de fase controlada es un dispositivo que convierte el voltaje de corriente alterna de magnitud y frecuencia constante en un voltaje de corriente directa controlable.

La operación del convertidor para regular el voltaje a la salida consiste en controlar el tiempo en el que se activa al rectificador controlado de silicio y este pueda conducir.

Los convertidores que aquí mencionaremos son de conmutación o de línea natural.

Convertidores regenerativos estáticos con rectificadores controlados de silicio.

En este capítulo se analizarán los convertidores de control de fase los cuales pueden controlar el voltaje de salida. Los convertidores se clasifican en dos tipos que son: convertidores monofásicos y convertidores trifásicos; cada tipo se puede subdividir en semiconductor, convertidor completo y convertidor dual.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El semiconvertidor es un convertidor de un cuadrante y la característica que presenta es que el voltaje y la corriente tienen la misma polaridad. Como se muestra en la siguiente figura 6-1 b.

El convertidor completo es un convertidor de dos cuadrantes en este convertidor el voltaje de salida puede ser positivo o negativo, mientras que la corriente es solamente positiva, como se muestra en la figura 6-2 b.

El convertidor dual puede operar en los cuatro cuadrantes, en este caso el voltaje de salida y la corriente pueden ser positivos o negativos como se muestra en la figura 6-

3 b. Esto quiere decir que el sistema puede entregar potencia eléctrica o bien recibir potencia eléctrica.

Los convertidores están constituidos por tiristores de control de fase o en otras palabras por rectificadores controlados de silicio, por lo que daremos una idea de cómo están trabajando de forma individual.

En algunos casos los convertidores se conectan en serie, para obtener voltajes más altos y así mejorar el factor de potencia de entrada.

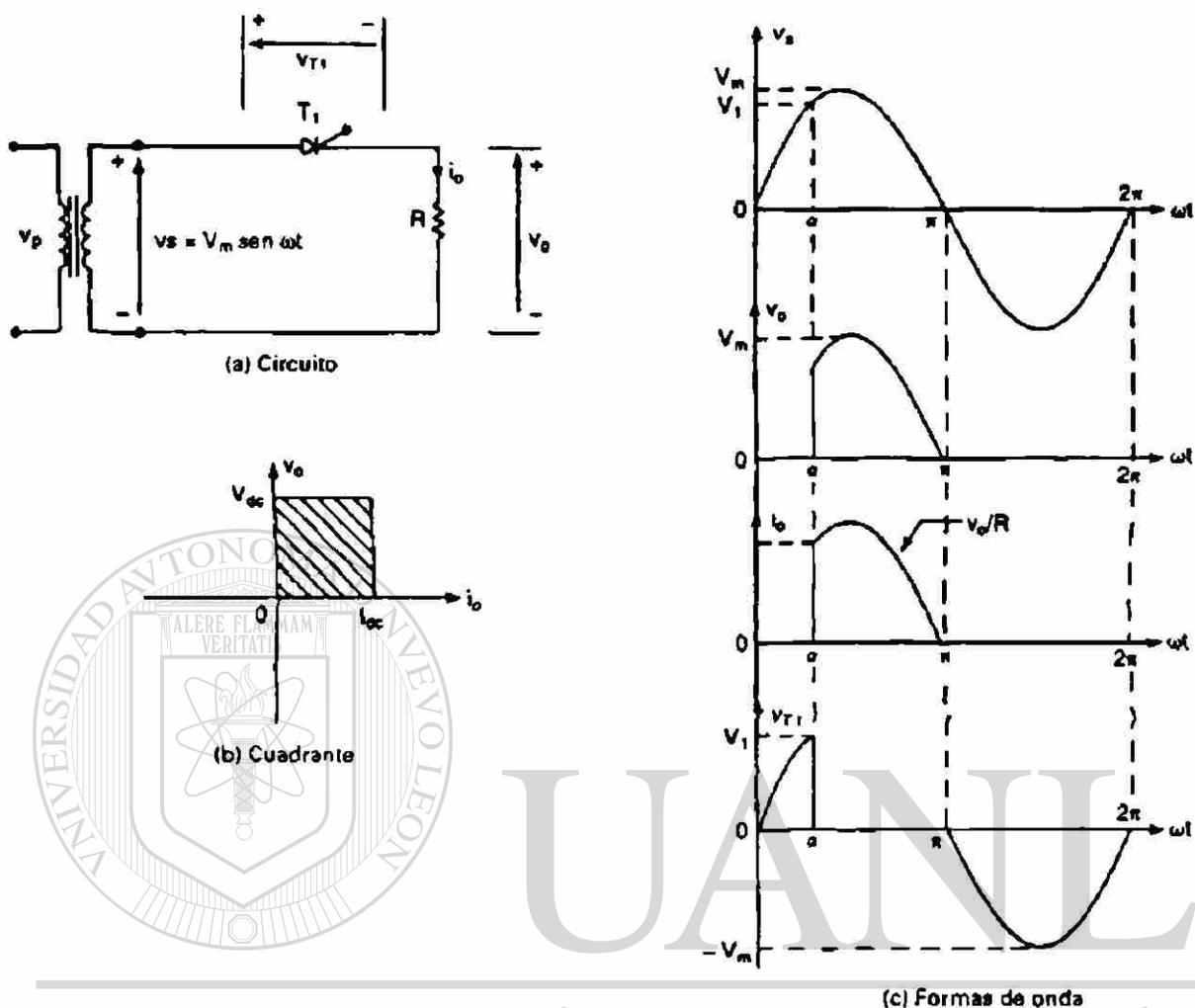
6.1.1 Semiconvertidores monofásicos con carga resistiva

Consideremos el circuito de la figura 6-1 a con carga resistiva. Durante el medio ciclo positivo del voltaje de entrada, el tiristor t_1 es polarizado directamente, cuando el tiristor t_1 se dispara, en $\omega t = \alpha$ el tiristor t_1 conduce; el voltaje de entrada se hace negativo, $\omega t = \pi$, el tiristor t_1 se polariza inversamente, por lo que se desactiva. El tiempo en que el voltaje de entrada empieza a hacerse positivo hasta que se dispara el tiristor en $\omega t = \alpha$, se le llama ángulo de retorno o ángulo de disparo α .

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

La región de operación del convertidor, donde el voltaje y la corriente de salida tienen una sola polaridad como se muestra en la figura 6-1 b.

Las formas de onda de los voltajes de entrada y salida, así como de la corriente de carga y del voltaje a través de t_1 , por lo general, este convertidor no se utiliza en aplicaciones industriales, porque su salida presenta un gran contenido de armónicos de baja frecuencia.



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Figura 6-1 Convertidor monofásico de tiristor, con carga resistiva.

Si V_m es el voltaje máximo de entrada el voltaje promedio de salida V_{cd} puede determinarse a partir

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t \, d(\omega t)$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi} [1 - \cos \pi]$$

Ec. 6-1

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha)$$

El voltaje V_{cd} puede variar desde V_m/π hasta cero, al variar α desde cero hasta

π .

El voltaje de salida máximo V_{dm} es

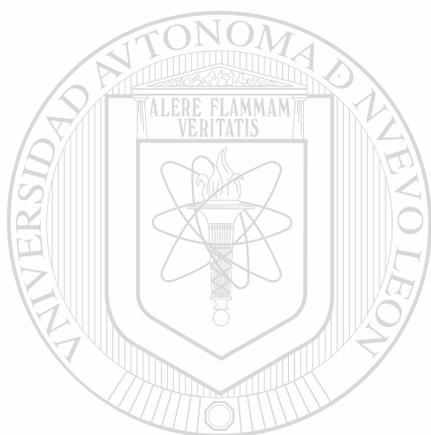
$$V_{dm} = \frac{V_m}{\pi} \quad \text{Ec. 6-2}$$

Normalizando el voltaje de salida con respecto a V_{dm} , el voltaje de salida normalizado será

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}}$$

$$V_n = \frac{\frac{V_m}{2\pi} \cos(1 + \cos\alpha)}{\frac{V_m}{\pi}} \quad \text{Ec. 6-3}$$

$$V_n = 0.5(1 + \cos\alpha)$$



Determine la corriente promedio I_{cd}

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

$$I_{cd} = \frac{V_m}{2\pi R}(1 + \cos\alpha) \quad \text{Ec. 6-4}$$

Determine la potencia promedio

$$P_{cd} = V_{cd} \times I_{cd}$$

$$P_{cd} = \frac{V_m}{2\pi}(1 + \cos\alpha) \left(\frac{V_m}{2\pi R} \right) (1 + \cos\alpha)$$

$$P_{cd} = \frac{V_m^2}{4\pi^2 R} (1 + \cos\alpha)^2$$

$$P_{cd} = \frac{V_m^2}{4\pi^2 R} (1 + \cos 60^\circ)^2 \quad \text{Ec. 6-5}$$

$$P_{cd} = \frac{V_m^2}{4\pi^2 R} (1 + 0.5)^2$$

$$P_{cd} = \frac{2.25V_m^2}{4\pi^2 R}$$

$$P_{cd} = \frac{0.0253V_m^2}{R}$$

El voltaje V_{rms} de salida esta dado por

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2}$$

Ec. 6-6

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

La corriente de salida esta dada por

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{V_m}{\sqrt{2}R} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}$$

Ec. 6-7

6.1.2 Convertidores monofásicos completos

Analizando el circuito convertidor monofásico completo que se muestra en la figura 6-2 a con carga altamente inductiva, se observa que en el semiciclo positivo los tiristores T_1 y T_2 están directamente polarizados; cuando $\omega t = \alpha$ los tiristores T_1 y T_2 se

disparan al mismo tiempo, alimentando el voltaje de la fuente a la carga. Como se muestra en la figura 6-2c. Debido a la carga inductiva T_1 y T_2 quedan conduciendo mas alla de $\omega t = \pi$ aun cuando el voltaje de entrada sean negativo, ahora los tiristores T_3 y T_4 tienen una polarización directa; el disparo de los tiristores T_3 y T_4 hará que estos conduzcan aplicando un voltaje de bloqueo inverso a los tiristores T_1 y T_2 apagándolos debido a la conmutación natural ó de línea. Ahora la corriente de carga es transferida de T_1 y T_2 a T_3 y T_4 en la figura 6-3 b se muestran las regiones de operación del convertidor aquí se observa que el voltaje puede ser positivo o negativo y la corriente positiva, y en la figura 6-2c se muestran la forma de onda del voltaje de entrada, el voltaje de salida y las corrientes de entrada y salida.

Cuando T_1 y T_2 conducen desde α hasta π la potencia fluye de la alimentación a la carga, el voltaje y la corriente son positivos. Se dice que el convertidor se opera en modo de rectificación. Durante el periodo de π hasta $\pi + \alpha$ el voltaje de entrada es negativo V_s y la corriente de entrada I_s es positiva.

Existiendo un flujo inverso de potencia de la carga hacia la alimentación. Se dice que el convertidor opera en modo de inversión. Este convertidor es muy usado en aplicaciones industriales hasta de 15 Kw. Podemos deducir que dependiendo del valor de α el voltaje promedio puede ser positivo ó negativo y permite la operación en dos cuadrantes.

El voltaje promedio de salida se puede determinar a partir de

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad \text{Ec. 6-8}$$

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha} \quad \text{Ec. 6-9}$$

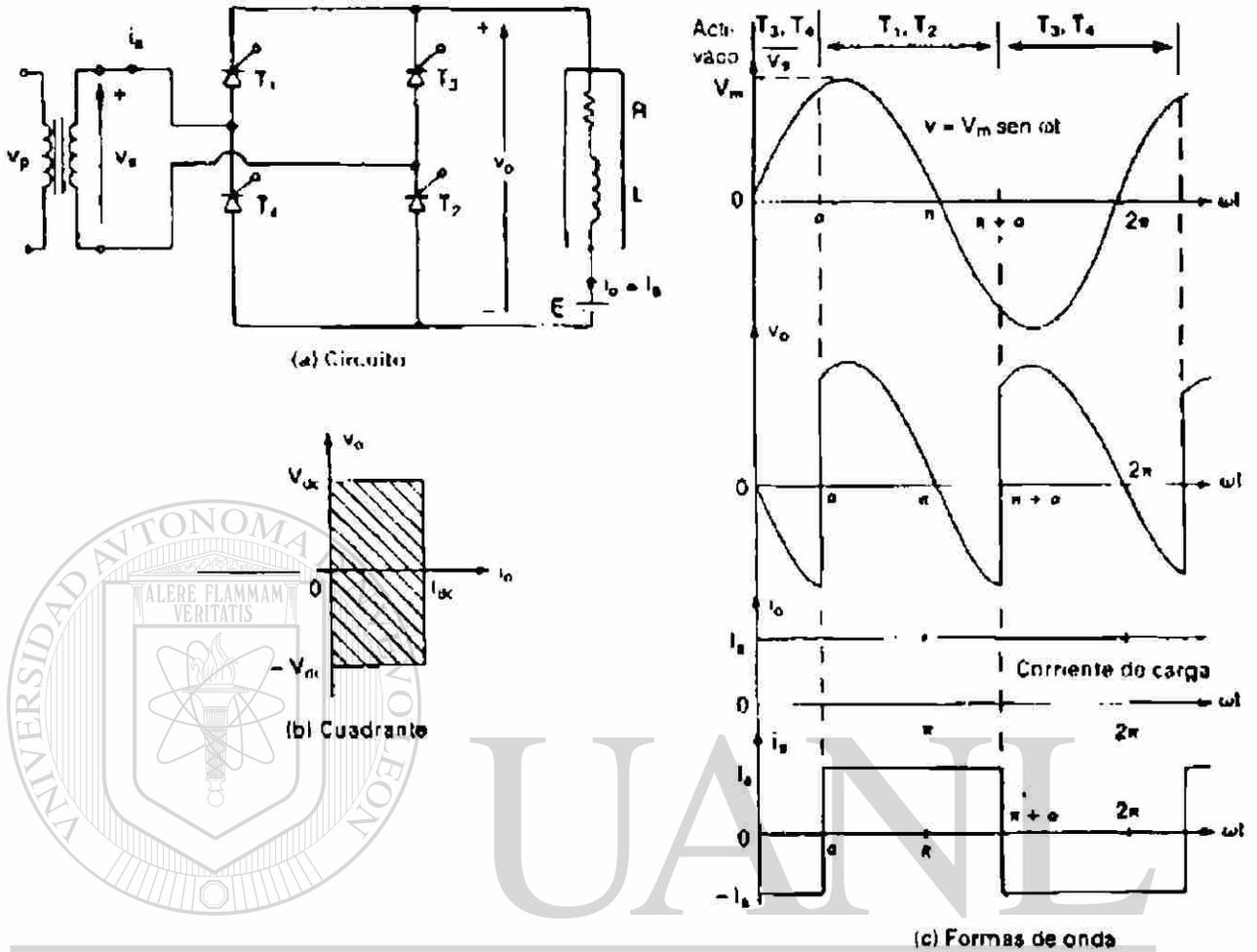


Figura 6-2 Convertidor monofásico completo.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
 DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Si se varia α desde 0 a π se puede variar V_{cd} desde $2V_m/\pi$ hasta $-2V_m/\pi$. El voltaje promedio de salida máximo es $V_{dm} = 2V_m/\pi$ y el voltaje promedio de salida normalizado es;

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = \cos \alpha \tag{Ec. 6-10}$$

El valor rms del voltaje de salida esta dado por:

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2}$$

Ec. 6-11

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s$$

Para una carga resistiva los tiristores T_1 y T_2 conducirán desde α hasta π y los tiristores T_3 y T_4 conducirán desde $\alpha+\pi$ hasta 2π .

Para un ángulo de retraso de $\alpha = \pi/3$, repita el ejemplo 6-2 para el convertidor completo monofásico de la figura 6-2 a.

Solución:

La forma de onda de la corriente de entrada aparece en la figura 6-2c y la corriente instantánea de entrada se puede expresar con una serie de Fourier de la forma

$$I_s(t) = I_{cd} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad \text{Ec. 6-12}$$

donde

$$I_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} I_s(t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a d(\omega t) \right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} I_s(t) \cos n\omega t d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \cos n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \cos n\omega t d(\omega t) \right]$$

$$= -\frac{4I_a}{n\pi} \sin n\alpha \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \dots$$

$$= 0 \quad \text{para } n = 2, 4, \dots$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} I_s(t) \sin n\omega t d(\omega t)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \sin n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \sin n\omega t d(\omega t) \right] \\
 &= \frac{4I_a}{n\pi} \cos n\alpha \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \dots \\
 &= 0 \quad \text{para } n = 2, 4, \dots
 \end{aligned}$$

Dado que $I_{cd} = 0$, la corriente de entrada se puede escribir en la forma

$$I(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(\omega t + \phi_n) \quad \text{Ec. 6-13}$$

donde

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \quad \text{Ec. 6-14}$$

y ϕ_n es el ángulo de desplazamiento de la corriente de la corriente de la armónica de orden n . El valor rms de la corriente de entrada de la armónica de orden n es

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} = \frac{4I_a}{\sqrt{2}n\pi} = \frac{2\sqrt{2}I_a}{n\pi} \quad \text{Ec. 6-15}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

y el valor rms de la corriente fundamental es

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}I_a}{\pi} \quad \text{Ec. 6-16}$$

El valor rms de la corriente de entrada se puede calcular a partir de la ecuación (5-25), como

$$I_s = \left(\sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} I_{sn}^2 \right)^{1/2} \quad \text{Ec. 6-17}$$

Is también se puede determinar directamente a partir de

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = I_a \quad \text{Ec. 6-18}$$

De la ecuación (3-51) se puede encontrar el factor de desplazamiento

$$HF = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s_1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.483 \text{ o } 48.3\% \quad \text{Ec. 6-19}$$

De las ecuaciones (3-50) y (3-24), el factor de desplazamiento

$$DF = \cos \phi_1 = \cos -\alpha \quad \text{Ec. 6-20}$$

De la ecuación (3-52) se encuentra el factor de potencia como

$$PF = \frac{I_{s_1} \cos -\alpha}{I_s} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \quad \text{Ec. 6-21}$$



U A N L

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

(b) $\alpha = \frac{\pi}{3}$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha = 54.02 V \quad \text{y} \quad V_n = 0.5 \mu u$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s = 120 V$$

$$I_{s_1} = \left(2\sqrt{2} \frac{I_a}{\pi} \right) = 0.90032 I_a \quad \text{y} \quad I_s = I_a$$

$$HF = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s_1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.483 \quad \text{o} \quad 48.3\%$$

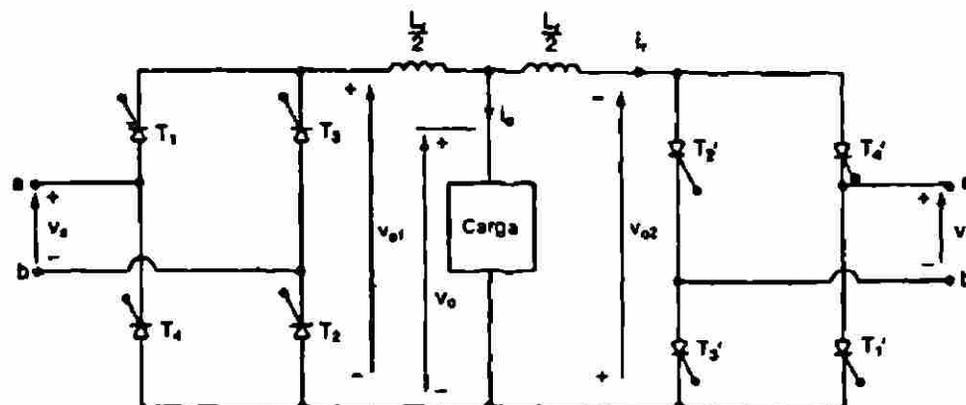
$$\phi_1 = -\alpha \quad \text{y} \quad DF = \cos -\alpha = \cos \frac{-\pi}{3} = 0.5$$

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos -\alpha = 0.45 \quad (\text{atrasado})$$

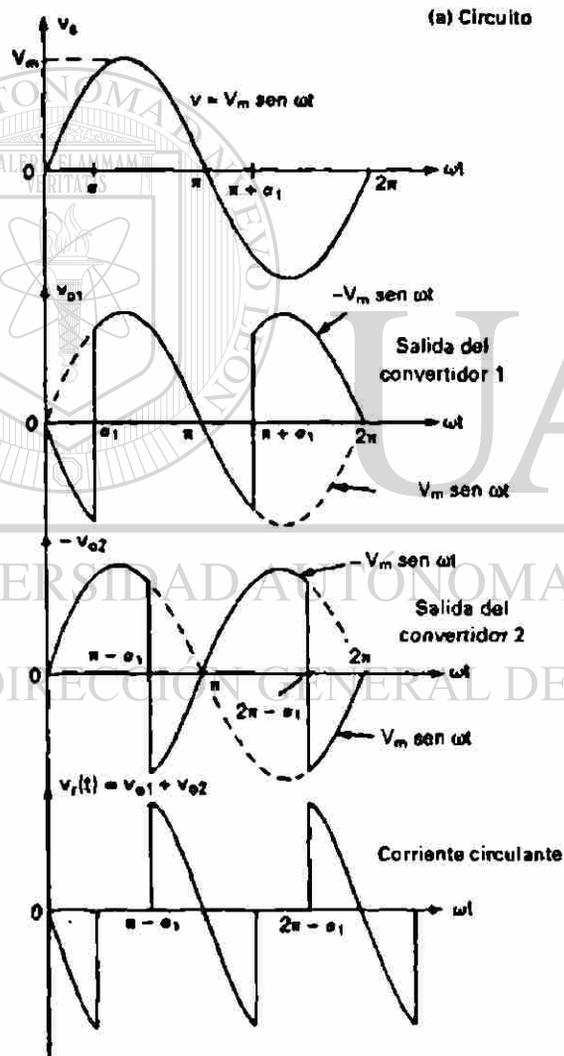
Nota. La componente fundamental de la corriente de entrada es siempre 90.03 % de la y el factor armónico se mantiene constante en 48.34 %.

6.1.3 Convertidores Monofásicos Duales

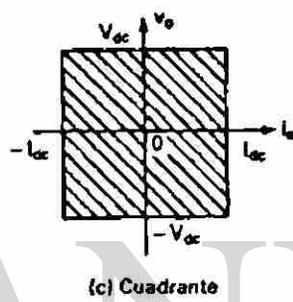
Se vio que en los convertidores monofásicos completos que pueden conducir en dos cuadrantes como convertidores ó como inversores. Si se conectan estos convertidores completos espalda con espalda, pueden invertir tanto el voltaje de salida como la corriente de carga. Haciendo este arreglo se tendrá una operación en los cuatro cuadrantes llamándolo convertidor dual. Los convertidores duales son en propulsores de velocidad variable de alta potencia. Si α_1 y α_2 son los ángulos de retraso de los convertidores 1 y 2 respectivamente, los voltajes de salida correspondientes V_{cd1} y V_{cd2} . Los ángulos de retraso se controlan de tal forma que un convertidor funciona como rectificador y el otro convertidor funciona como inverso; pero ambos convertidores producen el mismo voltaje promedio de salida, el arreglo de los convertidores se muestran en la figura 6-3 a y en la figura 6-3 b se muestra la forma de onda de salida de los dos convertidores y en la figura 6-3c se muestran las características v-i de un convertidor dual.



(a) Circuito



(b) Formas de onda



(c) Cuadrante

Figura 6-3 Convertidor monofásico dual.

Los voltajes promedios de salida

$$Vcd_1 = \frac{2Vm}{\pi} \cos \alpha_1 \quad \text{Ec. 6-22}$$

$$Vcd_2 = \frac{2Vm}{\pi} \cos \alpha_2 \quad \text{Ec. 6-23}$$

Los voltajes Vcd_1 y Vcd_2 son opuestos por ser un convertidor rectificador y el otro un inversor

$$\cos \alpha_2 = -\cos \alpha_1 = \cos(\pi - \alpha_1) \quad \text{Ec. 6-24}$$

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \quad \text{Ec. 6-25}$$

Como los voltajes instantáneos no están en fase existe una diferencia de potencial en los convertidores dando lugar a una corriente circulante. Esta corriente está limitada por un reactor de corriente circulante L_r . Como se muestra en la figura 6-3 a. Si los voltajes de salida instantáneos de los convertidores 1 y 2 son V_{o1} y V_{o2} la corriente circulante se calcula integrando la diferencia de potencial instantáneo a partir de $\omega t = 2\pi - \alpha_1$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$I_r = \frac{1}{\omega L_r} \int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} V_1 d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r} (V_{o1} + V_{o2}) d(\omega t) \quad \text{Ec. 6-26}$$

$$I_r = \frac{Vm}{\omega L_r} \left[\int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} -\sin \omega t d(\omega t) - \int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} \sin \omega t d(\omega t) \right] \quad \text{Ec. 6-26}$$

$$I_r = \frac{2Vm}{\omega L_r} (\cos \omega t - \cos \alpha_1)$$

la corriente circulante instantánea depende del ángulo de retraso. Para $\alpha_1=0$ su magnitud se hace mínima cuando $\omega t = n\pi$ $n=0, 2, 4$, y máxima cuando $\omega t = n\pi$, $n=1,3,5$. La corriente de pico que puede llevar uno de los convertidores que controlan el flujo de potencia es $(I_p + 4Vm/\omega L_r)$. Los convertidores duales pueden operarse con o sin corriente circulante, solo opera un convertidor llevando la corriente de carga; mientras

que el otro convertidor queda totalmente bloqueado debido a pulsos de compuerta. Sin embargo, la operación con corriente circulante tiene las siguientes ventajas:

- 1.- La corriente circulante mantiene conducción continua en ambos convertidores sobre todo el rango de control, independiente de la carga.
- 2.- Dado que un convertidor siempre opera como rectificador y el otro como un inversor, el flujo de potencia es posible en cualquier dirección y en cualquier momento.
- 3.- Dado que ambos convertidores están en conducción continua, es más rápido el tiempo de respuesta para pasar de una operación de un cuadrante a otra.

6.1.4 Convertidores monofásicos en serie

6.1.4.1 Semiconvertidor monofásico en serie

Cuando se conectan dos o más convertidores en serie se pueden aplicar voltajes mayores mejorando el factor de potencia en la figura 6-4 a se muestran dos convertidores conectados en serie. El transformador de alimentación contiene dos devanados secundarios del mismo número y vueltas y la razón de transformación del primario al secundario es $2 N_p/N_s = 2$ si α_1 y α_2 son los ángulos del convertidor 1 y del convertidor 2, respectivamente el voltaje máximo de salida V_{dm} se obtiene cuando α_1 y α_2 son iguales a cero. En los sistemas de dos convertidores, uno de los convertidores esta completamente activo (ángulo de retroceso $\alpha_1 = 0$) teniéndose un voltaje $V_{dm}/2$, luego se vería el ángulo de atraso α_2 para lograr un voltaje que puede ir desde $V_{dm}/2$ hasta V_{dm} . En la figura 6-4 b se muestra el voltaje de salida, las corrientes de entrada a

los convertidores y la corriente de entrada desde la alimentación cuando ambos convertidores están operando con carga altamente inductiva.

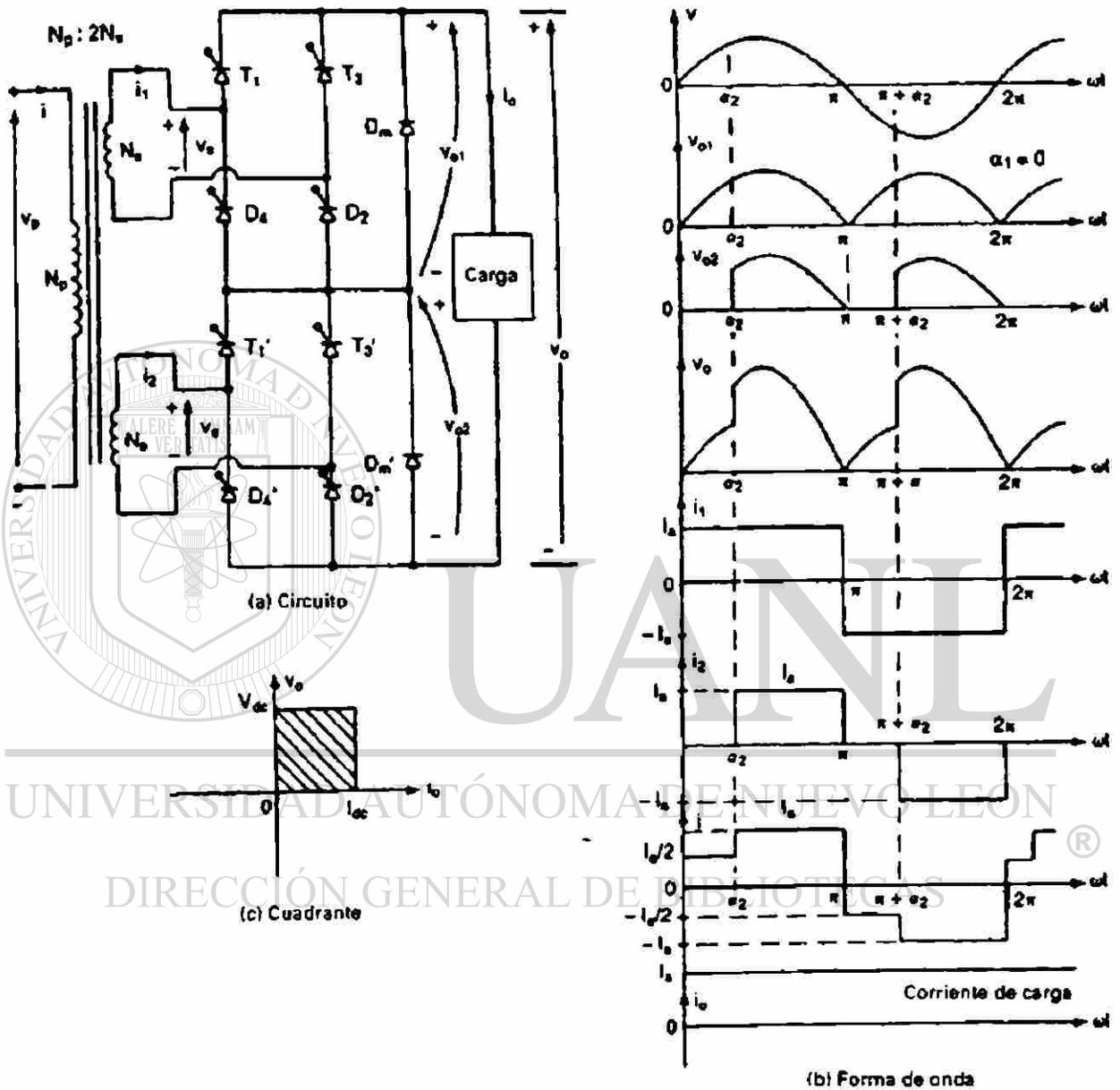


Figura 6-4 Semiconvertidores monofásicos en serie

El voltaje promedio de salida en cada convertidor es

$$V_{cd_1} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_1) \quad \text{Ec. 6-27}$$

$$V_{cd_2} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_2) \quad \text{Ec. 6-28}$$

El voltaje resultante de salida de los convertidores

$$V_{cd} = V_{cd_1} + V_{cd_2} = \frac{V_m}{\pi} (2 + \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \quad \text{Ec. 6-29}$$

El voltaje promedio máximo de salida para $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ es $V_m = 4V_m/\pi$ si el convertidor opera $0 \leq \alpha \leq \pi$ y $\alpha_2 = \pi$ entonces

$$V_{cd} = V_{cd_1} + V_{cd_2} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_1) \quad \text{Ec. 6-30}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.25(1 + \cos \alpha_1) \quad \text{Ec. 6-31}$$

Si ambos convertidores están operando $\alpha_1 = 0$ y $0 \leq \alpha_2 \leq \pi$ entonces

$$V_{cd} = V_{cd_1} + V_{cd_2} = \frac{V_m}{\pi} (3 + \cos \alpha_2) \quad \text{Ec. 6-32}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.25(3 + \cos \alpha_2) \quad \text{Ec. 6-33}$$

6.1.4.2 Convertidores completos monofásicos conectados en serie

Los convertidores completos conectados en serie, en este caso ambos convertidores operan al mismo tiempo. Cuando el convertidor funciona en forma de rectificador, un convertidor esta conduciendo totalmente $\alpha_1 = 0$ y el ángulo de ritmo del otro convertidor α_2 varía desde 0 hasta π , a fin de controlar el voltaje de salida de corriente directa. Como se muestra en la figura 6-5 b en la figura 6-5 d se muestra la características V-I de los convertidores completos en serie.

Los voltajes promedio de salida de los convertidores completos son:

$$V_{cd_1} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_1 \quad \text{Ec. 6-34}$$

$$V_{cd_2} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_2 \quad \text{Ec. 6-35}$$

Voltaje promedio resultante

$$V_{cd} = V_{cd_1} + V_{cd_2} = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \quad \text{Ec. 6-36}$$

El voltaje promedio máximo de salida para $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ $V_{dm} = 4V_m/\pi$ en modo de rectificación $\alpha_1 = 0$ y $0 \leq \alpha_2 \leq \pi$; entonces

$$V_{cd} = V_{cd_1} + V_{cd_2} = \frac{2V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_2) \quad \text{Ec.6-37}$$

El voltaje de salida de corriente directa normalizado

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos \alpha_2) \quad \text{Ec. 6-38}$$

En modo de inversor, $0 \leq \alpha_1 \leq \pi$ y $\alpha_2 \leq \pi$;

Entonces

$$V_{cd} = V_{cd_1} + V_{cd_2} = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_1 - 1) \quad \text{Ec. 6-39}$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(\cos \alpha_1 - 1) \quad \text{Ec. 6-40}$$

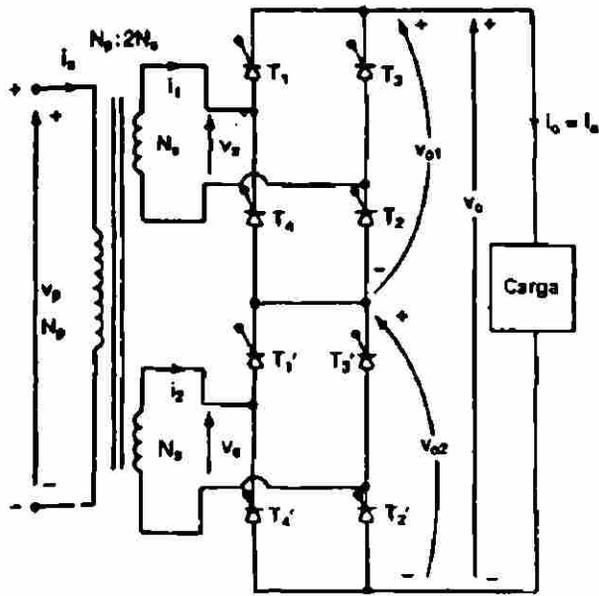


UANL

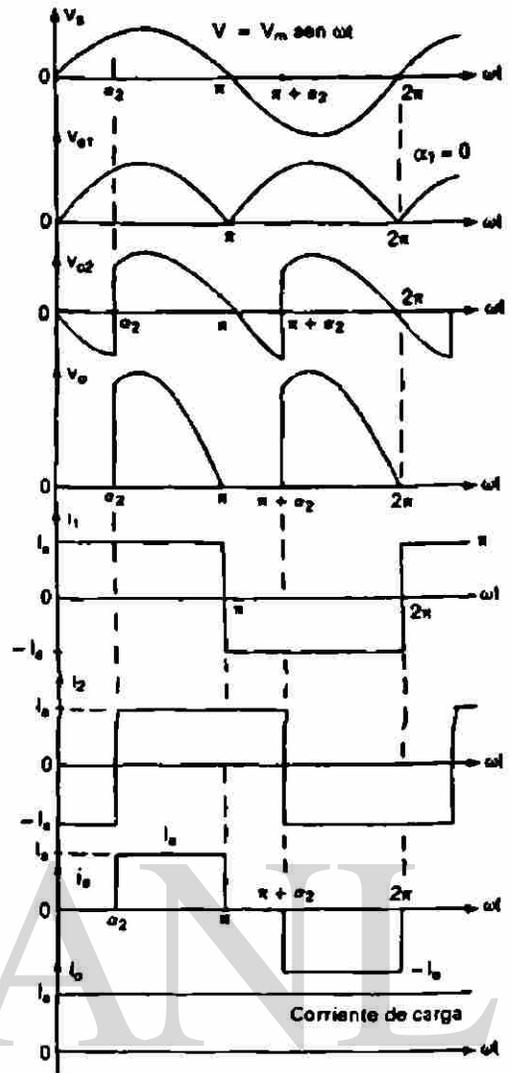
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

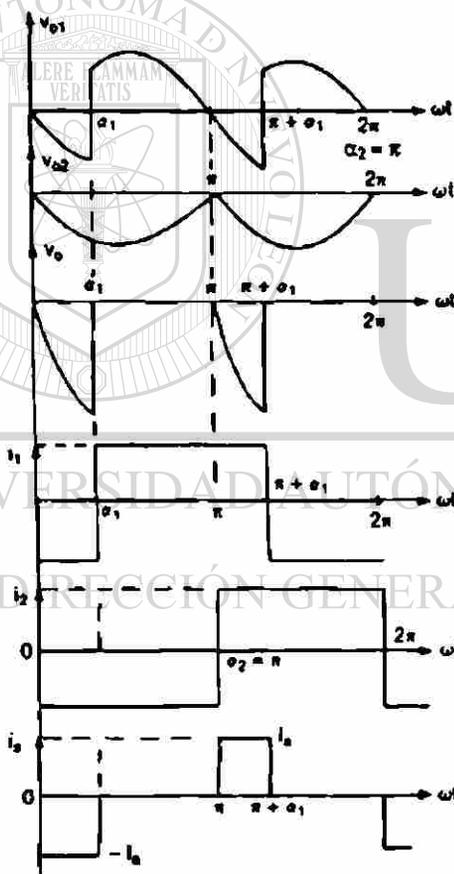




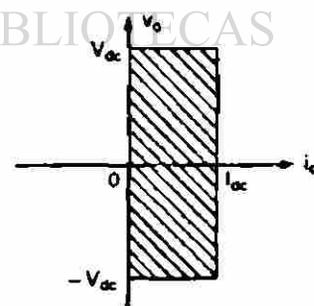
(a) Circuito



(b) Formas de onda



(c) Formas de onda



(d) Cuadrante

Figura 6-5 Convertidores monofásicos completos.

6.2 Convertidores trifásicos

6.2.1 Convertidor trifásico de media onda

Los convertidores trifásicos son muy utilizados en propulsores de velocidad de alta potencia, estos convertidores suministran voltajes de salida mas altos, y la frecuencia de las componentes ondulatorias del voltaje de salida es mayor, en comparación con los convertidores monofásicos. Se pueden conectar tres convertidores monofásicos de media onda como se muestra en la figura 6-1 a similar a un convertidor trifásico de media onda como se muestra en la figura 6-6 a. La operación de este convertidor es como a continuación se menciona. Cuando el tiristor T_1 se dispara $\omega t = \pi/6 + \alpha$, mientras se dispara el tiristor T_2 en $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$. Cuando T_2 queda encendido, el tiristor T_1 queda en polarización inversa, dado que el voltaje de línea a línea, $V_{ab} = V_{an} - V_{bn}$ es negativo y entonces T_1 se desactiva, entonces el voltaje de fase V_{bn} aparece en la carga hasta que el tiristor T_3 queda encendido en $\omega t = 3\pi/2 + \alpha$, al encenderse T_3 , T_2 se apaga como sucedió en T_1 y V_{cn} aparece a través de la carga hasta que T_1 se vuelve a encender al iniciar el siguiente ciclo. Las características V-I de la carga se muestran en la figura 6-6 b y este convertidor es de dos cuadrantes en la figura 6-6 c se muestran los voltajes de entrada, el voltaje de salida y la corriente a través del tiristor T_1 cuando se conecta una carga altamente inductiva.

En el caso de una carga resistiva y $\alpha > \pi/6$, la corriente de carga sería discontinua y cada tiristor se autoconmutaría, al invertirse la polaridad de un voltaje de fase la frecuencia del voltaje de la componente ondulatoria de salida es tres fases, este convertidor no se usa en sistemas prácticos porque las componentes de alimentación contienen componentes de corriente directa.

Voltaje promedio de salida para una corriente de carga continua

Voltaje de fase

$$V_{an} = V_m \sin \omega t$$

$$V_{cd} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} V_m \sin \omega t \, d(\omega t) \quad \text{Ec. 4-42}$$

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos \alpha$$

El voltaje de salida promedio máximo ocurre cuando el ángulo de retraso α es igual a cero.

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \quad \text{Ec. 4-43}$$

Voltaje promedio de salida normalizado es:

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = \cos \alpha \quad \text{Ec. 4-44}$$

Voltaje salida rms se determina a partir de

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} V_m^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t \right]^{1/2}$$

$$V_{rms} = \sqrt{3}V_m \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \quad \text{Ec. 4-45}$$

En caso de una carga resistiva y de $\alpha \geq \pi/6$

$$V_{cd} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t \, d\omega t = \frac{3V_m}{2\pi} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \quad \text{Ec. 4-46}$$

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \quad \text{Ec. 4-47}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 4-48}$$

$$V_{rms} = \sqrt{3}Vm \left[\frac{5}{24} - \frac{\alpha}{4\pi} + \frac{1}{8\pi} \text{sen} \left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha \right) \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 4-49}$$

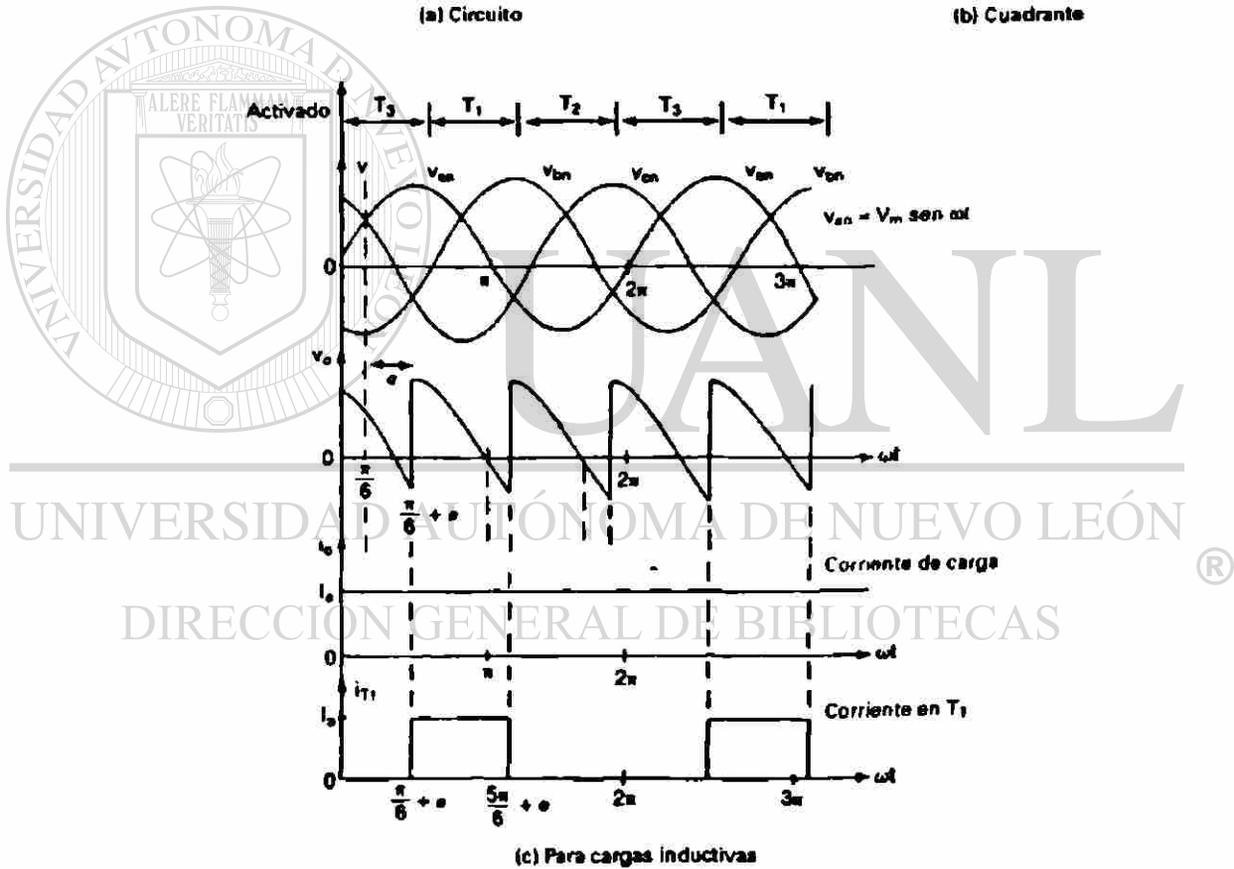
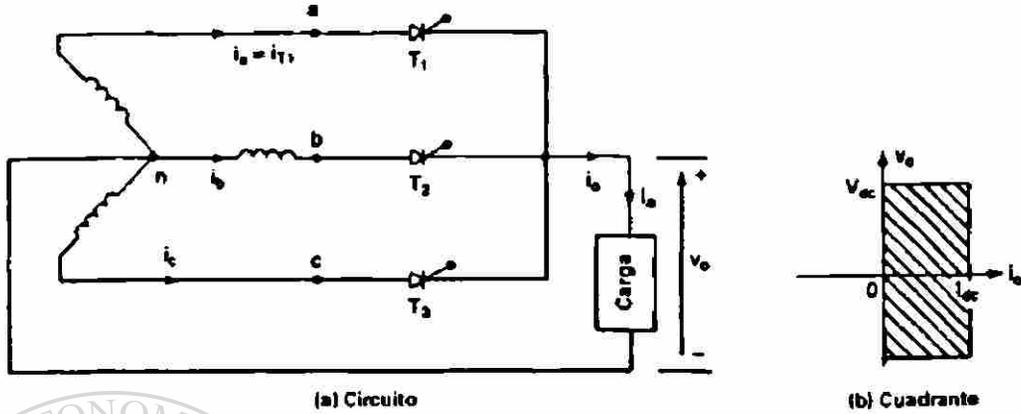


Figura 6-6 Convertidor trifásico de media onda

El convertidor trifásico de media onda de la figura 6-6 a es operado a partir de una alimentación conectada en estrella de 208 V 60 Hz la resistencia de la carga es $R=10\Omega$. Si se requiere obtener un voltaje promedio de salida del 50% del voltaje de salida máximo posible, calcule (a) el ángulo de retraso α , (b) las corrientes promedio y rms de salida, (c) las corrientes promedio y rms de tiristor, (d) la eficiencia de rectificación, (e) el factor de utilización del transformador TUF y (f) el factor de potencia de entrada PF.

Solución: El voltaje de fase es $V_s = 208/\sqrt{3}=120.1$ V, $V_m = \sqrt{2} V_s = 169.83$ v, $V_n=0.5$, y $R=10\Omega$. El voltaje de salida máximo es

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} = 3\sqrt{3} \times \frac{169.83}{2\pi} = 140.45V$$

El voltaje promedio de salida

$$V_{cd} = 0.5 \times 140.45 = 70.23V$$

- a) Para una carga resistiva, la corriente de carga es continua si $\alpha \leq \pi/6$, la ecuación (4-44) nos da que $V_n \geq \cos(\pi/6) = 86.6\%$. Con una carga resistiva y una salida del 50%, la corriente de carga es discontinua. A partir de la ecuación (4-47), $0.5 = (1/\sqrt{3})[1 + \cos(\pi/6 + \alpha)]$, lo que da el ángulo de retraso $\alpha = 67.7^\circ$.
- b) La corriente promedio de salida, $I_{cd} = V_{cd}/R = 70.23/10 = 7.02$ A. De la ecuación (4-49), $V_{rms} = 94.74$ V y la corriente rms de carga $I_{rms} = 94.74/10 = 9.47$ A.
- c) La corriente promedio de un tiristor, $I_A = I_{cd}/3 = 7.02/3 = 2.34$ A y la corriente media cuadrática de un tiristor $I_R = I_{rms}/\sqrt{3} = 9.47/3 = 3.16$ A.
- d) De la ecuación (5-3), la eficiencia de rectificación es $\eta = \frac{7.02(94.74 \times 9.47)}{70.23 \times 7.02} = 54.95\%$.

- e) La corriente rms de la línea de entrada es la misma que la corriente rms del tiristor, y la especificación de volt-amperes de entrada, $VI = 3V_s I_s = 3 \cdot 120.1 \times 5.47 = 1970.84$ W. De la ecuación (5-8), $TUF = 70.23 \times 7.02 / 1970.84 = 0.25$ es decir 25 %.
- f) La potencia de salida $P_o = I_{rms}^2 R = 9.47^2 \times 10 = 896.81$ W. El factor de potencia de entrada, $PF = 896.81 / 1970.84 = 0.455$ (atrasado).

6.2.2 Semiconvertidores Trifásicos

Las formas de onda de un semiconvertidor trifásico con $\alpha \leq \pi/3$ se muestra en la figura 6-8 a definamos:

$$V_{an} = V_m \sin \omega t \quad \text{Ec. 6-50}$$

$$V_{bn} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad \text{Ec. 6-51}$$

$$V_{cn} = V_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad \text{Ec. 6-52}$$

Los voltajes de línea a línea correspondientes son:

$$V_{ac} = V_{an} - V_{cn} = \sqrt{3}V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \quad \text{Ec. 6-53}$$

$$V_{ba} = V_{bn} - V_{an} = \sqrt{3}V_m \sin \left(\omega t - \frac{5\pi}{6} \right) \quad \text{Ec. 6-54}$$

$$V_{cb} = V_{cn} - V_{bn} = \sqrt{3}V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad \text{Ec. 6-55}$$

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = \sqrt{3}V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad \text{Ec. 6-56}$$

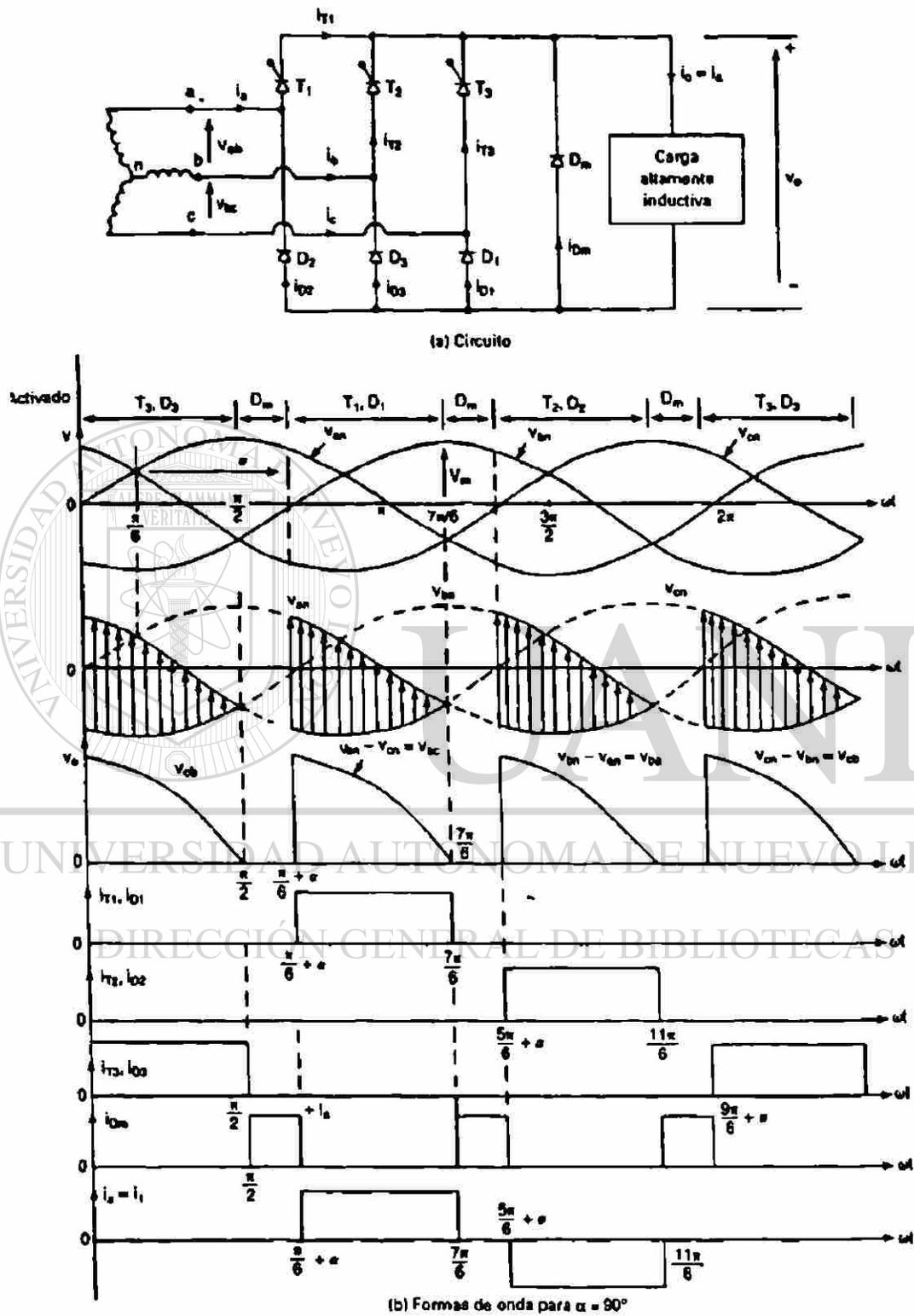


Figura 6-7 Semiconvertidor trifásico

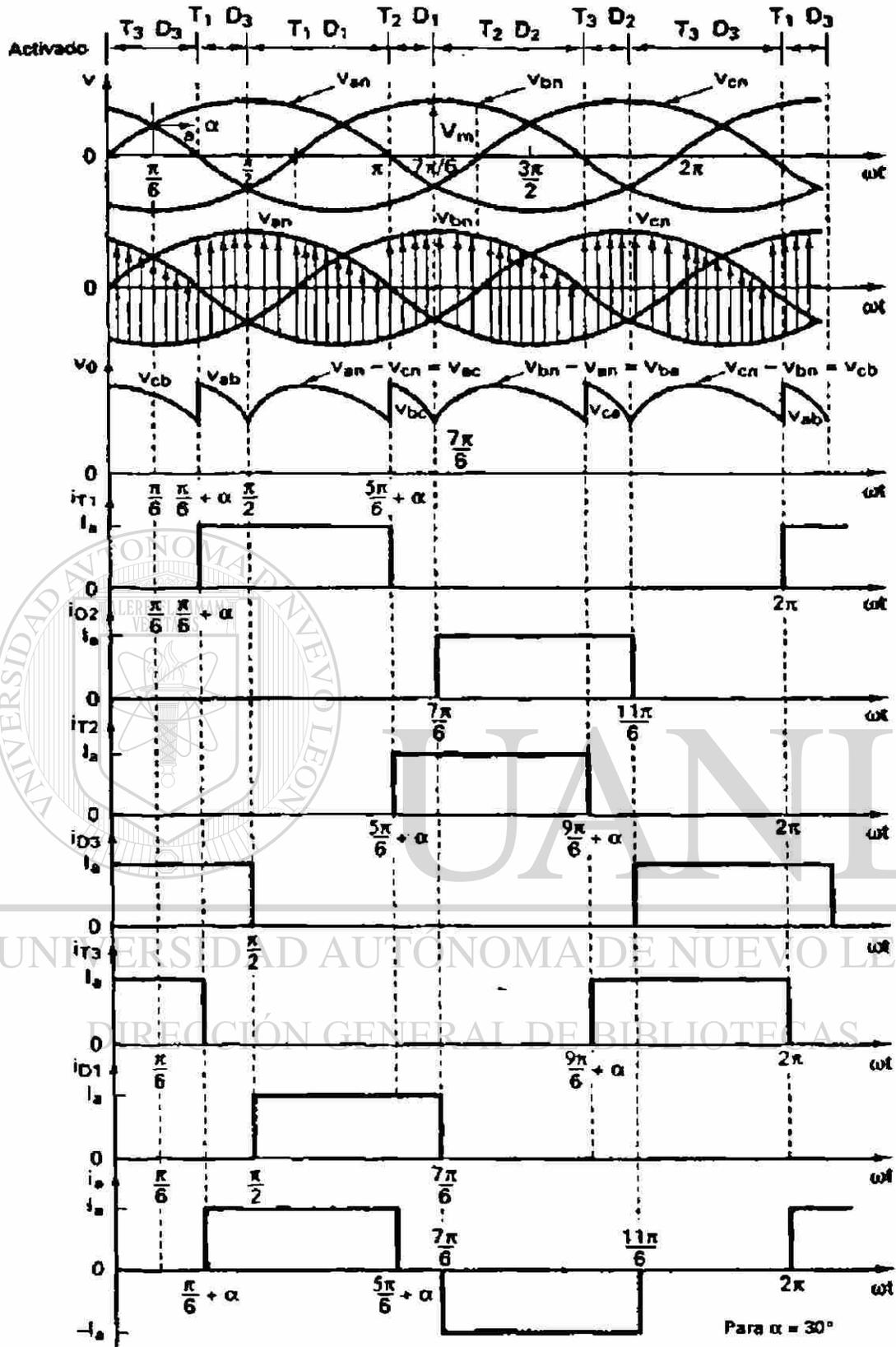


Figura 6-8 Semiconvertidor trifásico para $\alpha \leq \pi/3$

Donde V_m es el voltaje de pico de la fase de alimentación conectado en estrella para $\alpha \geq \pi/3$ y voltaje discontinuo de salida.

Voltaje promedio de salida

$$V_{cd} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} V_{ac} d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} \sqrt{3}V_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \quad \text{Ec. 6-57}$$

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m (1 + \cos\alpha)$$

El máximo valor de V_{cd} es a $\alpha=0$

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad \text{Ec. 6-58}$$

Voltaje de salida normalizado

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos\alpha) \quad \text{Ec. 6-59}$$

Voltaje rms de salida se determina a partir

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} 3V_m^2 \sin^2\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 6-60}$$

$$V_{rms} = \sqrt{3}V_m \left[\frac{3}{4\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) \right]^{1/2}$$

Para $\alpha \leq \pi/3$ y un voltaje de salida continuo

Voltaje promedio de salida

$$V_{cd} = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} V_{ab}(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} V_{ac} d(\omega t) \right]$$

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m (1 + \cos \alpha) \quad \text{Ec. 6-61}$$

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos \alpha) \quad \text{Ec. 6-62}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} V_{ab}^2 d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} V_{ac}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

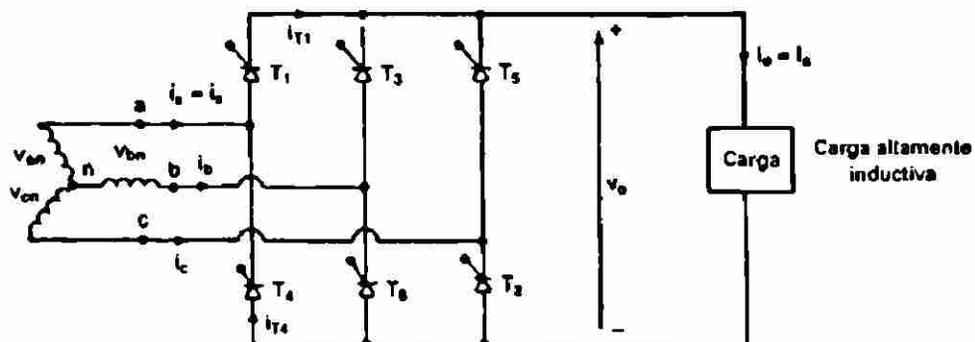
Ec. 6-63

$$V_{rms} = \sqrt{3} V_m \left[\frac{3}{4\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos^2 \alpha \right) \right]^{1/2}$$

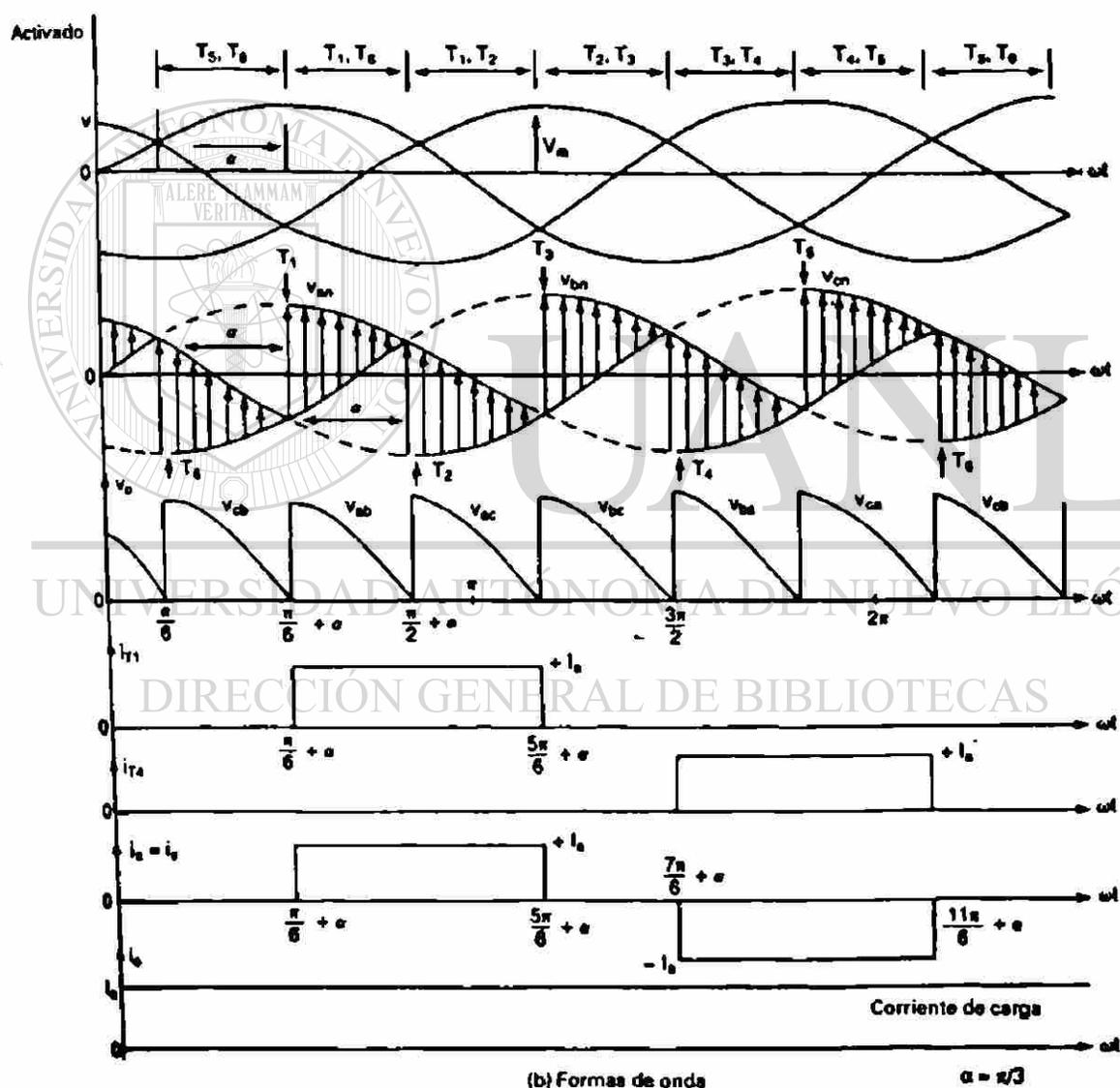
6.2.3 Convertidores trifásicos completos

Los convertidores trifásicos completos son ampliamente usados hasta niveles de 220 Kw en donde se requiere operaciones de dos cuadrantes en la figura 6-9 se muestra un circuito convertidor trifásico completo con una carga altamente inductiva este circuito también se conoce como puente trifásico de seis pulsos, los tiristores se dispararon α intervalos de $\pi/3$. La frecuencia del voltaje de la componente ondulatoria de salida es 6 fi para el intervalo $(\pi/6 + \alpha) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha)$ conducen los tiristores T_1 y T_6 apareciendo el voltaje de línea V_{ab} . En $\omega t = \pi/2 + \alpha$ el tiristor T_2 se dispara y el tiristor T_6 se desactiva debido a la conmutación natural. Durante el intervalo $\pi/2 + \alpha \leq \omega t \leq (5\pi/6 + \alpha)$, los tiristores T_1 y T_2 conducen apareciendo el voltaje de línea a línea en la carga. La secuencia de disparo que se tiene en este arreglo es 12, 23, 34, 45, 56, y 61. En la figura 6-9 se muestra las formas de onda del voltaje de entrada, del voltaje de salida y la corriente de entrada y corrientes a través de los tiristores, estas formas de onda son para $\alpha = \pi/3$.

Para producir salidas efectivas de 12 pulsos se pueden combinar dos puentes de seis pulsos en serie o en paralelo.



(a) Circuito



(b) Formas de onda

$$\alpha = \pi/3$$

Figura 6-9 Convertidor trifásico completo

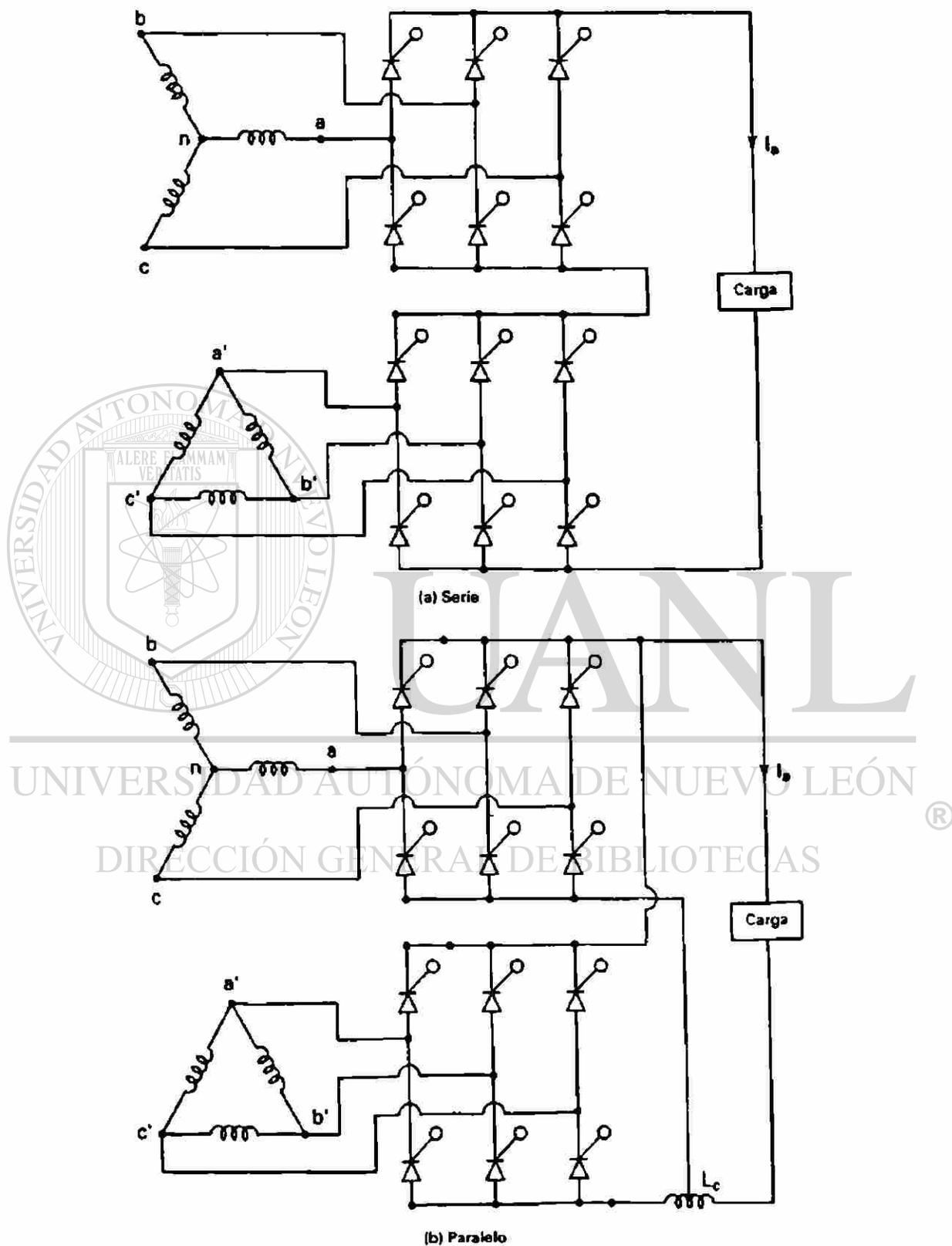


Figura 6-10 Configuraciones para una salida de 12 pulsos.

En la figura 6-10 se presentan 2 configuraciones, una en serie y otra en paralelo en la conexión uno de los secundarios se conecta en estrella y el otro en delta, obteniéndose un desfazamiento de 30° entre los voltajes secundarios.

Los voltajes de línea a neutro se definen como:

$$V_{an} = V_m \operatorname{sen} \omega t \quad \text{Ec. 6-64}$$

$$V_{bn} = V_m \operatorname{sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad \text{Ec. 6-65}$$

$$V_{cn} = V_m \operatorname{sen}(\omega t + 2\pi/3) \quad \text{Ec. 6-66}$$



Los voltajes de línea a línea son:

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = \sqrt{3}V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{Ec. 6-67}$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = \sqrt{3}V_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Ec. 6-68}$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = \sqrt{3}V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Ec. 6-69}$$

El voltaje promedio se obtiene a partir de

$$V_{cd} = \frac{2}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} V_{ab} d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3}V_m \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)$$

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \quad \text{Ec. 6-70}$$

El máximo voltaje promedio de salida, para el ángulo de retraso $\alpha=0$ es

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad \text{Ec. 6-71}$$

Voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dm}} = \cos \alpha \quad \text{Ec. 6-72}$$

El valor rms del voltaje de salida se obtiene

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3V_m^2 \sin^2(\omega t + \pi/6) d(\omega t) \right]^{1/2} \quad \text{Ec. 6-73}$$

$$V_{rms} = \sqrt{3} V_m \left[\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right]^{1/2}$$

Ejemplo

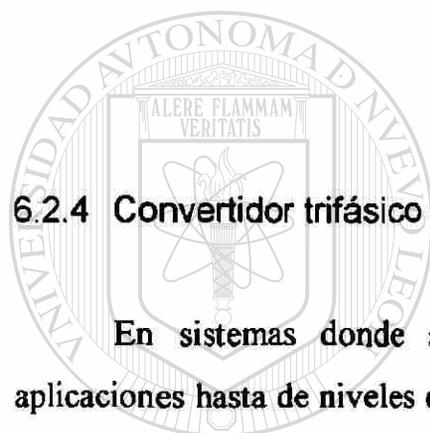
El convertidor completo trifásico de la figura 6-9 a tiene una carga $L = 1.5 \text{ mH}$, $R = 2.5 \Omega$, y $E = 10 \text{ volts}$. El voltaje de entrada línea a línea es 208 (Rms), 60 Hz. El ángulo de retraso es $\alpha = \pi/3$.

- Determine la corriente de carga de régimen permanente I_{L1} en $\omega t = \pi/3 + \alpha$ (o también $\omega t = \pi/6 + \alpha$).
- La corriente promedio del tiristor I_A .
- La corriente rms del tiristor I_R .
- La corriente rms de salida I_{rms} .
- La corriente promedio de salida I_{cd} .

Solución

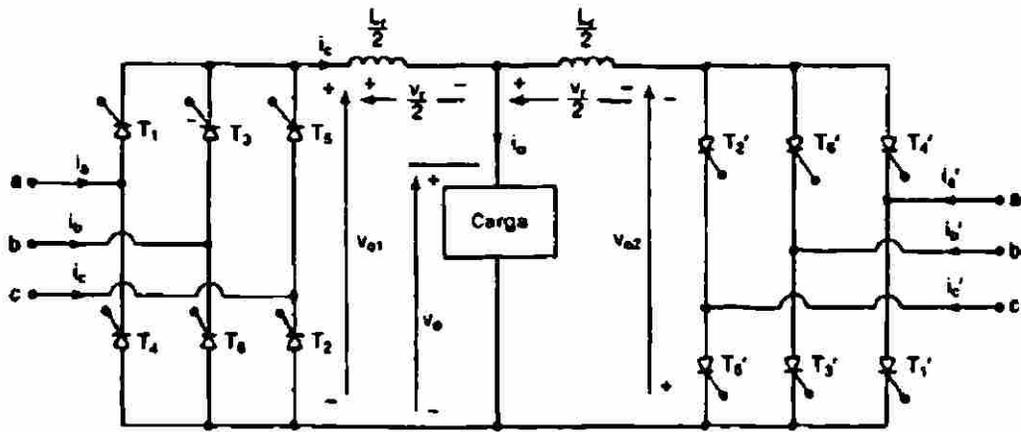
$\alpha = \pi/3$, $R = 2.5 \Omega$, $L = 1.5 \text{ mH}$, $f = 60 \text{ Hz}$, $\omega = 2\pi \cdot 60 = 377 \text{ rad/s}$, $V_{ab} = 208 \text{ v}$, $Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2} = 2.56 \Omega$, y $\theta = \tan^{-1}(\omega L/R) = 12.74^\circ$.

- La corriente de carga en regimen permanente en $\omega t' = \pi/3 + \alpha$, $I_{L1} = 20.49 \text{ A}$.
- La integración numérica de I_L de (5-30), entre los limites $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ hasta $2\pi/3 + \alpha$, proporcionan la corriente promedio del tiristor, $I_A = 17.42 \text{ A}$.
- Mediante la integración numérica de I_L^2 , entre los limites $\omega t' = \pi/3 + \alpha$ hasta $2\pi/3 + \alpha$ obtendremos la corriente I_{rms} del tiristor $I_R = 31.32 \text{ A}$.
- La corriente rms de salida $I_{rms} = (\sqrt{3})I_R = (\sqrt{3})(31.32) = 54.25 \text{ A}$.
- La corriente promedio de salida $I_{od} = 3I_A = 3 \cdot 17.42 = 52.26$.

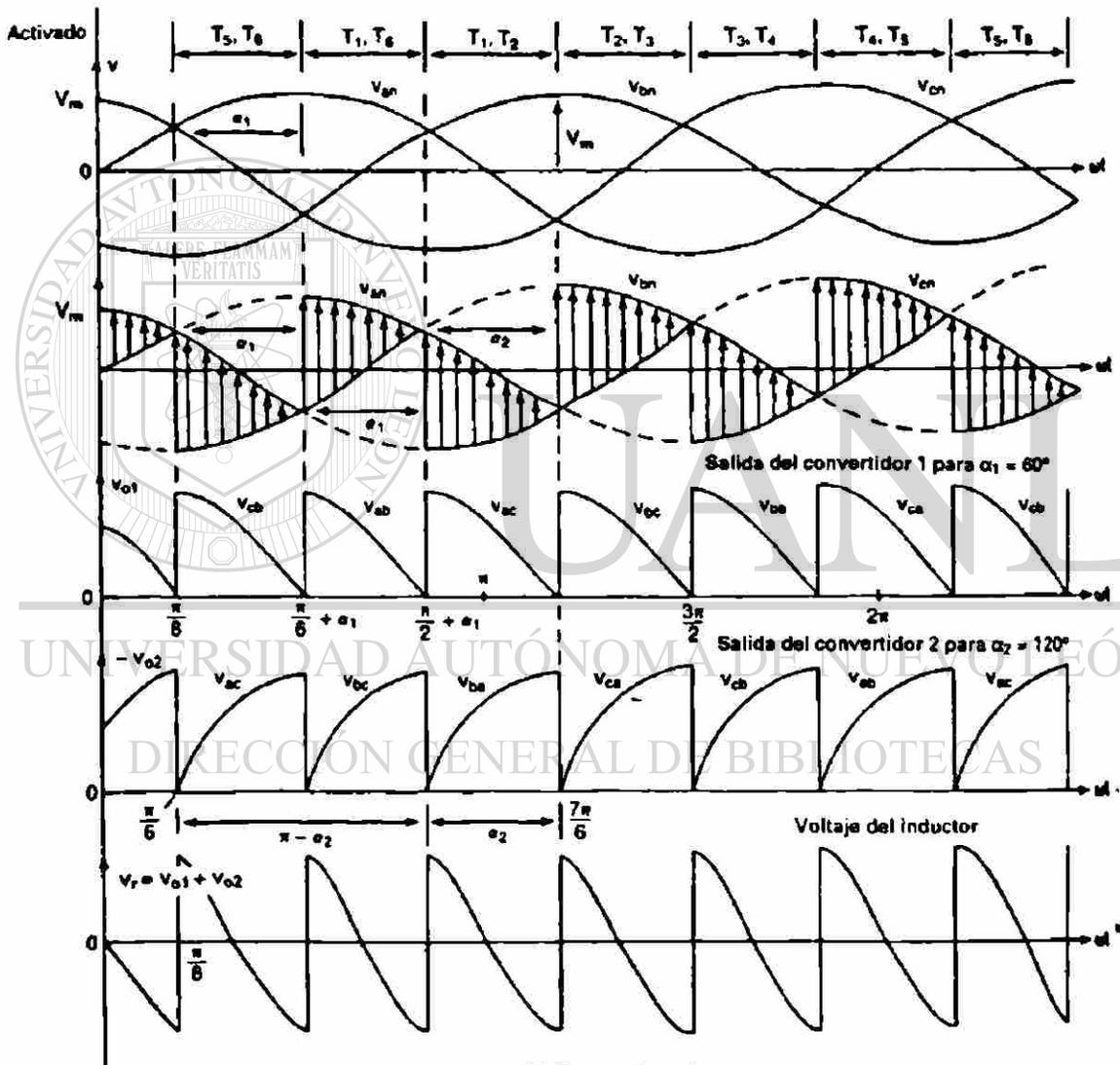


6.2.4 Convertidor trifásico dual

En sistemas donde se requiere la operación de cuatro cuadrantes y en aplicaciones hasta de niveles de 2000 Kw, se utilizan convertidores trifásicos duales, en la figura 6-11 a se muestran convertidores trifásicos duales que son nada menos que convertidores trifásicos completos conectados espalda con espalda. Como se vio en la sección 6.1.3 gracias a las diferencias instantáneas entre los voltajes entre los voltajes de salida, aparece una corriente circulante a través de los convertidores, la cual esta limitada por un reactor circulante, L_v . Tal como se muestra en la figura 6-11 a, los ángulos de retraso para el convertidor 1 y convertidor 2 son α_1 y $\alpha_2 = \pi_1 - \alpha_1$ respectivamente. En la figura 6-11 b se muestran las forma de onda de voltaje de entrada, salida y el voltaje a través del inductor L_r .



(a) Circuito



(b) Formas de onda

Figura 6-11 Convertidor trifásico dual.

6.3 Cicloconvertidores

Lo que se ha visto de los convertidores es que se puede tener un voltaje variable pero la frecuencia permanece fija, con un alto contenido de armónicas sobre todo a voltajes bajos. Pero se pueden tener voltajes variables a frecuencias variadas a partir de conversiones en dos etapas: de corriente alterna fija a corriente directa variable y de corriente directa a corriente alterna variable a una frecuencia variable. Sin embargo con los cicloconvertidores se puede evitar pasos intermedios. El cicloconvertidor es un dispositivo que transforma un voltaje de corriente alterna de una frecuencia en un voltaje de corriente alterna variable de frecuencia también variable, la conversión se realiza de corriente alterna a corriente alterna.

La mayor parte de los cicloconvertidores son de conmutación natural, los cicloconvertidores se usan en motores eléctricos de corriente alterna de baja velocidad en un rango de potencia de 0 a 15,000 Kw, y una frecuencia de 0 a 20 Hz.

Con el desarrollo de nuevas técnicas de conversión de potencia los propulsores para motores de corriente alterna alimentados por inversores están desplazando a los propulsores alimentados por cicloconvertidores. Mas sin embargo los avances recientes en materia de dispositivos de potencia y microprocesadores de conmutación rápida nos indican que para la conversión de energía se empleen los cambiadores directos de frecuencia de conmutación forzada FCDFC, a fin de hacer mas eficiente la conversión y reducir el contenido de armónicos. En este trabajo no se estudiarán estos dispositivos.

6.3.1 Cicloconvertidores monofásicos

El principio de operación de los cicloconvertidores monofásicos se puede explicar de la siguiente manera. Consiste en dos convertidores monofásicos que operan con un ángulo de retraso de tal suerte que el voltaje de salida de cada uno de los

convertidores es igual pero opuesto al otro convertidor. Como se muestra en la figura 6-12 a.

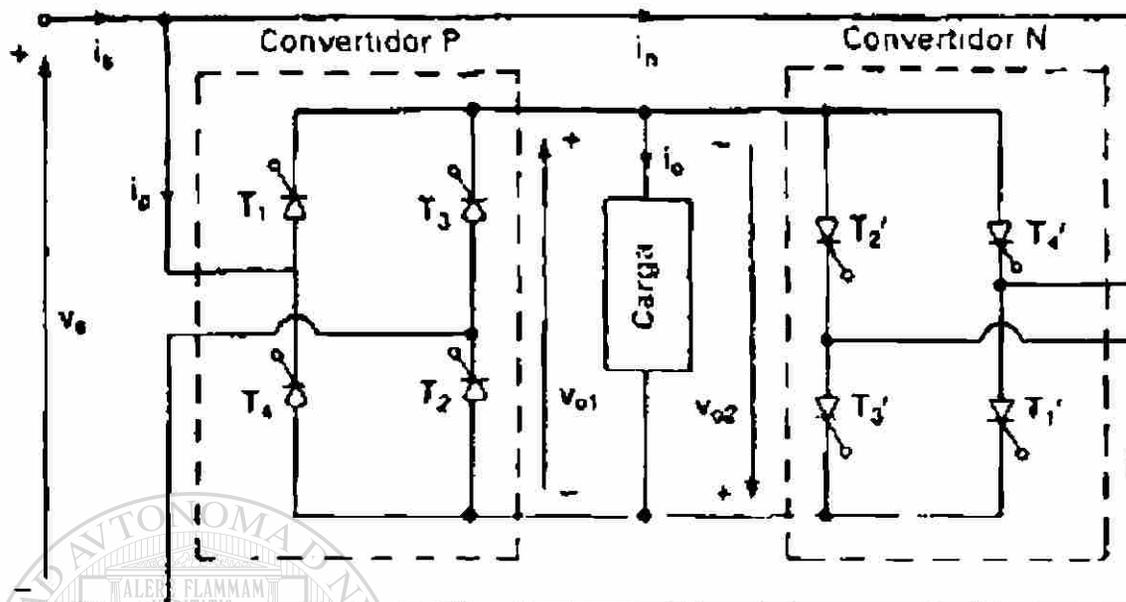


Figura 6-12 a Circuito del cicloconvertidor monofásico/monofásico.

Esto es el convertidor P opera creando el semiciclo del voltaje promedio de salida positivo, y el convertidor N opera creando el semiciclo del voltaje de salida negativo. En la figura 6-12 b se muestran las formas de onda para el voltaje de salida y las señales de compuerta de los convertidores positivo y negativo.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El convertidor positivo se encuentra activo durante un tiempo $T_o/2$ y el convertidor negativo se encuentra activo durante el otro medio periodo $T_o/2$. Siendo la frecuencia de salida $f_o=1/T_o$. Si α_p es el ángulo de retraso del convertidor positivo, el ángulo de retraso del convertidor negativo es $\alpha_n = \pi - \alpha_p$. El voltaje promedio de salida del convertidor positivo es igual y opuesto al convertidor negativo.

$$V_{cd_2} = V_{cd_1}$$

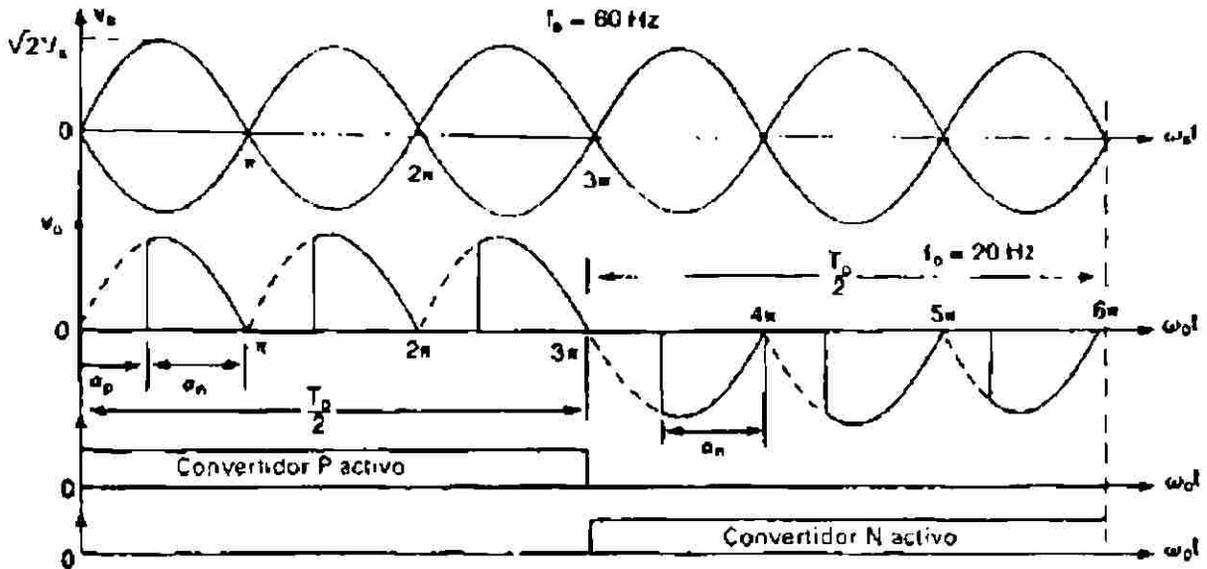


Figura 6-12 b Formas de onda para carga resistiva.

Aunque es posible que los valores instantáneos no sean iguales y esto provoque que circulen corrientes armónicas entre los convertidores.

6.3.2 Cicloconvertidores trifásicos

El diagrama de la figura 6-13 a es de un circuito cicloconvertidor trifásico a monofásico. Los dos convertidores de corriente alterna a corriente directa son rectificadores controlados trifásicos. Para suministrar una salida trifásica se requieren de seis convertidores trifásicos, tal como se muestra en la figura 6-14 a si se utilizan seis convertidores trifásicos de onda completa se requerirán 36 tiristores si se requiere de una forma de onda de salida de 12 Hz.

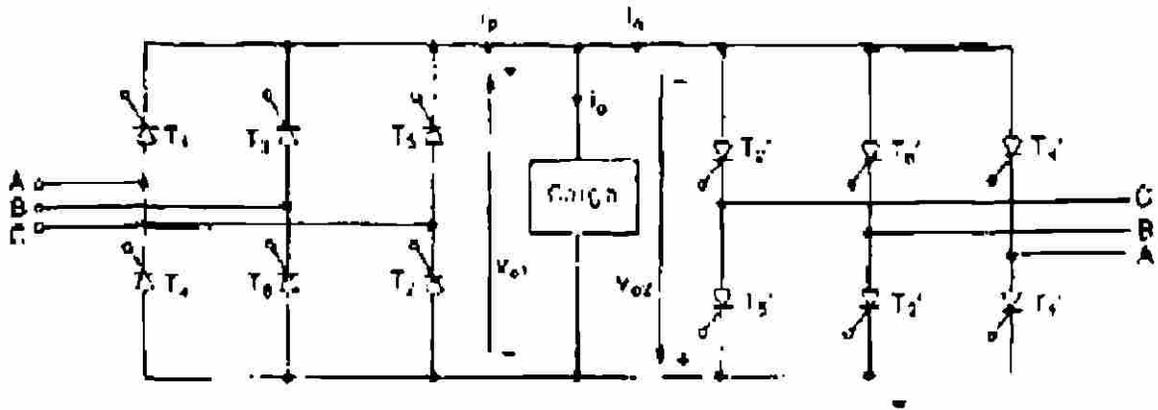


Figura 6- 13 a Circuito de un cicloconvertidor trifásico/monofásico.

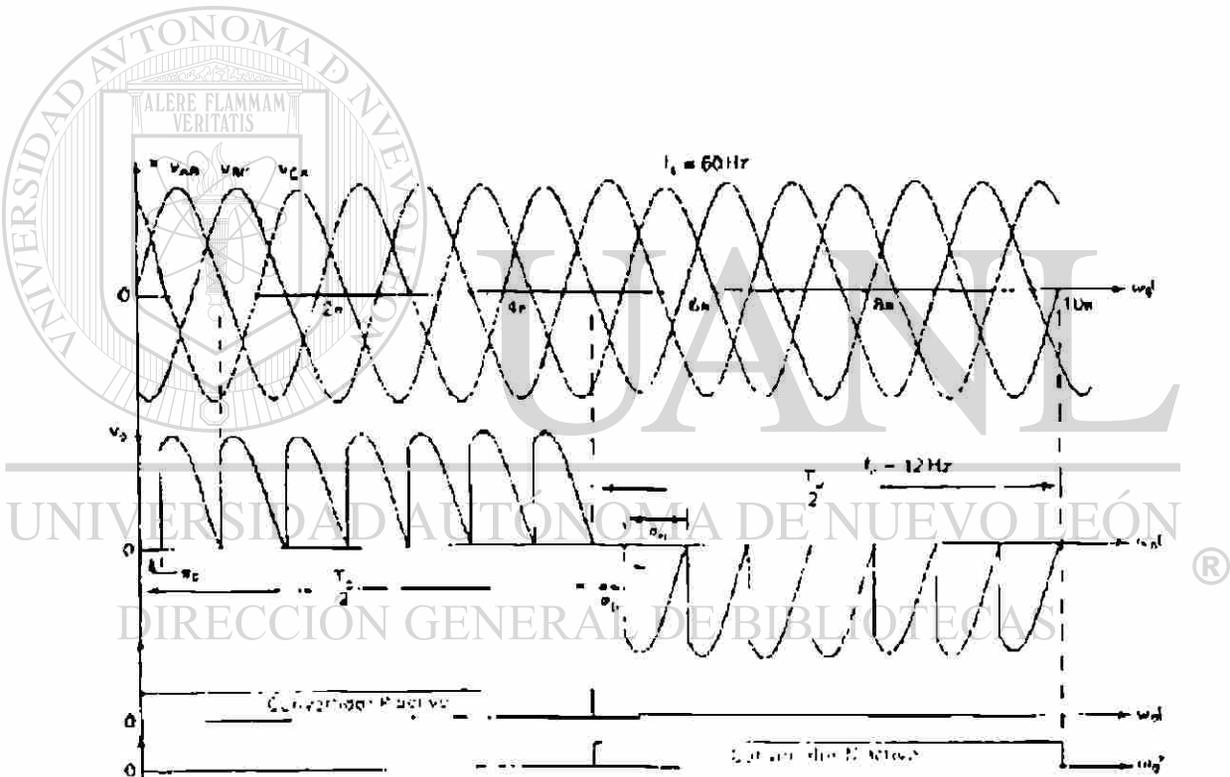


Figura 6-13 b Formas de onda para carga resistiva en un cicloconvertidor trifásico/monofásico.

Si se utilizan seis convertidores de media onda trifásicos se utilizan 18 tiristores como se muestran en la figura 6-14 b.

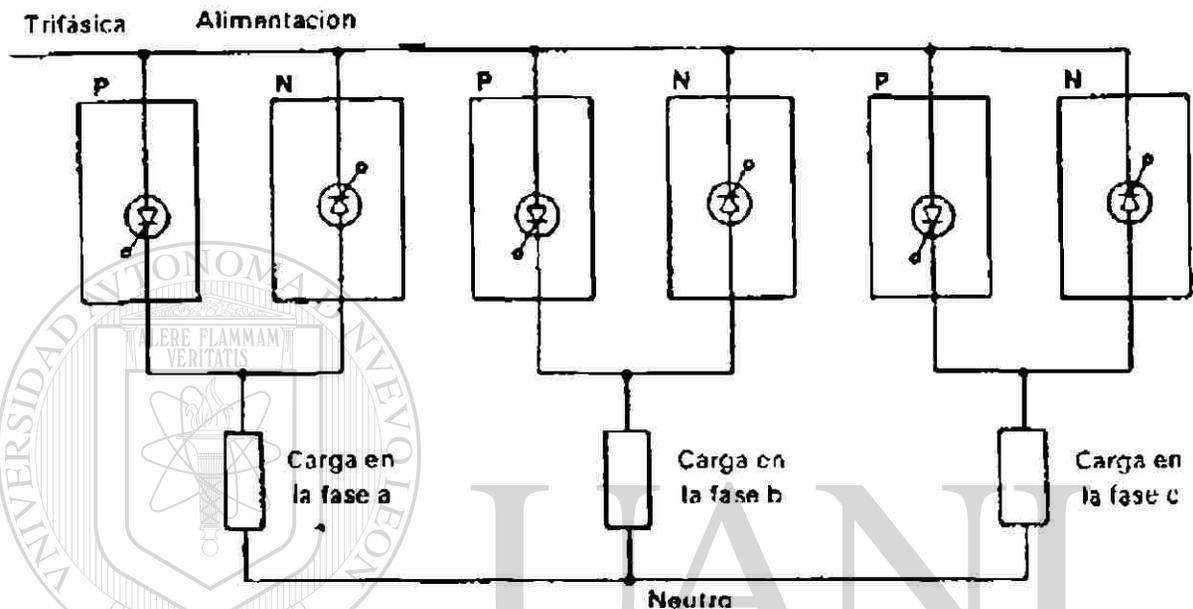


Figura 6-14 a Diagrama esquemático del cicloconvertidor trifásico/trifásico.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
 DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

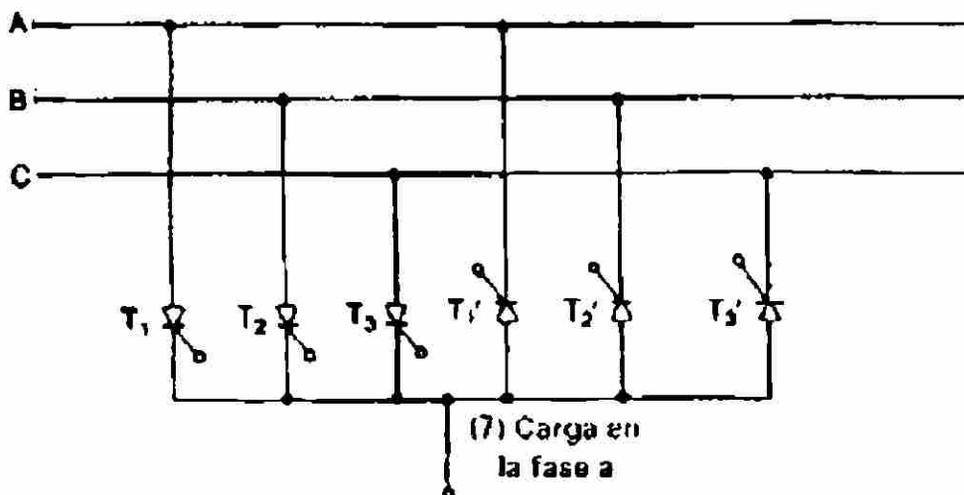


Figura 6-14 b Fase a de un cicloconvertidor trifásico/trifásico.

El convertidor positivo opera durante la mitad del período de la frecuencia de salida y el convertidor negativo durante la otra mitad como se muestra en la figura 6-13 b, cuando se le conecta una carga resistiva.

Se puede observar de las figuras 6-12 b y 6-13 b que los segmentos de los voltajes de salida no son puramente senoidales, por lo que se recomienda que los valores de segmentos sean lo mas posible a las variaciones del voltaje de salida. De esta manera los armónicos se pueden minimizar.

De la ecuación 5-21 indica que el voltaje promedio de salida de un segmento es una función del coseno del ángulo de retraso de los segmentos se pueden generar comparando la señal del coseno en la frecuencia de la fuente ($V_c = \sqrt{2}V_s \cos \omega_s \tau$) con un voltaje ideal senoidal de referencia a la frecuencia de salida ($V_1 = \sqrt{2}V_r \sin \omega_o \tau$). La figura 6-15 muestra la generación de las señales de compuerta en los tiristores del cicloconvertidor de la figura 6-13 a.

El voltaje promedio máximo de un segmento para $\alpha = \alpha_0 = 0$ deberá resultar igual al valor pico el voltaje de salida;

$$V_p = \frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi} = \sqrt{2}V_o$$

que nos da el valor rms del voltaje de salida como

$$V_o = \frac{2V_s}{\pi} = \frac{2V_p}{\pi}$$

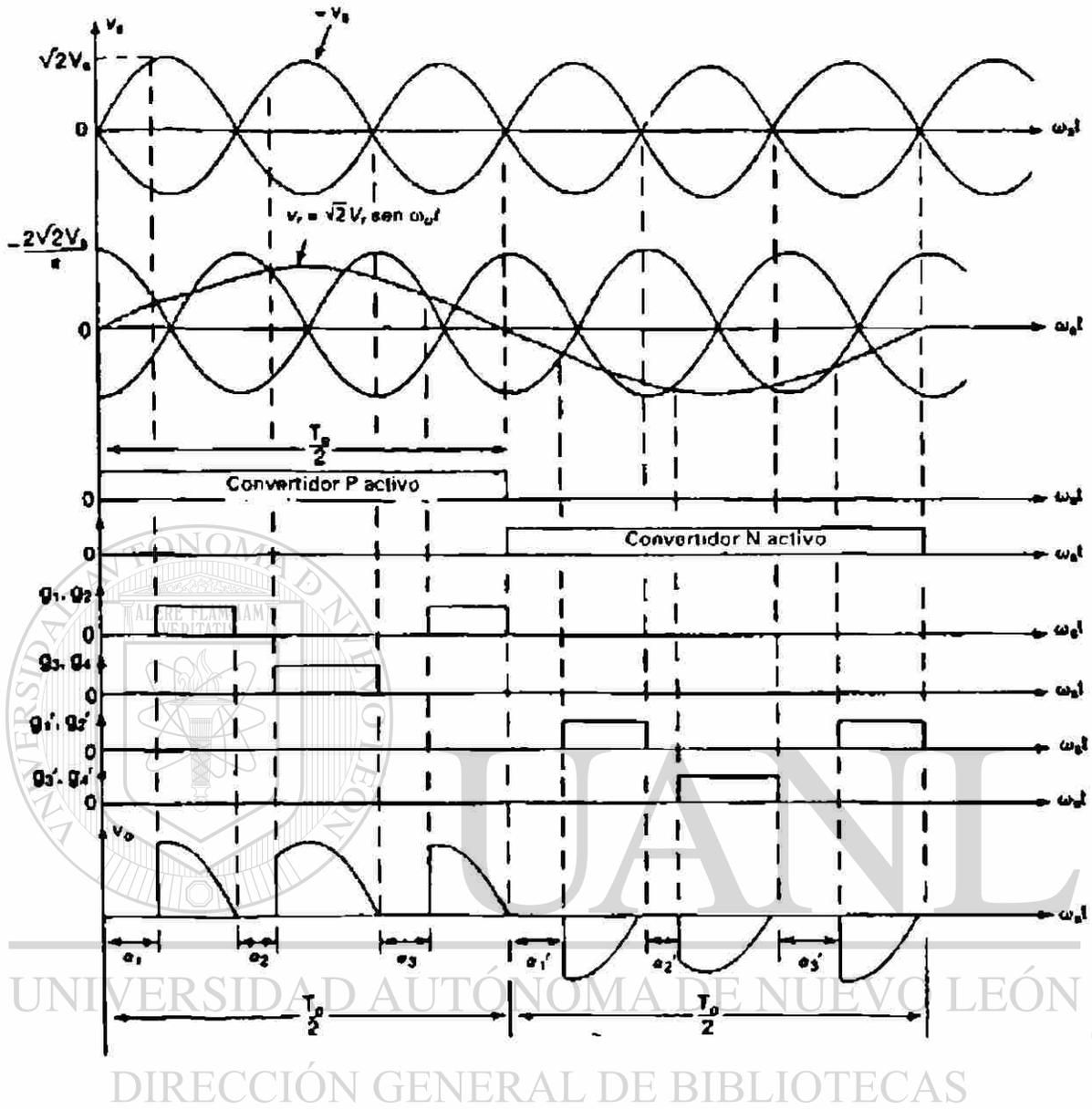


Figura 6-15 Generación de las señales de compuerta del tiristor.

6.3.3 Cicloconvertidor de fase controlada

Un convertidor dual como los analizamos anteriormente pueden entregar corriente en cualquier dirección y por medio del control de fase de los pulsos, voltaje en cualquier polaridad.

Por lo tanto es posible que el convertidor dual pueda trabajar como un convertidor de una frecuencia fija a otra ajustable, esto es conocido como ciclo convertidor.

Controlando la frecuencia de encendido y apagado de cada convertidor se puede variar la frecuencia y por el control de fase se puede ajustar el voltaje.

El cicloconvertidor tiene la facilidad de un control independiente y continuo de el voltaje y la frecuencia de salida.

Además puesto que los convertidores duales tienen operación en cuatro cuadrantes, el ciclo convertidor puede trabajar con cargas de cualquier factor de potencia y la potencia puede fluir en cualquier dirección a través del cicloconvertidor, por lo tanto la operación puede ser con cargas pasivas o regenerativas. El principio de operación del cicloconvertidor se muestra en las siguiente figura.

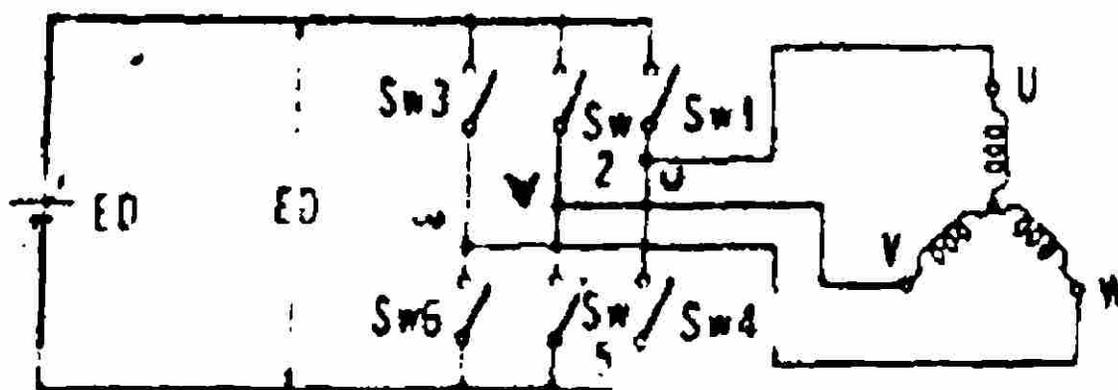


Figura 6-16 Circuito fundamental de un convertidor

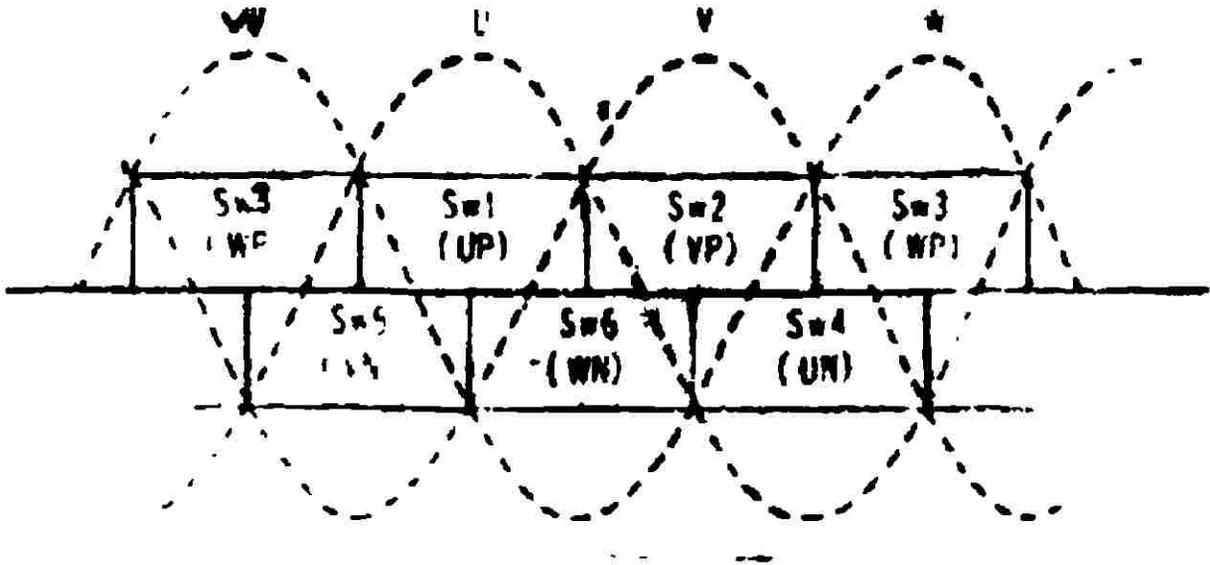


Figura 6-17 Operación fundamental del convertidor.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

SERVICIO GENERAL DE BIBLIOTECAS

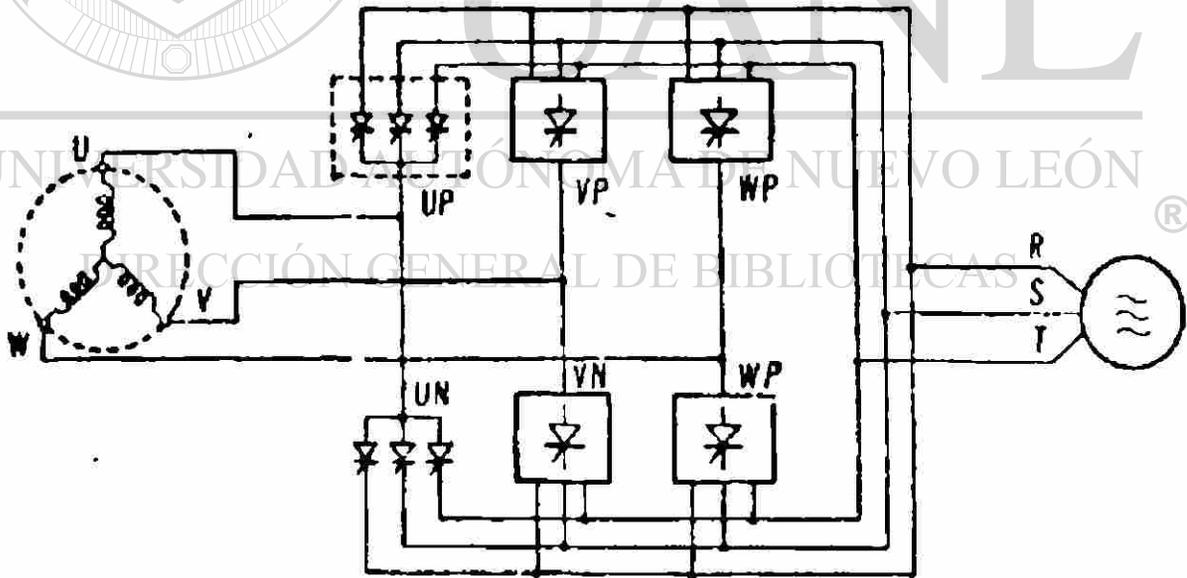


Figura 6-18 Circuito básico de un cicloconvertidor

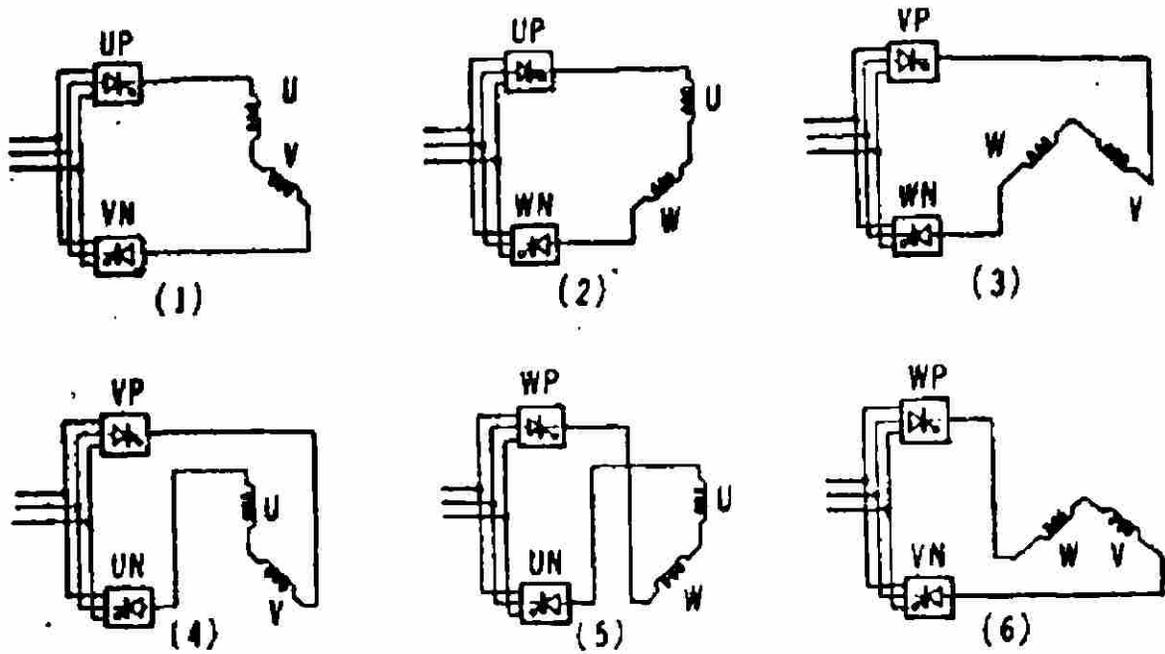


Figura 6-19 Los seis modos de operación del cicloconvertidor.

Controlando la frecuencia de encendido de los convertidores se controla la frecuencia c-a de salida. Por control de fase se controla la amplitud de voltaje.

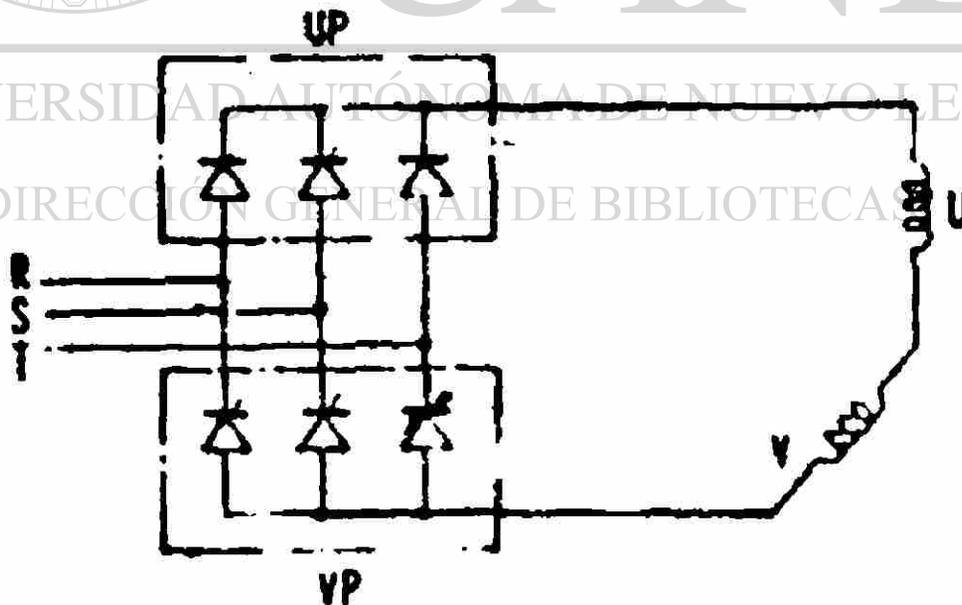


Figura 6-20 Convertidor trifásico de onda completa.

El problema principal con los convertidores estáticos de frecuencia tales como inversores y cicloconvertidores es la conmutación de corriente de un SCR a otro, el encendido de los SCR's es por un pulso en la compuerta pero el apagado requiere consideración especial.

En el cicloconvertidor los siguientes dos tipos de conmutación pueden ser empleados.

- 1) Conmutación por la fuente de alimentación de alimentación ($f_{out} < f_i$)
- 2) Conmutación por voltaje electromotriz inducido (EMF) en la carga ($f_{out} > f_i$)

- 1) En la conmutación por la fuente de alimentación solo se puede obtener un control hasta $2/3$ de la frecuencia de entrada.

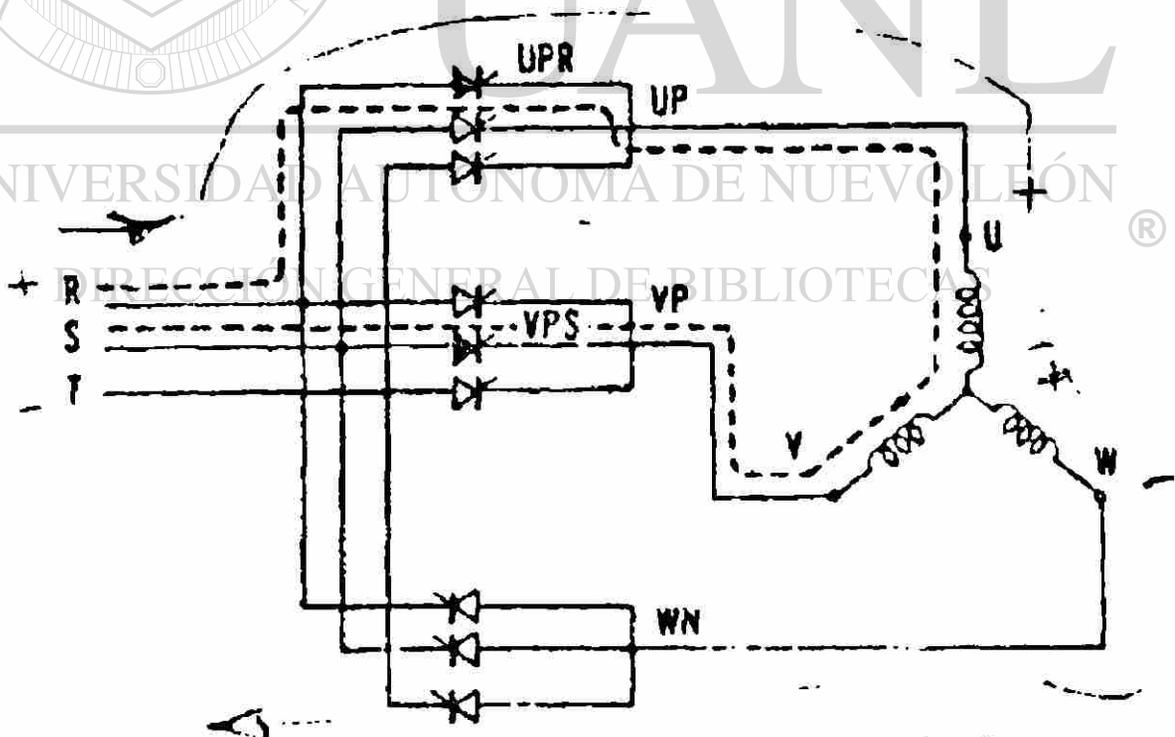


Figura 6-21 Conmutación por la fuente f_o (salida) $< f_i$ (entrada)

Conmutación por la fuente de un SCR del grupo UP o VP, cuando el SCR VPS es disparado mientras el SCR UPR está conduciendo, el SCR VPR recibe voltaje inverso de la fuente y se apaga.

- 2) Conmutación por la carga (la FEM. inducida por ésta) para que el cicloconvertidor pueda entregar una frecuencia superior a la de entrada se requiere una carga tal como un motor sincrónico sobreexcitado, o un condensador sincrónico combinado con alguna otra carga como motores de inducción, de esta manera la frecuencia de salida puede ser mayor de $2/3 f_i$, que es la limitación que tiene el cicloconvertidor conmutado por la fuente y en el caso de motores de CA el control de velocidad puede ser mayor que $2/3 N_s$.

La figura 6-22 muestra la conmutación por la FEM. inducida por la carga de un SCR del grupo UP al VP, tan pronto como el SCR VPR en el grupo VP entra en conducción mientras el SCR UPR recibe voltaje en polarización inversa del voltaje inducido en el motor y se apaga.

En este caso para una conmutación satisfactoria se requiere que el SCR en el grupo UP llegue a ser no conductivo antes del punto t_0 en la figura 6-22 b y consecuentemente que una señal sea dada a el grupo VP antes del punto t_0' por (ángulo de margen de conmutación). Tal señal es dada por un distribuidor (sensor de la posición de la flecha del motor) provisto en la misma flecha del rotor.

Por lo tanto, puesto que el cicloconvertidor efectua la conmutación con voltaje externo en bajas y altas frecuencias, no se requiere ningún circuito especial de conmutación (como sucede en los inversores) y controles simples proveen una operación estable.

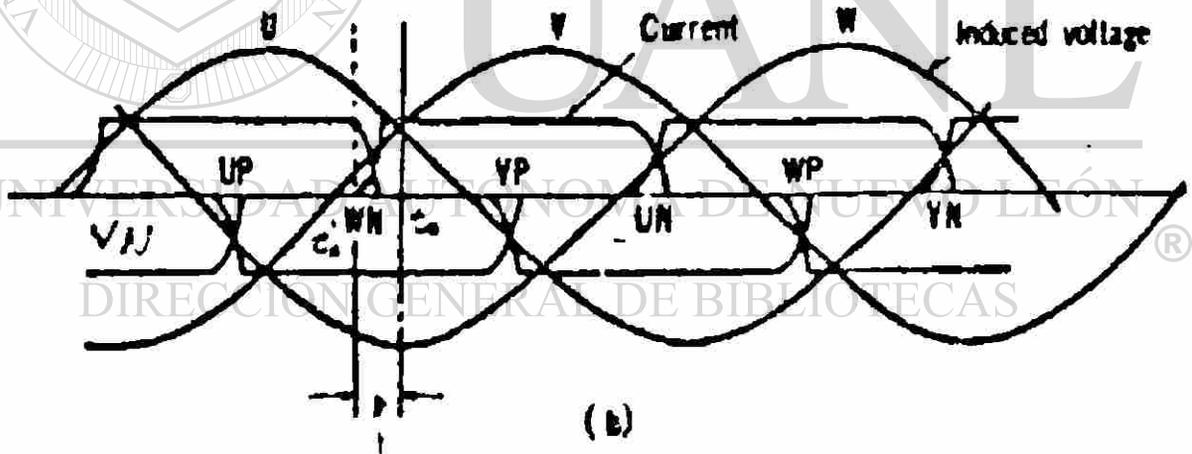
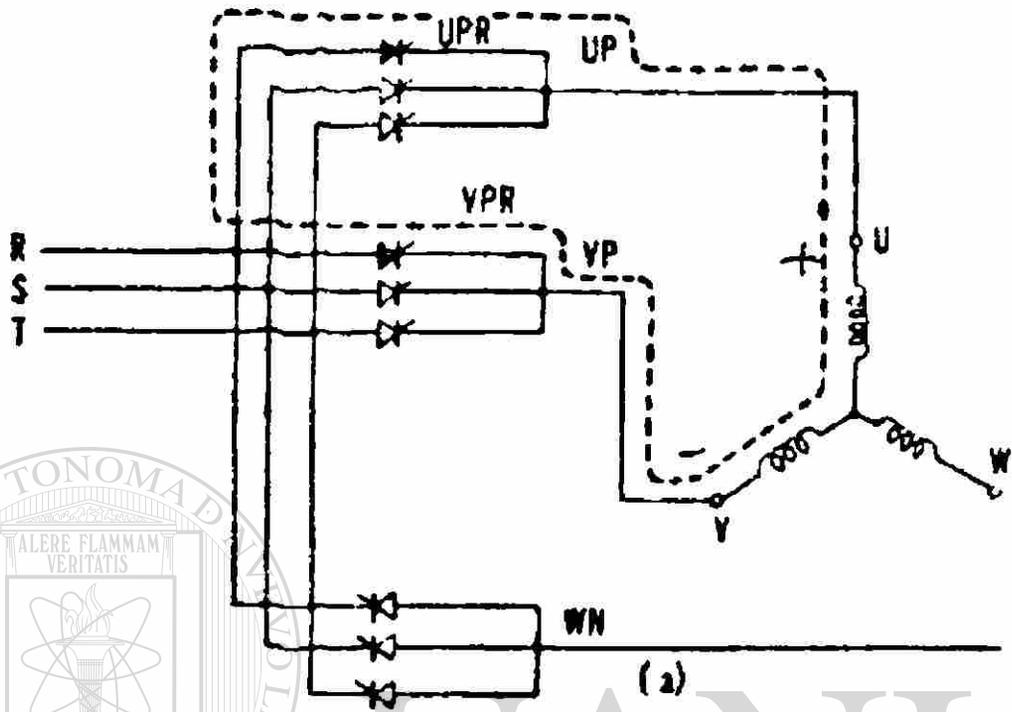


Figura 6-22 Conmutación por CEMF.

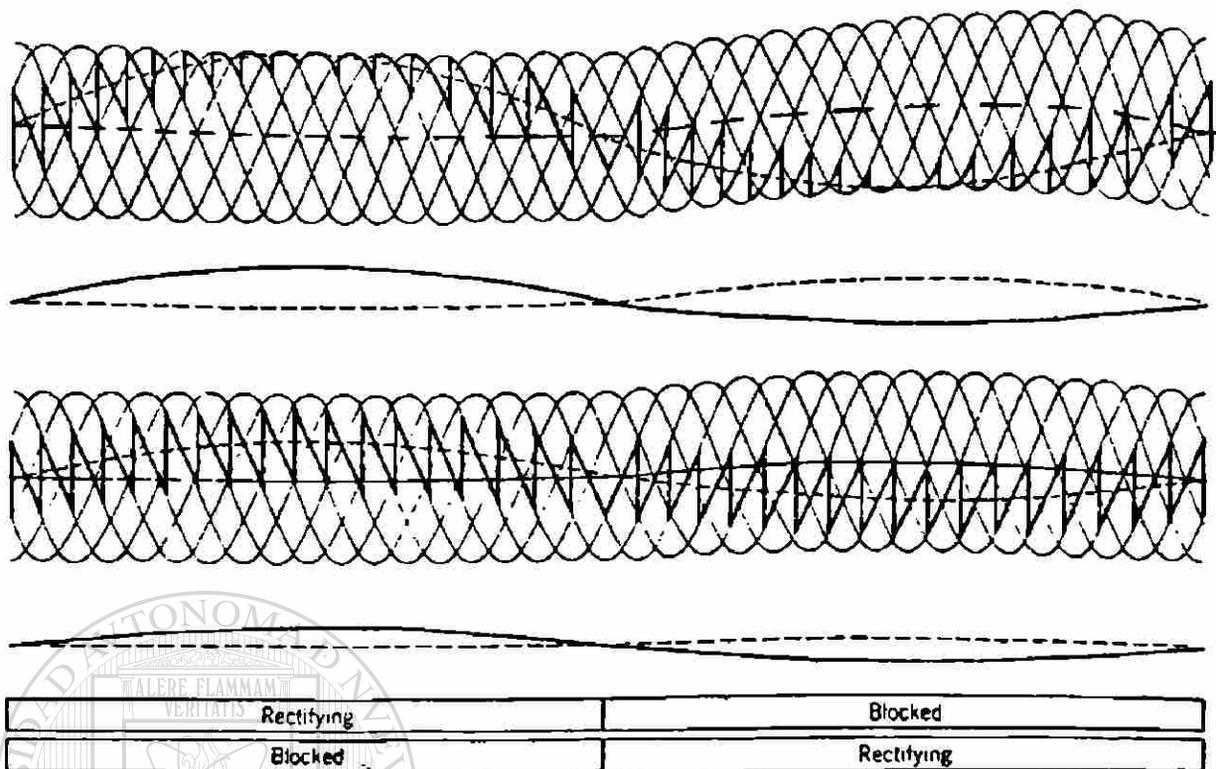


Figura 6-23 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante. a) $r=1$. b) $r=0.5$ c) $\phi_0 = 0^\circ$. d) $f_0 = 1/6 f_i$.

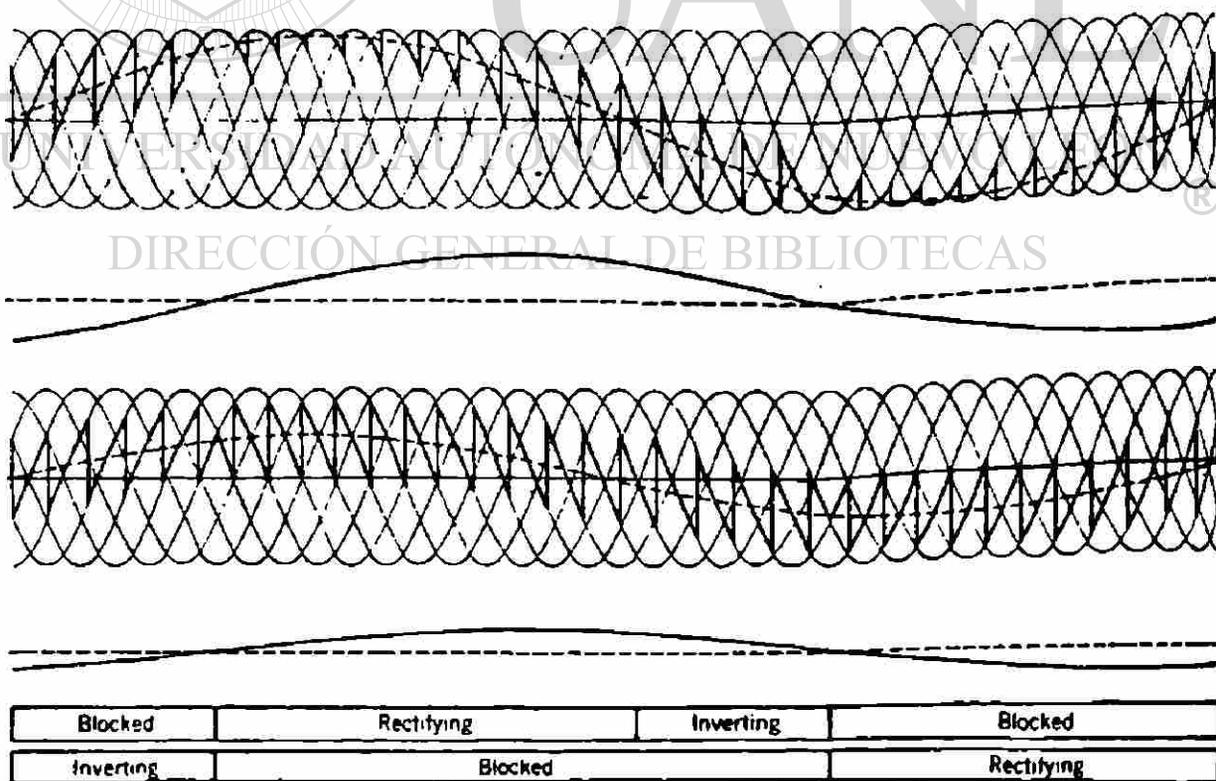


Figura 6-24 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor d 6 pulsos, operando sin corriente circulante, a) $r=1$, b) $r=0.5$ c) $\phi_0 = 60^\circ$ (atrasado) d) $f_0 = 1/6 f_i$.

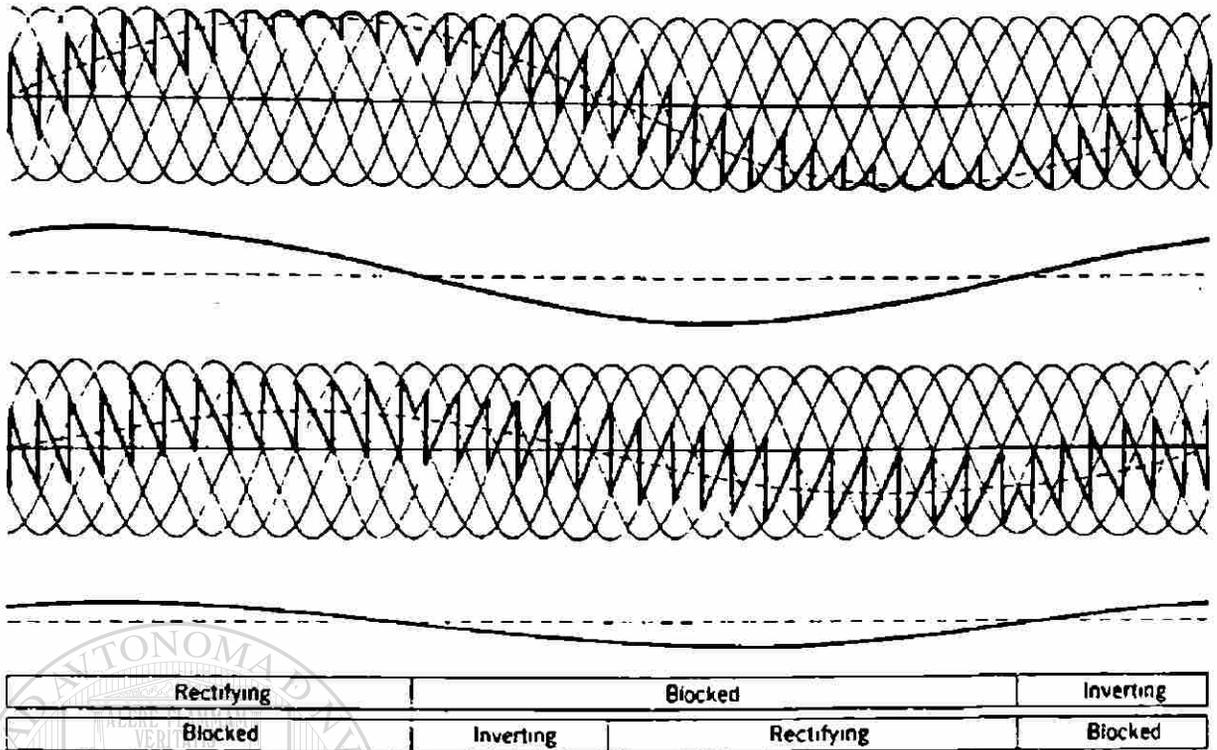


Figura 6-25 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de 6 pulsos, operando sin corriente circulante a) $r=1$, b) $r = 0.5$ c) $\phi_0 = 60^\circ$ (adelante) d) $f_0 = 1/6$ fi.

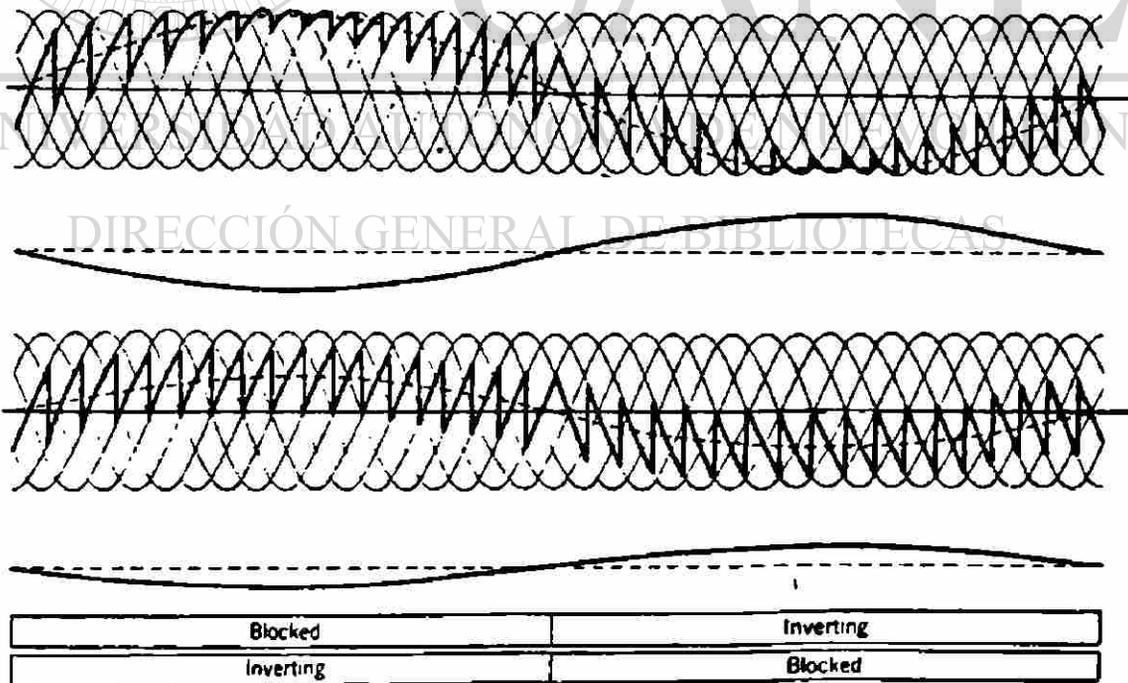


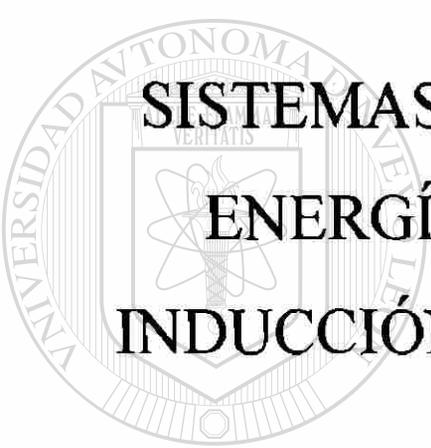
Figura 6-26 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de 6 pulsos operando sin corriente circulante a) $r=1$, b) $r = 0.5$ c) $\phi_0 = 180^\circ$ (carga totalmente regenerativa) d) $f_0 = 1/6$ fi.

6.4 Características para la selección de sistemas de velocidad variable

CARACTERÍSTICAS IMPORTANTES PARA LA SELECCIÓN DE LOS DIFERENTES SISTEMAS

CARACTERÍSTICAS	SISTEMAS DE VELOCIDAD AJUSTABLE	Motor de I de J.A.				M de I de R.D.											
		Ward Leonard Estático	Cont. Por voltaje primario	Acoplamiento por corrientes de eddv.	Power Clutch Motor	Control por F.P.				Control por vo	Control por vo	Rectiflow	Scherbius Est.	Scherbius Est.	Control por fre	Motor sin contr	
						Inversor	Cicloconvertid	Condensador Rotatorio +	resistencias en el								
Rango de Potencia	1 KW 10 KW 100 KW 1000 KW																
Características de Carga	Salida constante (P)	B	C	C	C	C	C	C	C	C	A	C	C	C	C	C	
	Par constante (T)	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	
	Par con el cuadrado de la vel	B	A	A	A	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	
	Para motor solamente	A	A	A	A	B	B	A	A	A	A	A	A	A	B	B	
	Par motor y freno dinámico	A	C	X	X	B	A	A	X	A	A	X	X	X	A	A	
Características de Arranque aceleración y desaceleración	Alto par de Arranque	B	C	C	C	C	B	B	B	B	B	A	B	B	B	B	
	Arranque y paro muy frecuentes	A	B	B	B	B	A	B	C	A	A	C	C	B	B	A	
	Operación de Inversión de giro muy frecuentes	A	B	C	C	B	A	B	X	B	B	X	X	X	X	A	
	Baja aceleración y desaceleración requeridas	A	B	B	B	B	B	B	B	B	B	X	C	C	B	A	
	Requerimientos de parada de emergencia y otras paradas rápidas	A	B	C	C	A	A	A	C	A	A	C	C	A	B	A	
	Requerimientos de alta precisión en la posición de stop	A	B	C	C	B	B	B	C	A	A	C	C	B	B	A	
	requeridas	A	B	C	C	A	A	C	X	A	A	X	X	A	B	A	
Rango de velocidad	Ancho rango de control requerida	A	A	A	A	A	C	A	C	A	A	C	C	B	C	A	
	Dede la velocidad máxima hasta el 50%	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	A	A	A	B	B	
	Más de 3600 rpm requeridas	C	X	X	X	A	X	A	X	X	X	X	X	A	X	A	
	Menos de 3600 rpm requeridas	C	B	C	X	A	X	A	B	B	B	B	B	B	B	B	
	Alta eficiencia de operación requerida	B	C	C	C	C	C	C	C	C	C	A	C	C	C	C	
Características de Operación	Variación de velocidad sin importancia	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	
	Requisitos de exactitud de velocidad del Z - 5	B	A	A	A	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	
	Requisitos de exactitud de menos de 1 %	A	A	A	A	A	B	B	A	A	A	A	A	A	B	B	
	Requisitos de respuesta rápida y poca desv Trans	A	C	X	X	B	A	A	X	A	A	X	X	X	A	A	
	Requisitos de control de velocidad simultanea																
		B	C	C	C	C	B	B	B	B	B	A	B	B	B	B	
Condiciones Ambientales	Atmósfera contaminada por gas, polvo, etc.	C	B	B	X	A	A	A	B	B	B	B	B	B	B	A	
	Fácil mantenimiento	C	A	A	C	A	A	A	C	B	C	C	B	B	C	A	

CLAVE : A = MAS ADECUADO B= ADECUADO C= POSIBLE X= INADECUADO



SISTEMAS DE RECUPERACIÓN DE ENERGÍA PARA MOTORES DE INDUCCIÓN DE ROTOR DEVANADO

En el presente capítulo nos dedicaremos a realizar las pruebas correspondientes para obtener los valores con los cuales podremos calcular los valores de eficiencia y poder posteriormente hacer las comparaciones en cada uno de los sistemas.

Haremos una descripción del equipo que se va a utilizar para realizar las mediciones en cada uno de los sistemas de regulación de velocidad para motores de inducción de rotor devanado con recuperación de energía. El voltímetro de corriente alterna mide el voltaje de línea, el amperímetro de corriente alterna mide la corriente de línea, el wattmetro mide la potencia activa de entrada, el factorímetro mide el factor de potencia del motor de inducción, el tacómetro mide la velocidad del sistema, voltímetro de corriente directa mide el voltaje de corriente directa, el amperímetro de corriente directa mide la corriente directa, dinámometro es un dispositivo que esta provisto de

una máquina de corriente directa que puede trabajar como motor ó generador, un mecanismo que mide el par desarrollado por el motor ó el par entregado al generador; además se cuenta con un grupo de resistencias que van conectadas al generador. En nuestro caso trabaja como un generador (representando así la carga mecánica) de tal suerte que al estar funcionando se crea un par electromagnético que se opone al par mecánico entregado por nuestro motor de prueba. Esto es en la parte eléctrica. En la parte mecánica de la máquina se cuenta con doble balero uno de ellos es para que gire libremente el rotor y en el otro balero se encuentra suspendida la carcaza. Cuando se establece el par electromagnético en la armadura del rotor este también aparece en la carcaza en forma de reacción. Por último sobre la carcaza esta colocada una palanca que transmite la fuerza al mecanismo que nos dará la lectura de par.

7.1 Regulación de velocidad por medio de resistencias en el motor de inducción de rotor devanado.

Para llevar acabo la regulación de la velocidad se debe de armar el siguiente circuito:

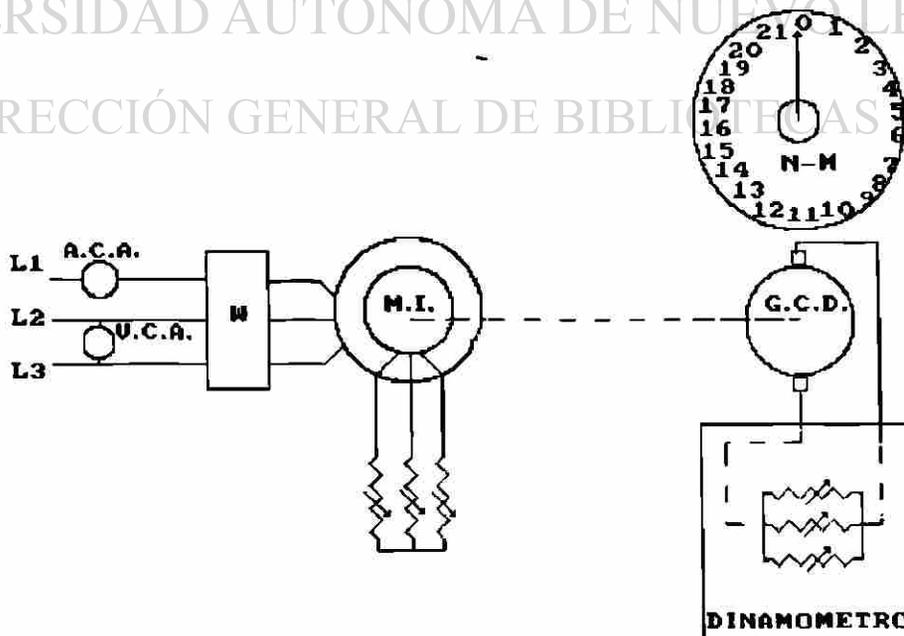


Figura 7-1 Diagrama esquemático de un Sistema de regulación de velocidad con resistencias.

Se aplica el voltaje nominal al estator del motor de inducción, se carga el motor de inducción hasta lograr la corriente nominal se tabula los valores de par, velocidad, corriente de línea, voltaje de línea, factor de potencia y la potencia de entrada. Se varía la resistencia del rotor manteniendo el par constante y la corriente nominal en cada caso se tabula los valores antes mencionados. Los cálculos que se hacen en este caso son:

La corriente de línea promedio

$$I_{prom} = I_1 + I_2 + I_3 / 3 \quad \text{Ec. 7-1}$$

$$Pot_{entrada} = \sqrt{3}VI_{prom} \cos \phi_1 \quad \text{Ec. 7-2}$$

$$Pot_{salida} = T_{en} \omega_m = T_{en} \frac{2\pi n_r}{60} \quad \text{Ec. 7-3}$$

$$Pot_{salida} = \frac{T_{en} n_r}{9.549} \quad \text{Ec. 7-4}$$

$$\% \eta = \frac{Pot_{salida}}{Pot_{entrada}} \times 100 \quad \text{Ec. 7-5}$$

$$\% \text{Regulación de Velocidad} = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{min}} \times 100 \quad \text{Ec. 7-6}$$

Voltage = Voltaje de línea

I_1, I_2, I_3 = Corriente de línea

I_{prom} = Corriente promedio de línea

F.P. = Factor de potencia

$Pot_{entrada}$ = Potencia de entrada al sistema

Pot_{salida} = Potencia de salida

$Pot_{in\ motor}$ = Potencia de entrada al motor

Vcd = Voltaje de corriente directa de salida del rotor

Icd = Corriente directa de salida del rotor

Pcd = Potencia de salida del rotor

Pot cd = Potencia recuperada

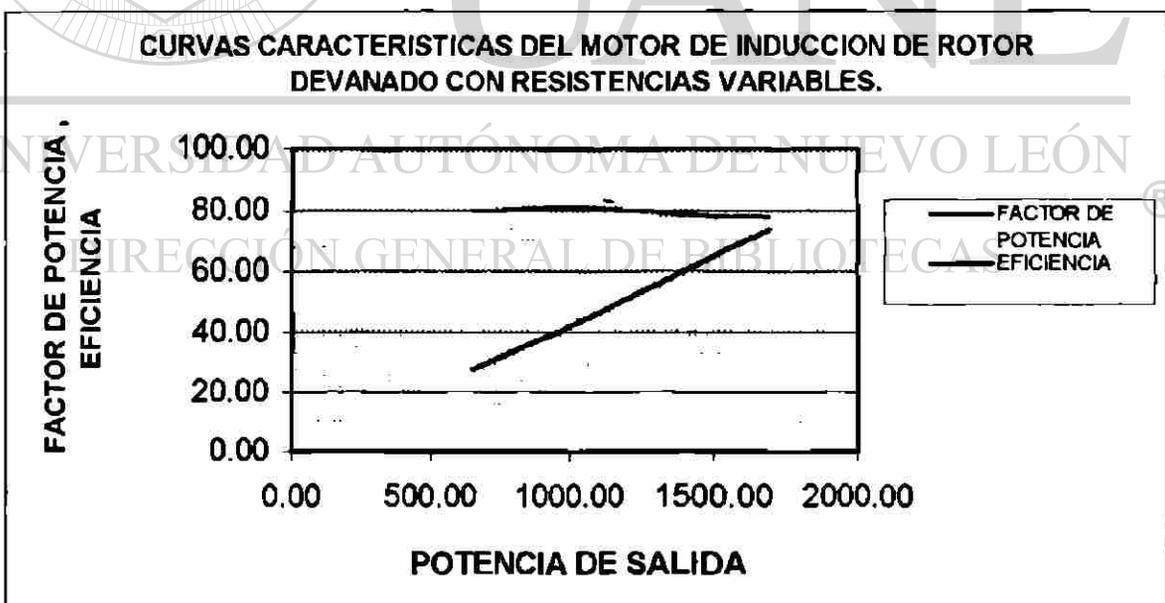
ω_m = velocidad angular del rotor

% R.V. = % de Regulación de velocidad

Tabla 7-1 Regulación de la velocidad por medio de resistencias en un motor de inducción de rotor devanado.

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN	PAR
220	8.00	7.30	7.80	7.70	2400	10
219	8.00	7.20	7.90	7.70	2400	10
219	8.10	7.20	8.00	7.77	2450	10
220	8.20	7.20	8.00	7.80	2370	10
220	8.10	7.00	8.05	7.72	2350	10
220	8.10	6.90	8.10	7.70	2400	10

F.P.	VEL.	POTENT.	POT. OUT	% F.P.	% EFICIENCIA	% R.V.
0.80	619	2347.28	648.22	80.00	27.62	160
0.81	945	2365.81	989.60	81.00	41.83	
0.80	1187	2356.84	1243.02	80.00	52.74	
0.79	1283	2348.04	1343.55	79.00	57.22	
0.78	1487	2293.55	1557.18	78.00	67.89	
0.78	1609	2288.59	1684.94	78.00	73.62	



Grafica 7-1 Curva característica de factor de potencia y eficiencia de un motor de inducción de rotor devanado con resistencias variables.

7.2 Regulación de la velocidad por medio de un sistema Rectiflow

El sistema Rectiflow está constituido como ya se menciona en el capítulo dos por el propio motor de inducción y un motor de corriente directa que está conectado mecánicamente al motor de inducción y a la carga mecánica; la velocidad del sistema se regula variando la corriente de excitación del devanado de campo del motor de corriente directa. El procedimiento que se lleva para la tabulación de valores es el siguiente: Armar el siguiente circuito que se muestra en la figura 7-2 Se excita la máquina de corriente directa con diferentes valores de corriente de campo y en cada caso se varía la carga desde valores nominales hasta el vacío. Esto es con el fin de observar en que rangos de velocidad el sistema desarrolla mayor par, es más eficiente, así también determinar la regulación de velocidad. En cada caso se tabulan valores de voltaje de línea, corriente de línea, potencia de entrada, factor de potencia, par, velocidad, así también el voltaje de corriente directa y la corriente directa que se tienen de rectificar el voltaje inducido en el rotor del motor de inducción. Como se muestra en la figura 7-2. Se calculará la potencia de salida, la eficiencia y la regulación de la velocidad para cada uno de los casos. Ahora grafiquemos los valores de eficiencia, contra potencia de salida, par contra velocidad en cada caso. Los valores de las ordenadas estarán dados en por ciento.

$$Pot_{entrada} = \sqrt{3}VI_{prom} \cos \phi_1 \quad \text{Ec. 7-2}$$

$$Pot_{salida} = \frac{T_{en} n_r}{9.549} \quad \text{Ec. 7-4}$$

$$\% \eta = \frac{Pot_{salida}}{Pot_{entrada}} \times 100 \quad \text{Ec. 7-5}$$

$$\% \text{Regulación de Velocidad} = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{min}} \times 100 \quad \text{Ec. 7-6}$$

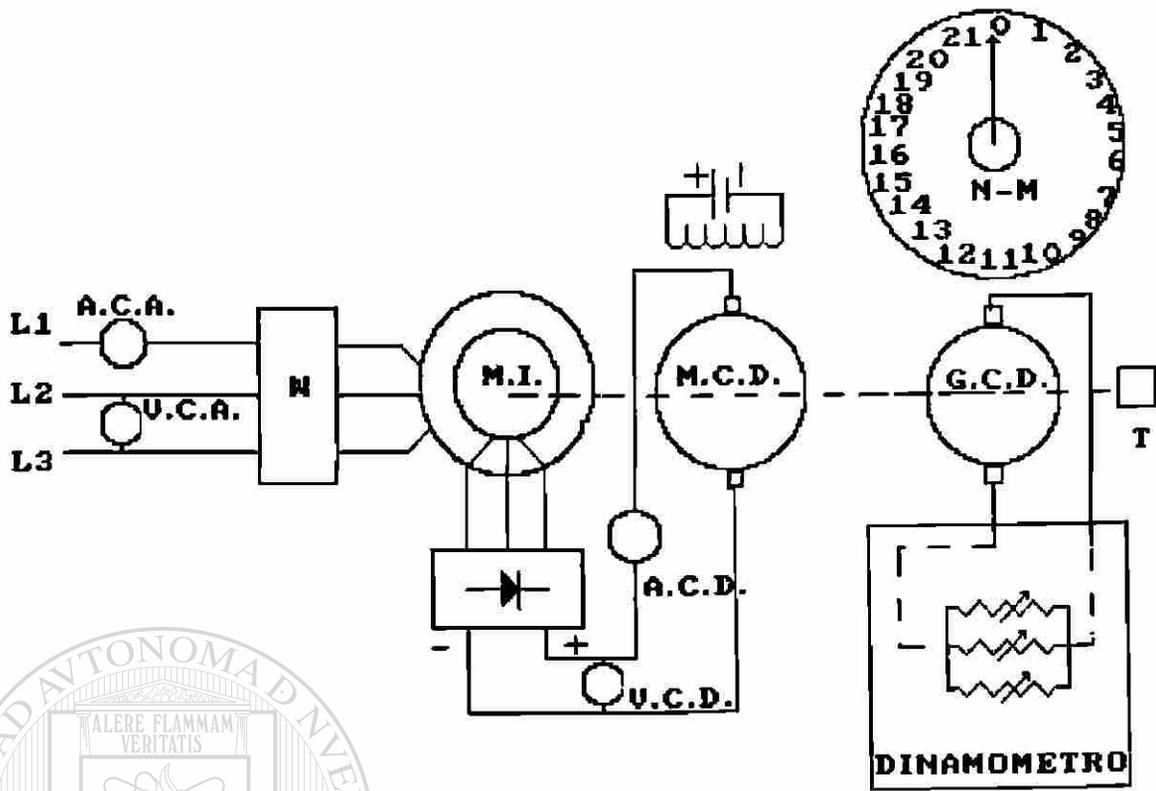
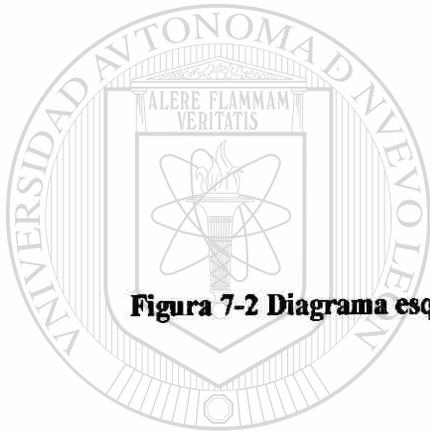


Figura 7-2 Diagrama esquemático de un Sistema Rectiflow.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

®

Tabla. 7-2 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.59
 IF = Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.83	5.77	5.87	5.821666667	1500	0.68
220	5.41	5.51	5.42	5.446666667	1350	0.64
220	4.99	5.13	5.07	5.063333333	1200	0.61
220	4.81	4.85	4.82	4.826666667	1100	0.585
220	4.54	4.55	4.53	4.54	1000	0.56
220	4.35	4.35	4.3	4.333333333	850	0.515
220	4.13	4.09	4.09	4.103333333	730	0.485
220	3.89	3.85	3.8	3.846666667	600	0.455
220	3.66	3.66	3.66	3.66	500	0.425
220	3.53	3.52	3.53	3.526666667	390	0.4
220	3.4	3.38	3.32	3.366666667	270	0.395
220	3.24	3.28	3.29	3.27	100	0.385

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. Salida	PAR	Eficiencia
361	9	0.59	107	835.4646783	22.1	55.69764522
379	8	0.59	107	793.7757438	20	58.79820324
400	7.2	0.59	107	753.9822369	18	62.83185307
412.7	6.5	0.59	107	691.485487	16	62.862317
432.6	5.75	0.59	107	634.2247249	14	63.42247249
452	4.95	0.59	107	567.9999518	12	66.82352374
467.8	4.25	0.59	107	489.8790144	10	67.10671431
490	3.4	0.59	107	410.5014401	8	68.41690668
506.7	2.8	0.59	107	318.3689995	6	63.6737999
530	1.8	0.59	107	216.4557338	3.9	55.50147021
546.8	1.1	0.59	107	114.5215242	2	42.41537933
568.2	0.3	0.59	107	5.950176486	0.1	5.950176486

% de Regulación de velocidad: 57.39 %

Tabla. 7-3 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.53
 IF= Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	6.06	6.02	6.01	6.03	1600	0.675
220	5.74	5.74	5.58	5.6866667	1400	0.66
220	5.25	5.24	5.24	5.2433333	1280	0.62
220	5.07	5.02	5.07	5.0533333	1200	0.6
220	4.77	4.78	4.67	4.74	1020	0.56
220	4.52	4.48	4.48	4.4933333	920	0.53
220	4.07	4.16	4.1	4.11	800	0.495
220	3.91	3.92	3.9	3.91	650	0.46
220	3.68	3.7	3.65	3.6766667	520	0.435
220	3.53	3.56	3.53	3.54	400	0.405
220	3.25	3.38	3.39	3.34	300	0.39
220	3.27	3.4	3.26	3.31	100	0.385

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia
361	9.6	0.53	105	850.58621	22.5	53.16164
399	8.35	0.53	105	827.30701	19.8	59.09336
414	7.5	0.53	105	767.36542	17.7	59.95042
430	6.8	0.53	105	729.47781	16.2	60.78982
452	6	0.53	105	662.66661	14	64.96731
470	5.3	0.53	105	590.61942	12	64.19776
491	4.34	0.53	105	514.174	10	64.27175
518	3.6	0.53	105	433.95867	8	66.76287
537	2.85	0.53	105	337.40705	6	64.88597
559	2.1	0.53	105	234.15337	4	58.53834
580	1.2	0.53	105	121.47492	2	40.49164
607	0.3	0.53	105	6.3564891	0.1	6.356489

% de Regulación de velocidad: 68.14 %

Tabla. 7-4 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.48

IF = Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.73	5.73	5.7	5.72	1475	0.645
220	5.4	5.41	5.53	5.4466667	1350	0.625
220	5.08	5.15	5.16	5.13	1300	0.6
220	4.73	4.87	4.86	4.82	1100	0.575
220	4.51	4.55	4.52	4.5266667	1000	0.54
220	4.23	4.16	4.15	4.18	820	0.5
220	3.95	3.95	3.95	3.95	700	0.47
220	3.7	3.67	3.68	3.6833333	550	0.43
220	3.54	3.56	3.56	3.5533333	440	0.41
220	3.38	3.44	3.44	3.42	300	0.39
220	3.31	3.31	3.3	3.3066667	150	0.38
220	3.27	3.4	3.26	3.31	100	0.385

Velocidad Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia	
406	8.9	0.485	104	829.0663	19.5	61.41232
421	8.15	0.48	104	793.5663	18	61.04356
447	7.2	0.48	104	744.27472	15.9	67.66134
466	6.35	0.48	104	678.31174	13.9	67.83117
487	5.6	0.48	104	611.98225	12	74.63198
512	4.7	0.475	104	536.16515	10	76.59502
532	3.9	0.475	104	445.68728	8	81.03405
557	2.96	0.475	104	349.97342	6	79.53941
580	2.2	0.475	104	242.94983	4	80.98328
608	1.3	0.475	104	114.6053	1.8	76.40353
635	0.35	0.475	104	6.6497045	0.1	6.649704

% de Regulación de velocidad: 56.40 %

Tabla. 7-5 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.13
 IF = Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.76	5.76	5.7	5.74	1500	0.66
220	4.92	4.92	4.85	4.8966667	1180	0.6
220	4.27	4.27	4.26	4.2666667	900	0.6
220	3.53	3.59	3.6	3.5733333	500	0.43
220	3.29	3.24	3.26	3.2633333	200	0.38

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia
656	9	0.13	82	831.22353	12.1	55.4149
759	6.8	0.13	78	715.34065	9	60.62209
848	5	0.13	74	532.81411	6	59.20157
967	2.7	0.13	68	303.79201	3	60.7584
1080	0.50.13	0.15	61	11.309734	0.1	5.654867

% de Regulación de velocidad: 64.63 %

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
 DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Tabla. 7-6 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.15
 IF = Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.8	5.75	5.69	5.7466667	1520	0.66
220	5.53	5.51	5.58	5.54	1440	0.645
220	5.05	5.04	5.04	5.0433333	1220	0.61
220	4.6	4.63	4.64	4.6233333	1040	0.56
220	4.2	4.22	4.18	4.2	840	0.505
220	3.81	3.83	3.78	3.8066667	620	0.45
220	3.44	3.4	3.46	3.4333333	400	0.405
220	3.29	3.26	3.32	3.29	200	0.385

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia
628	9	0.15	85	841.77928	12.8	55.3802158
646	8.5	0.15	84	811.78754	12	56.3741348
700	7.2	0.15	82	733.03829	10	60.0851054
759	5.9	0.15	79	635.85835	8	61.1402263
819	4.7	0.15	77	514.59288	6	61.2610567
890	3.4	0.15	74	372.80233	4	60.1294078
953	2	0.15	70	199.59585	2	49.8989633
1038	0.5	0.15	66	10.869911	0.1	5.43495529

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

% de Regulación de velocidad: 65.28 %

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

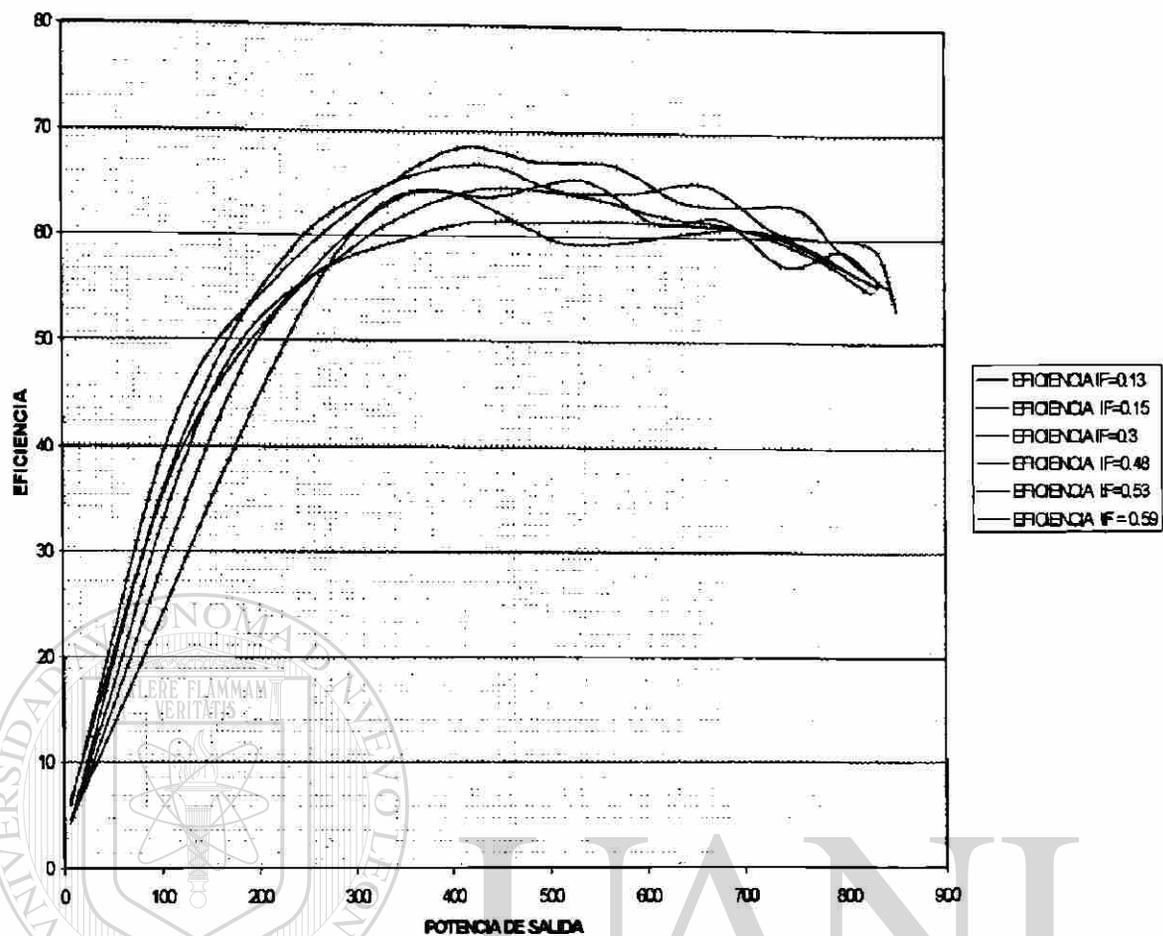
Tabla. 7-7 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF = 0.3
 IF = Corriente de campo

Voltaje	I1	I2	I3	I PROM	Pot. entrada	F.P.
220	5.8	5.8	5.8	5.8	1500	0.68
220	5.16	5.2	5.36	5.24	1300	0.62
220	4.88	4.83	4.88	4.8633333	1150	0.52
220	4.4	4.45	4.3	4.3833333	1000	0.54
220	4.05	4.07	4.04	4.0533333	820	0.5
220	3.76	3.81	3.81	3.7933333	650	0.46
220	3.47	3.51	3.5	3.4933333	500	0.42
220	3.36	3.36	3.32	3.3466667	340	0.4
220	3.24	3.23	3.27	3.2466667	170	0.3

Velocidad	Ia.C.D.	IF.	V.C.D.	Pot. salida	PAR	Eficiencia
487	9	0.3	96	823.62611	16.15	54.9084073
527	7.7	0.3	96	761.58489	13.8	58.5834532
556	6.7	0.3	96	698.69021	12	60.7556701
591	5.6	0.3	94	618.89375	10	61.8893753
626	4.6	0.3	94	524.43653	8	63.9556748
663	3.6	0.3	93	416.57519	6	64.0884901
696	2.55	0.3	92	291.5398	4	58.3079597
732	1.5	0.3	91	153.30972	2	45.0910946
782	0.4	0.3	90	8.1890849	0.1	4.81710874

% de Regulación de velocidad: 60.57 %

EFICIENCIAS DE LOS SISTEMAS RECTIFLOW PARA DIFERENTES CORRIENTES DE CAMPO.

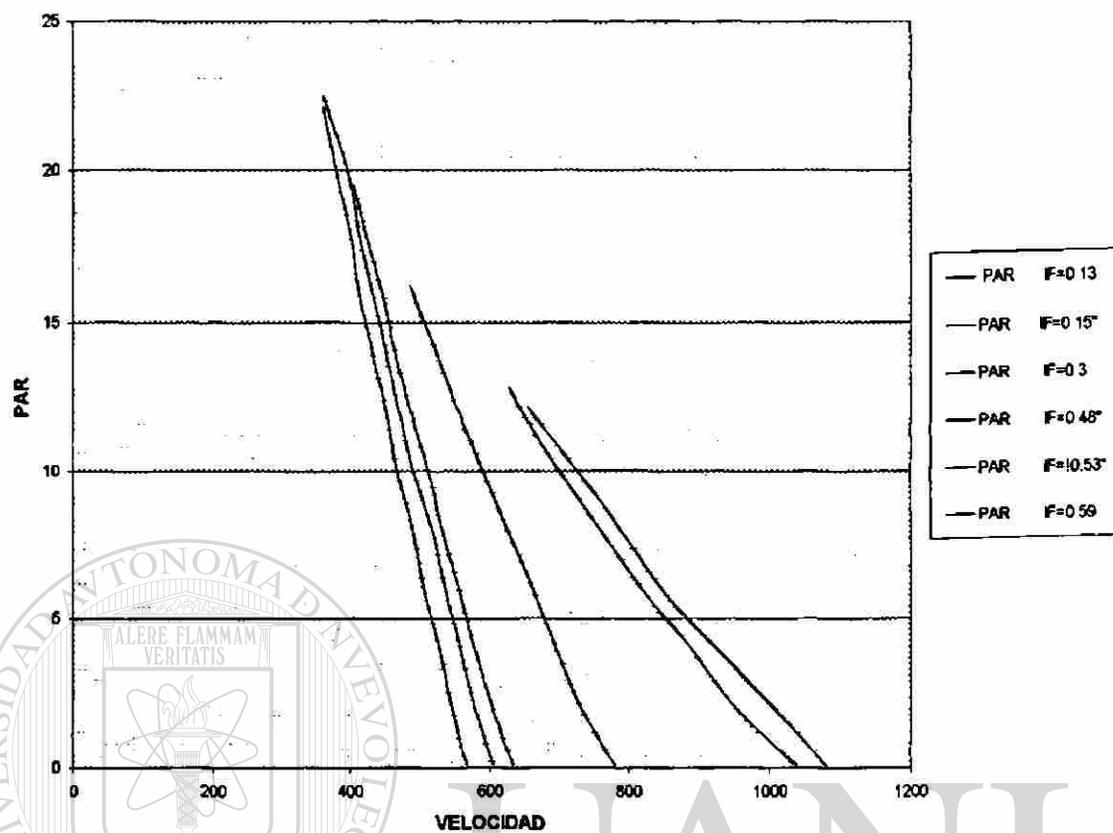


Gráfica 7-2 Curvas características de la Eficiencia en el Sistema Rectiflow a diferentes corrientes de campo

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

CURVAS CARACTERÍSTICAS PAR-VELOCIDAD



Gráfica 7-3 Curvas características de Par-Velocidad del Sistema Rectiflow a diferentes corrientes de campo.

7.3 Regulación de la velocidad por medio de un sistema de Scherbius

Este sistema está constituido por un motor de inducción de rotor devanado, un inversor de cuatro cuadrantes, y un dinámometro como se muestra en la Figura 7-3, para variar la velocidad en el motor de inducción se varía el ángulo de retraso de los tiristores del circuito inversor, en cada paso se varía la carga desde 10.5 N-m hasta 1.5 N-m, tabulando en cada caso los siguientes valores: voltaje de línea, corriente alterna de línea, potencia de entrada, voltaje de corriente directa, corriente directa, velocidad, par, factor de potencia. De estos valores se calcula la potencia de salida en flecha, la eficiencia del sistema. En la figura 7-4 se muestra el diagrama de conexiones del circuito eléctrico. Ahora grafiquemos factor de potencia, eficiencia contra potencia de salida, par contra velocidad.

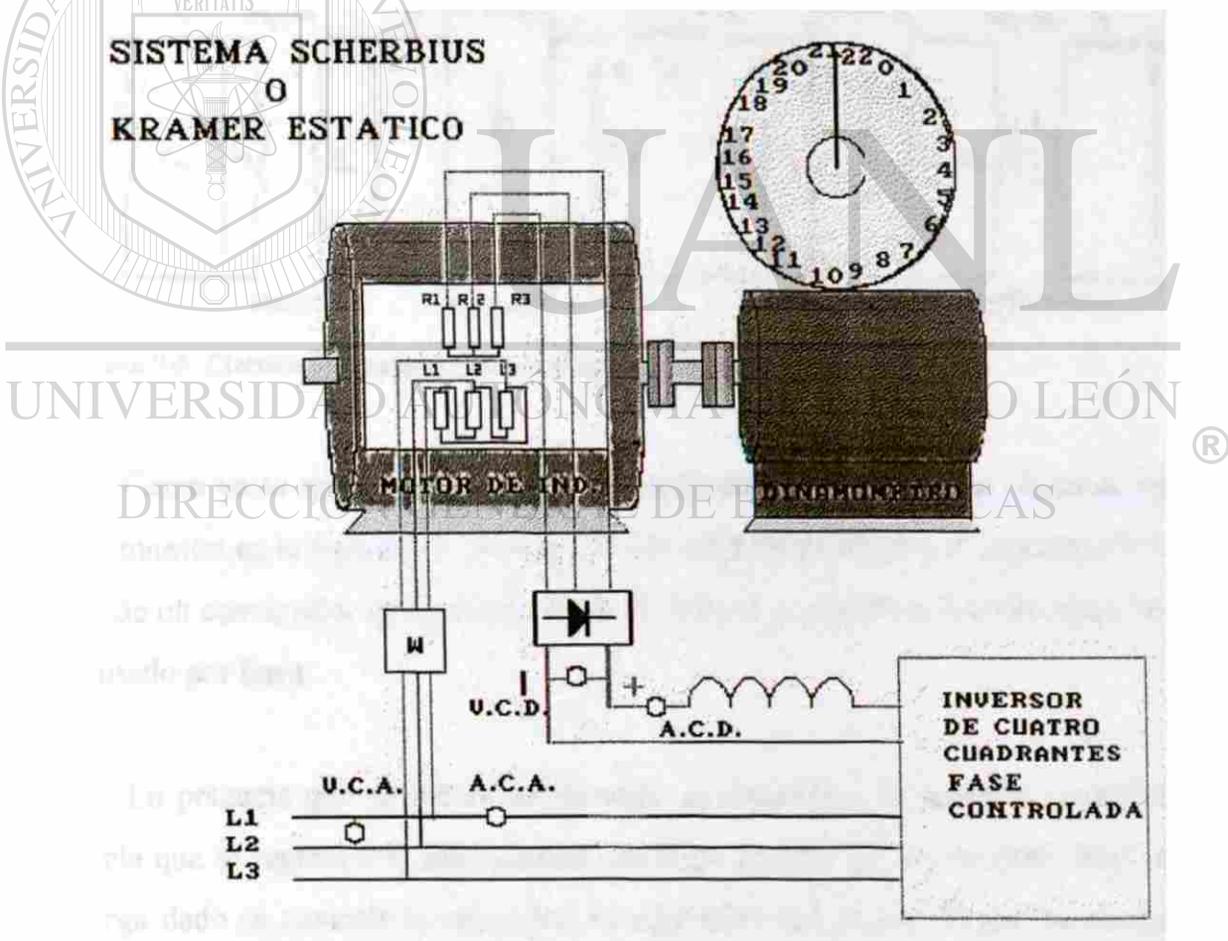


Figura 7-3 Diagrama esquemático del Sistema Kramer Estático.

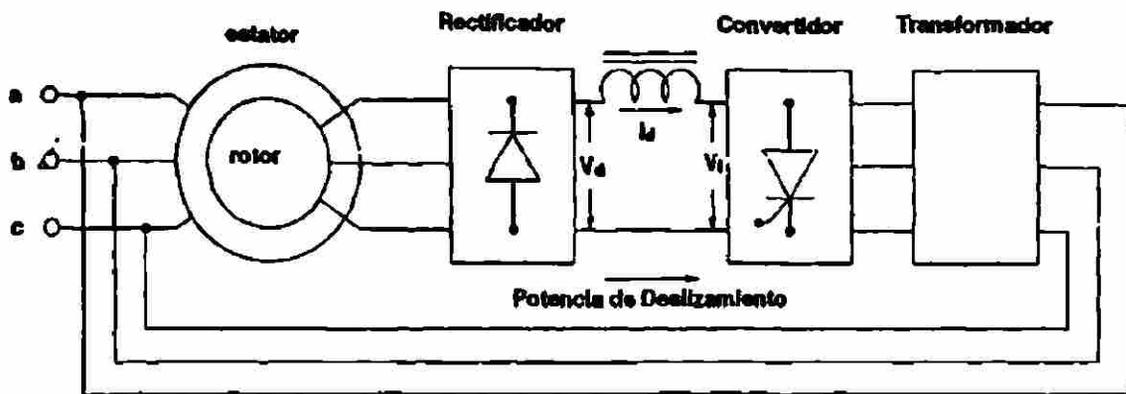


Figura 7-4 Diagrama eléctrico del Sistema Kramer Estático

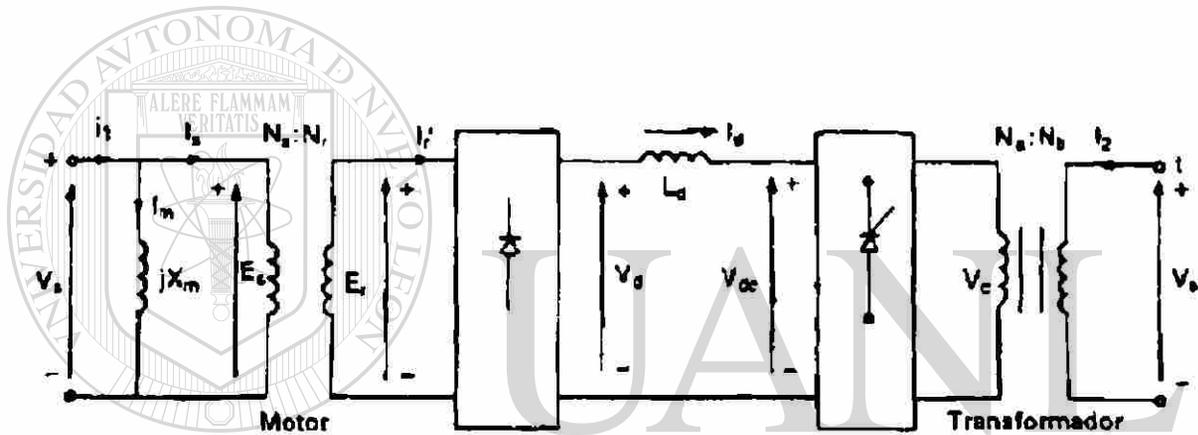


Figura 7-5 Circuito equivalente para el propulsor Kramer estático.

Como ya se mencionó en el circuito equivalente del propulsor Kramer estático que se muestra en la figura 7-5 la potencia del rotor se rectifica y se regresa a la línea a través de un convertidor de fase controlada de control completo actuando como inversor conmutado por línea.

La potencia que se induce en el rotor se distribuye en potencia mecánica y la potencia que se regresa a la línea ambas potencias pueden ser controladas. Para un par de carga dado se controla la velocidad de operación del motor. El par desarrollado es proporcional a la corriente I_d de enlace como se muestra en la figura 7-4. Para un par de carga dado T_L , la velocidad del motor puede disminuirse incrementando el ángulo de disparo α del convertidor.

V_d = Voltaje promedio de corriente directa del rectificador

V_{cd} = Voltaje promedio del convertidor en el lado de corriente directa

V_c = Voltaje de entrada en corriente alterna del convertidor

n_c = Relación de transformación del transformador que se encuentra conectado por un lado a la línea de alimentación y por el otro lado al convertidor.

n_n = Relación de transformación de los devanados primario y secundario del rotor

E_r = Voltaje de fase rms inducido en el rotor

E_s = Voltaje contraelectromotriz del motor de inducción

V_s = Voltaje de fase de la línea de alimentación



$$n_m = \frac{N_{ra}}{N_{se}} \quad \text{Ec. 7-7}$$

$$n_c = \frac{N_a}{N_b} \quad \text{Ec. 7-8}$$

$$E_r = sV_s \frac{N_r}{N_s} = sV_s n_m \quad \text{Ec. 7-9}$$

Voltaje promedio del circuito rectificador

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

$$V_d = 1.654 \times \sqrt{2} I_r = 2.3394 sV_s n_m \quad \text{Ec. 7-10}$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Voltaje promedio del convertidor

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}n_c V_s}{\pi} \cos \alpha = -n_c V_s \cos \alpha \quad \text{Ec. 7-11}$$

La inductancia que se coloca entre el circuito rectificador y el convertidor es con el propósito de mantener constante el valor de I_d y que la corriente sea continua, para lograr este el ángulo de atraso α no debe de exceder de $\pi \leq \omega t_{off} \leq \mu$, donde t_{off} es el tiempo de apagado de los tiristores y μ cubre el ángulo. Generalmente el t_{off} es del

orden de 50 μ s y a 60 Hz. ω_{of} es aproximadamente 1.8 ° pero μ puede ser de 3 ó 4 grados. Un límite superior seguro de α puede ser tomado como 170° de la ecuación 7.12 se obtiene:

$$V_d = V_{cd} \quad \text{cuando } \alpha = 0 \quad \text{Ec. 7-12}$$

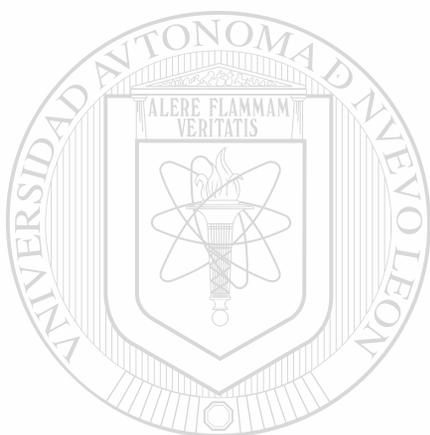
$$2.3394sV_s n_m = -2.3394n_c V_s \cos \alpha \quad \text{Ec. 7-13}$$

$$s n_m = -n_c \cos \alpha \quad \text{Ec. 7-14}$$

$$s = -\frac{n_c}{n_m} \cos \alpha \quad \text{Ec. 7-15}$$

$$n_R = (1 - s)n_s \quad \text{Ec. 7-16}$$

$$n_R = n_s \left[1 - \left(-\frac{n_c}{n_m} \cos \alpha \right) \right] \quad \text{Ec. 7-17}$$



$$n_R = n_s \left(1 + \frac{n_c}{n_m} \cos \alpha \right) \quad \text{Ec. 7-18}$$

Si esta ecuación establece un valor permitido la relación de vueltas del motor es efectiva.

Si un motor con una relación de vueltas excede este valor usara un transformador entre la fuente de alimentación y el convertidor. Como se muestra en la figura 7-5.

Y el límite de operación a baja velocidad esta dado por $\alpha=170^\circ$ y el deslizamiento máximo

$$\frac{N_{re} \cdot N_a}{N_{se} \cdot N_p} = 0.985 \quad \text{Ec. 7-19}$$

$$N_{se} \cdot N_p = s_{max}$$

∴ el ángulo de retraso α queda comprendido en el siguiente rango

$$90^\circ < \alpha < \cos^{-1} \left(-s_{max} \frac{N_{re} \cdot N_a}{N_{se} \cdot N_b} \right) \quad \text{Ec. 7-20}$$

La velocidad depende del ángulo de retraso α y es independiente del par, la regulación de la velocidad aparece cuando la carga es aplicada.

Se considerará un punto específico de la característica par- velocidad bajo carga.

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad \text{Ec. 7-21}$$

$$\alpha = \cos^{-1} \left(-s \frac{N_r}{N_s} \right) \quad \text{Ec. 7-22}$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$V_{dc} = \frac{-3\sqrt{2}Vm}{\pi} \cos \alpha \quad \text{Ec. 7-23}$$

$$P_{sal} = (T_{ant})(w_r) \quad \text{Ec. 7-24}$$

$$Pot. \text{ mec. desarrollada} = P_{sal} + P_{mec} \quad \text{Ec. 7-25}$$

$$I_d = \left(\frac{s}{1-s} \right) \left(\frac{P_{mec \ des}}{V_d} \right) A \quad \text{Ec. 7-26}$$

$$Pot. mec. desarrollada = \left(\frac{1-s}{s}\right) m Pr = \left(\frac{1-s}{s}\right) V d I d \quad Ec. 7-27$$

$$Pot. mec. desarrollada = \left(\frac{1-s}{s}\right) V d I d = T_L w_m = T_L w_s (1-s) \quad Ec. 7-28$$

Sustituyendo Vd y despejando Id.

$$I d \left(\frac{1-s}{s}\right) 2.3394 s V_s n_m = T w_s (1-s) \quad Ec. 7-29$$

$$I d = \frac{T w_s}{2.3394 V_s n_m} \quad Ec. 7-30$$

Esta corriente Id es independiente de la velocidad y depende del par

$$V d = I d R e = I d R (1-k) \quad Ec. 7-31$$

$$2.3394 s V_s n_m = I d R (1-k) \quad Ec. 7-32$$

$$s = \frac{I d R (1-k)}{2.3394 V_s n_m} \quad Ec. 7-33$$

$$w_m = w_s (1-s) = w_s \left[1 - \frac{T_L w_s R (1-k)}{(2.3394 V_s n_m)^2} \right] \quad Ec. 7-34$$

$$w_m = w_s \left[1 - \frac{I d R (1-k)}{2.3394 V_s n_m} \right] \quad Ec. 7-35$$

$$w_m = w_s \left[1 - \frac{T_L w_s R (1-k)}{(2.3394 V_s n_m)^2} \right] \quad Ec. 7-36$$

Si k se varia de 0 a 1, la velocidad varia de un valor mínimo hasta w_s .

Para calcular la eficiencia en este sistema se considerará la potencia de salida entre la potencia suministrada por la fuente menos la potencia recuperada en el rotor. En otras palabras la potencia de salida entre la potencia que entra al motor.

$$P_{inmotor} = P_{entrada} - P_{recuperada} \quad \text{Ec. 7-37}$$

$$\% \eta = \frac{P_{salida}}{P_{inmotor}} \times 100 \quad \text{Ec. 7-38}$$

$$Vd = IdRe = IdR(1 - k) \quad \text{Ec.7-39}$$

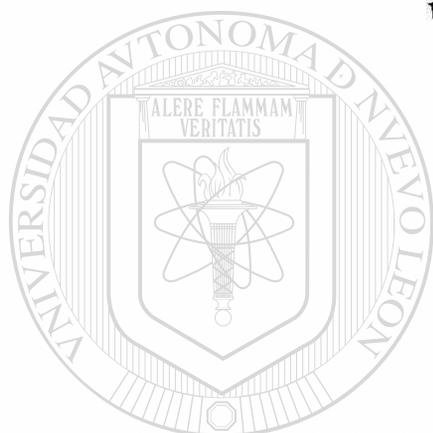
$$2.3394sV_s n_m = IdR(1 - k) \quad \text{Ec. 7-40}$$

$$s = \frac{IdR(1 - k)}{2.3394V_s n_m} \quad \text{Ec. 7-41}$$

$$w_m = w_s(1 - s) = w_s \left[\frac{T_L w_s R(1 - k)}{(2.3394V_s n_m)^2} \right] \quad \text{Ec. 7-42}$$

$$w_m = w_s \left[1 - \frac{IdR(1 - k)}{2.3394V_s n_m} \right] \quad \text{Ec. 7-43}$$

$$w_m = w_s \left[1 - \frac{T_L w_s R(1 - k)}{(2.3394V_s n_m)^2} \right] \quad \text{Ec. 7-44}$$



Si k se varia de 0 a 1, la velocidad varia de un valor mínimo hasta w_s .

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

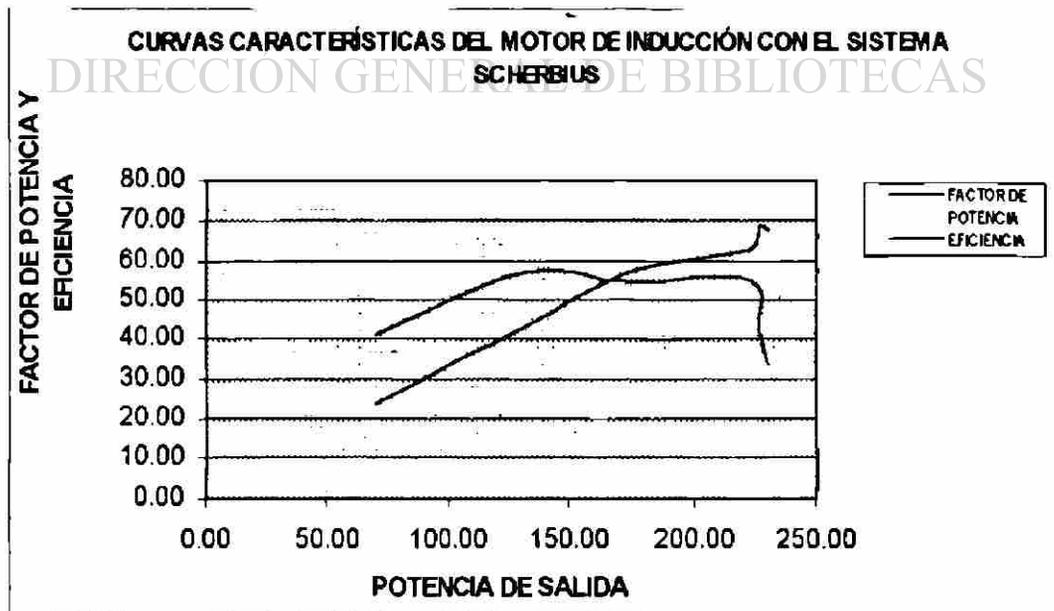
®

Tabla. 7-8 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 445 rpm.

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.50	3.20	3.30	3.33	300.00
220.00	3.70	3.70	3.70	3.70	600.00
220.00	4.60	4.60	4.60	4.60	1000.00
220.00	5.40	5.50	5.50	5.47	1300.00
220.00	6.00	6.10	6.20	6.10	1600.00
220.00	7.40	7.40	7.40	7.40	1900.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT	VCD
1.50	0.24	445.00	69.90	300.00	118.00
3.00	0.43	415.00	130.38	600.00	116.00
4.50	0.57	368.00	173.42	1000.00	114.00
6.00	0.62	354.00	222.42	1300.00	112.00
7.50	0.69	288.00	226.19	1600.00	110.00
8.50	0.67	258.00	229.65	1900.00	108.00

ACD	PCD	POTINMOT	POTOUT	% F.P.	% η
1.10	129.80	170.20	69.90	23.62	41.07
3.20	371.20	228.80	130.38	42.56	56.98
6.00	684.00	316.00	173.42	57.05	54.88
8.00	896.00	404.00	222.42	62.41	55.06
9.70	1067.00	533.00	226.19	68.83	42.44
11.40	1231.20	668.80	229.65	67.38	34.34



Gráfica 7-4 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 445 rpm

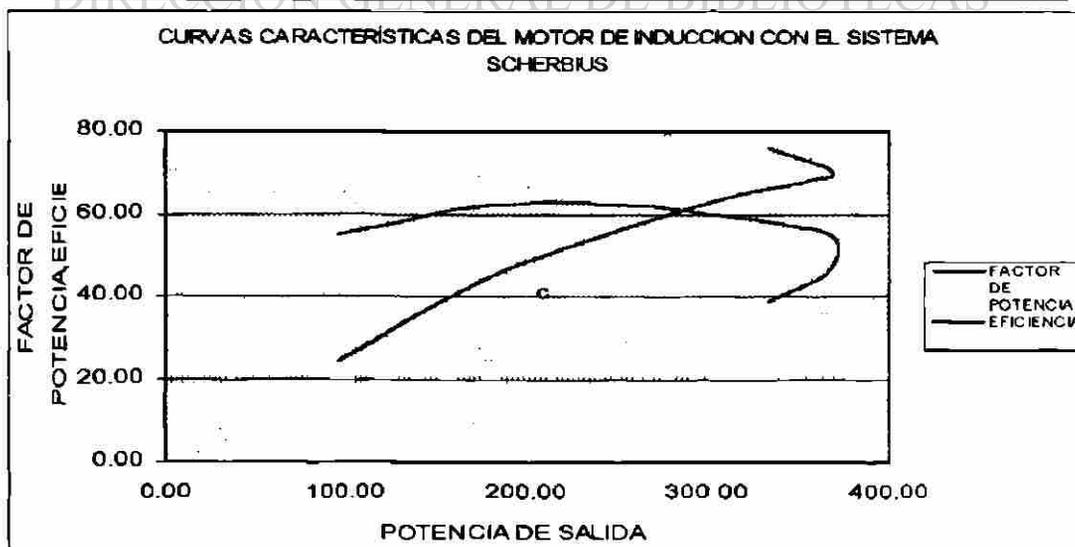
% de Regulación de velocidad = 72.48%

Tabla. 7-9 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 612 rpm.

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	7.82	7.99	8.01	7.94	2246.67
220.00	3.30	3.28	3.20	3.26	300.00
220.00	3.80	3.80	3.90	3.83	650.00
220.00	4.60	4.60	4.60	4.60	1000.00
220.00	5.35	5.40	5.45	5.40	1320.00
220.00	6.00	6.20	6.20	6.13	1620.00
220.00	7.20	7.40	7.30	7.30	2000.00
220.00	7.80	8.00	8.00	7.93	2300.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OU'	POTENT.	VCD
1.50	0.24	612.00	96.13	300.00	104.00
3.00	0.44	572.00	179.70	650.00	103.00
4.50	0.57	546.00	257.30	1000.00	101.00
6.00	0.64	499.00	313.53	1320.00	99.00
7.50	0.69	468.00	367.57	1620.00	99.00
9.00	0.72	387.00	364.74	2000.00	98.00
10.30	0.76	309.00	333.29	2300.00	100.00

ACD	PCD	POTINMOT	POT. OUT	% F.P.	% η
1.20	124.80	175.20	96.13	24.15	54.87
3.50	360.50	289.50	179.70	44.50	62.07
5.80	585.80	414.20	257.30	57.05	62.12
8.00	792.00	528.00	313.53	64.15	59.38
9.60	950.40	669.60	367.57	69.32	54.89
12.20	1195.60	804.40	364.74	71.90	45.34
14.40	1440.00	860.00	333.29	76.08	38.75



Gráfica 7-5 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 612 rpm

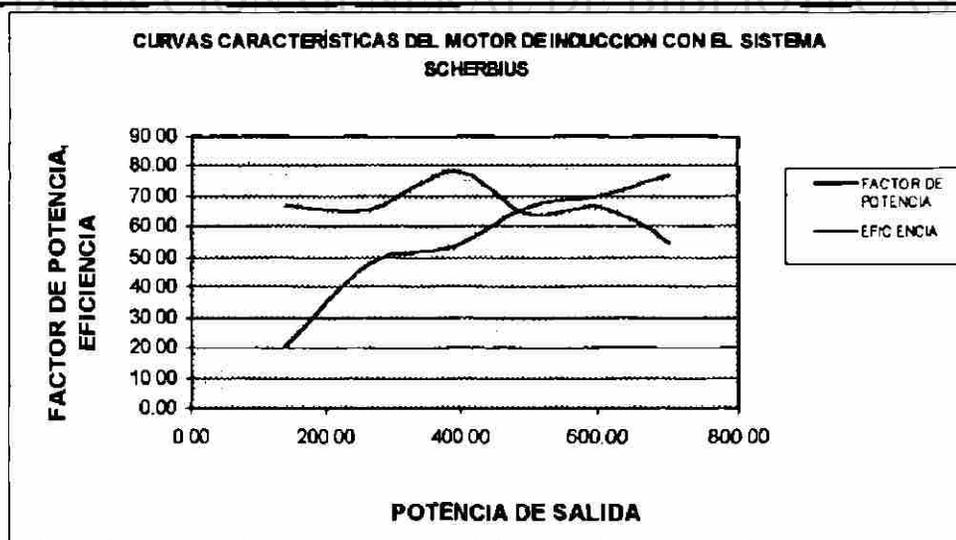
% de Regulación de velocidad = 98.05%

Tabla. 7-10 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 886 rpm.

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.20	3.10	3.10	3.13	250.00
220.00	3.80	3.80	3.90	3.83	700.00
220.00	4.40	4.40	4.40	4.40	900.00
220.00	5.30	5.40	5.40	5.37	1350.00
220.00	6.00	6.20	6.10	6.10	1620.00
220.00	7.00	7.05	7.00	7.02	2000.00
220.00	8.00	8.01	8.00	8.00	2350.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT	VCD
1.50	0.21	886.00	139.17	250.00	80.00
3.00	0.48	842.00	264.52	700.00	78.50
4.50	0.54	826.00	389.24	900.00	76.50
6.00	0.66	792.00	497.63	1350.00	74.00
7.50	0.70	759.00	596.12	1620.00	74.00
9.00	0.75	708.00	667.27	2000.00	74.00
10.50	0.77	638.00	701.52	2350.00	74.00

ACD	PCD	POTINMOT	POTOUT	% F.P.	% η
0.52	41.60	208.40	139.17	20.94	66.78
3.80	298.30	401.70	264.52	47.92	65.85
5.30	405.45	494.55	389.24	53.68	78.71
7.80	577.20	772.80	497.63	66.02	64.39
9.90	732.60	887.40	596.12	69.70	67.18
12.00	888.00	1112.00	667.27	74.80	60.01
14.40	1065.60	1284.40	701.52	77.06	54.62



Gráfica 7-6 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 886 rpm

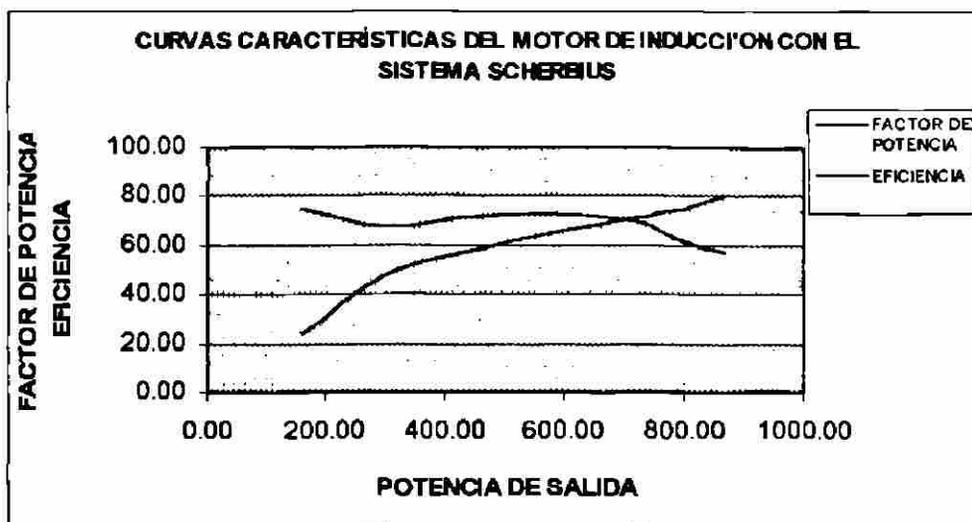
% de Regulación de velocidad = 38.87%

Tabla. 7-11 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 1003 rpm

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.45	3.25	3.45	3.38	310.00
220.00	3.90	3.90	3.80	3.87	700.00
220.00	4.40	4.60	4.60	4.53	1000.00
220.00	5.05	5.25	5.23	5.18	1300.00
220.00	5.85	6.00	5.90	5.92	1600.00
220.00	7.05	7.20	7.20	7.15	2050.00
220.00	7.80	7.80	7.80	7.80	2400.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT.	VCD
1.50	0.24	1003.00	157.55	310.00	70.00
3.00	0.48	957.00	300.65	700.00	67.00
4.50	0.58	959.00	451.92	1000.00	65.00
6.00	0.66	944.00	593.13	1300.00	63.00
7.50	0.71	910.00	714.71	1600.00	62.00
9.00	0.75	850.00	801.11	2050.00	61.00
10.50	0.81	787.00	865.35	2400.00	60.00

ACD	PCD	POTINMOT	POT.OUT	% F.P.	% η
1.45	101.50	208.50	157.55	24.05	75.56
3.80	254.60	445.40	300.65	47.51	67.50
5.70	370.50	629.50	451.92	57.89	71.79
7.60	478.80	821.20	593.13	65.90	72.23
9.40	582.80	1017.20	714.71	70.97	70.26
12.30	750.30	1299.70	801.11	75.24	61.64
15.00	900.00	1500.00	865.35	80.75	57.69



Gráfica 7-7 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1003 rpm

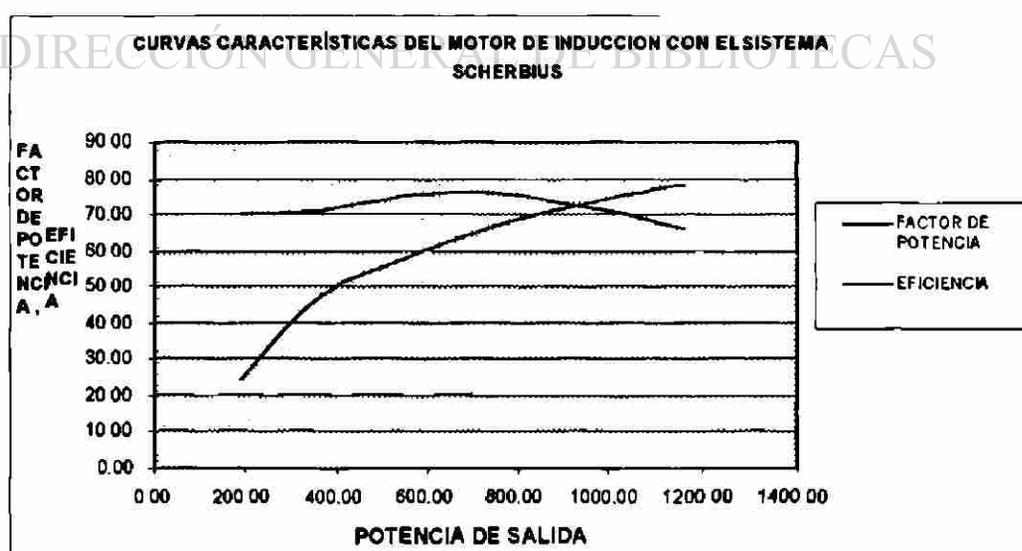
% de Regulación de velocidad = 27.44%

Tabla. 7-12 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Kramer Estático a velocidad inicial de 1200 rpm

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.45	3.25	3.25	3.32	310.00
220.00	3.80	3.90	3.90	3.87	700.00
220.00	4.40	4.60	4.60	4.53	1000.00
220.00	5.00	5.30	5.20	5.17	1300.00
220.00	5.90	6.20	6.10	6.07	1650.00
220.00	6.90	7.10	7.00	7.00	2020.00
220.00	7.80	8.20	8.10	8.03	2400.00

PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT.	VCD
1.50	0.25	1200.00	188.50	310.00	52.00
3.00	0.48	1173.00	368.51	700.00	49.00
4.50	0.58	1163.00	548.05	1000.00	47.00
6.00	0.66	1153.00	724.45	1300.00	45.00
7.50	0.71	1134.00	890.64	1650.00	43.00
9.00	0.76	1103.00	1039.55	2020.00	43.00
10.50	0.78	1058.00	1163.33	2400.00	43.00

ACD	PCD	POTINMOT	POT.OUT	% F.P.	% η
0.80	41.60	268.40	188.50	24.53	70.23
3.70	181.30	518.70	368.51	47.51	71.04
5.80	272.60	727.40	548.05	57.89	75.34
7.70	346.50	953.50	724.45	66.03	75.98
10.00	430.00	1220.00	890.64	71.38	73.00
12.50	537.50	1482.50	1039.55	75.73	70.12
14.80	636.40	1763.60	1163.33	78.40	65.96



Gráfica 7-8 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1200 rpm

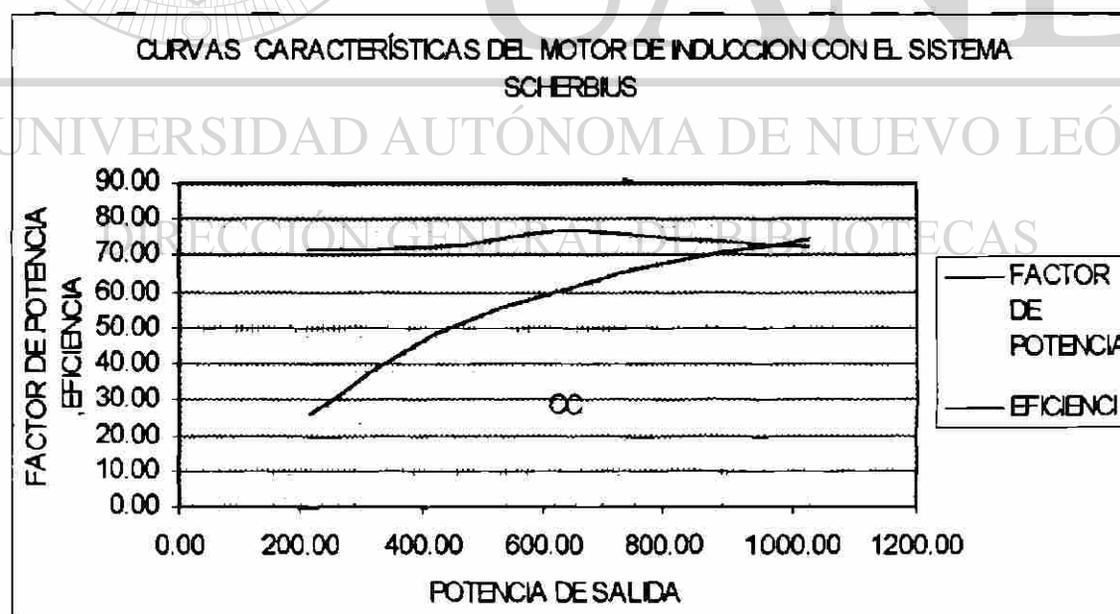
% de Regulación de velocidad = 13.42%

Tabla. 7-13 Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Kramer Estático c a velocidad inicial de 1352 rpm

VOLTAGE	I1	I2	I3	I PROM.	POT.IN
220.00	3.20	3.10	3.10	3.13	310.00
220.00	3.70	3.83	3.80	3.78	700.00
220.00	4.20	4.40	4.40	4.33	1000.00
220.00	5.00	5.30	5.20	5.17	1350.00
220.00	5.90	6.05	6.05	6.00	1700.00

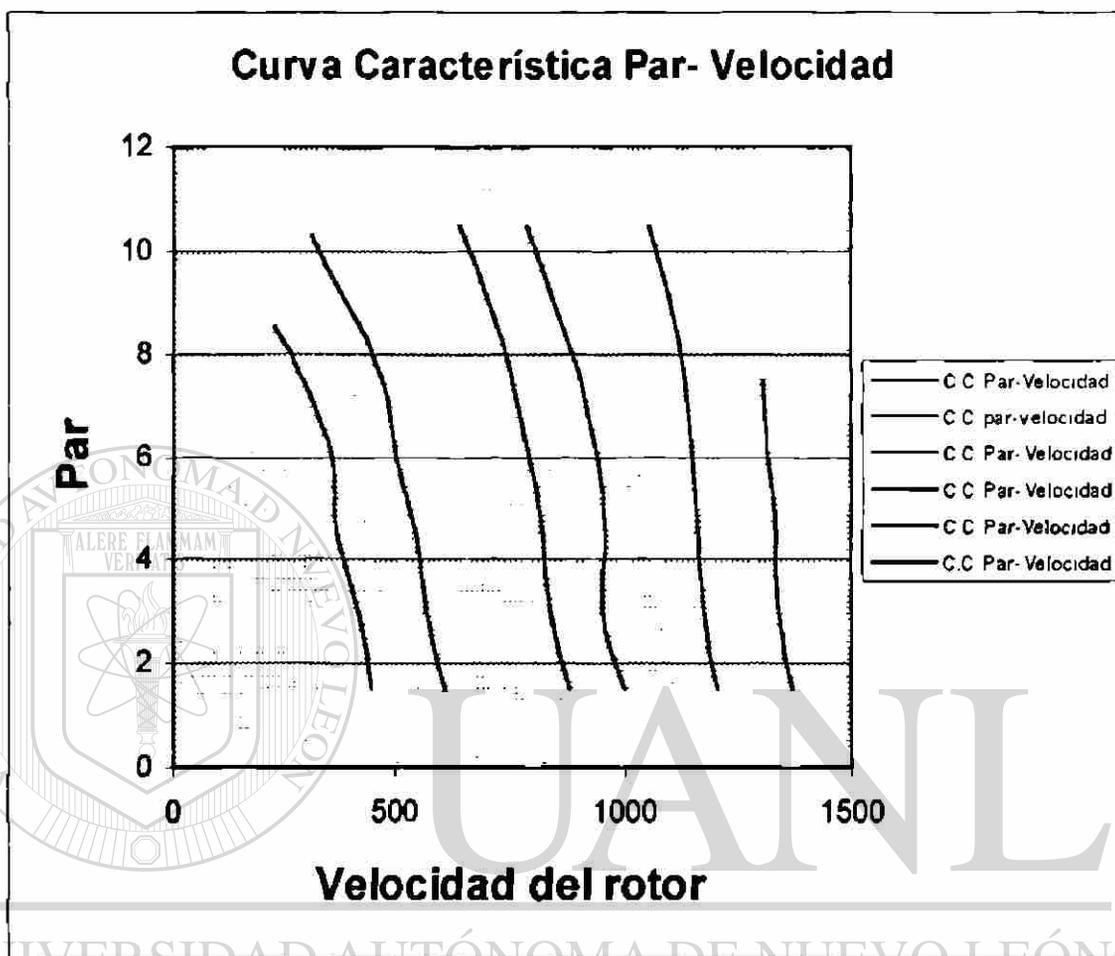
PAR	F.P.	VEL.	POT. OUT	POTENT.	VCD
1.50	0.26	1352.00	212.37	310.00	36.00
3.00	0.49	1339.00	420.66	700.00	32.00
4.50	0.61	1332.00	627.69	1000.00	32.00
6.00	0.69	1317.00	827.50	1350.00	30.00
7.50	0.74	1306.00	1025.73	1700.00	29.00

ACD	PCD	POTINMOT	POT.OUT	% F.P.	% EFICITOT
0.40	14.40	295.60	212.37	25.96	71.84
3.80	121.60	578.40	420.66	48.64	72.73
5.65	180.80	819.20	627.69	60.56	76.62
8.00	240.00	1110.00	827.50	68.57	74.55
10.00	290.00	1410.00	1025.73	74.36	72.75



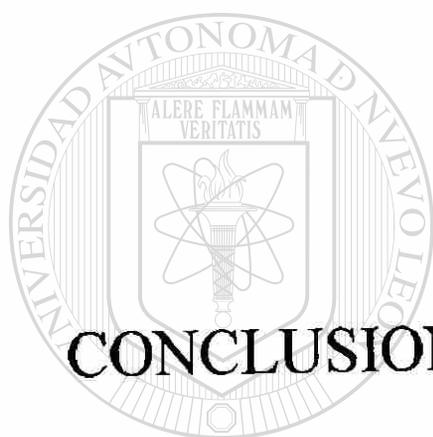
Gráfica 7-9 Curva Característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1352 rpm

% de Regulación de velocidad = 3.52%



Gráfica 7-10 Curva Característica Par- Velocidad del Sistema Scherbius.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



8

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

®

A continuación mostraremos en conclusiones obtenidas de cada uno de los sistemas de regulación de velocidad analizados en el capítulo 7.

8.1 Regulación de velocidad por medio de resistencias en el rotor del motor de inducción de rotor devanado.

En este caso se observa que la eficiencia se disminuye demasiado cuando la velocidad del motor de Inducción se lleva a valores bajos manteniendo un par constante.

Otro aspecto que se observa es que este sistema aumenta su par de arranque cuando aumenta su resistencia en el rotor, además esto se logra con bajas corrientes.

Para este caso se concluye que el sistema es muy eficiente.

8.2 Regulación de velocidad por medio del sistema Kramer.

La eficiencia aumenta para velocidades bajas, en otras palabras el campo de el motor de corriente directa es grande. Otro aspecto que se observa es que cuando la máquina esta excitada con valores de corriente de campo grandes se tiene alto para de funcionamiento a baja velocidad, esta característica indica que el sistema trabaja a Hp constante esto es:

$$P = T\omega = \frac{Tn2\pi}{60} \quad \text{Ec. 4-79}$$

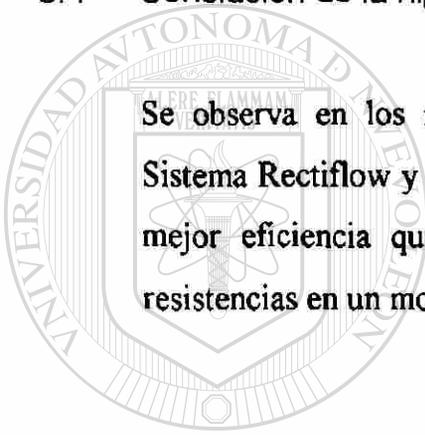
Si el par es grande la velocidad es pequeña ó el par es bajo la velocidad es alta. Pero en cualquiera de los casos los Hp son constantes.

8.3 Regulación de velocidad por medio del Sistema Scherbius o Kramer Estático.

La conclusión que se tiene de este sistema es que la eficiencia es alta para valores de velocidad baja. Aunque aquí la eficiencia se puede considerar buena a velocidades altas. Es decir el hecho que el sistema regenere la energía a la línea directamente hace que este sistema sea más eficiente.

8.4 Conclusión de la hipótesis formulada.

Se observa en los resultados obtenidos que la regulación de velocidad del Sistema Rectiflow y en el Sistema Scherbius o Kramer Estático presentaron una mejor eficiencia que el sistema de regulación de velocidad por medio de resistencias en un motor de inducción de rotor devanado.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

BIBLIOGRAFÍA

- Fitzgerald, A.E., Kingsley, Charles Jr., Umans, Stephen D.

Maquinas Eléctricas

5ta. Edición

Ed. Mc- Graw Hill

México, D.F., 1992

- Kostenko, M., Piotrovski, L.

Máquinas Eléctricas

Volumen II

2da. Edición

Ed. Montaner y Simon

España, 1979

UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

- Chapman, Stephen J.

Máquinas Eléctricas

1ra. Edición.

Ed. Mc- Graw Hill

Bogota, Colombia, 1990.

- Liwshitz-Garik, Michael., Whipple, E.E.

Máquinas Eléctricas

1ra. Edición

Ed. CECSA

México, D.F., 1992.

- **Muhammad H. Rashid**
Electrónica de Potencia
2da. Edición
Prentice Hall
Edo. de México 1995

 - **S.B. Dewan / G.R. Selemon / A. Straughen**
Power Semiconductor Drives
Wiley International Editions
Singapore

 - **M.C. Armando Paez Ordoñez**
Apuntes de Electrónica de Potencia del Estado Sólido
F.I.M.E.
-
- **M.C. Guadalupe I. Cantú Garza**
Apuntes de Control Electrónico de Motores
F.I.M.E.

 - **M.C. Guadalupe I. Cantú Garza**
Apuntes de Control de Motores de Corriente Directa.
F.I.M.E.

GLOSARIO

Ancho de la bobina: w es igual a la distancia que hay desde el principio de la bobina hasta el final de la misma. Se expresa en grados eléctricos, ranuras o en pulgadas. etc.

Angulo de desplazamiento: es el angulo entre las componentes fundamentales de la corriente y el voltaje de entrada.

Bobina: Consta de una o mas espiras

Bobina de paso acortado: el ancho de la bobina es menor al paso polar

Bobina de paso completo: el ancho de la bobina es igual al paso polar

Campo giratorio: es la fmm resultante que se obtiene cuando se aplica un voltaje trifásico a un devanado trifásico. Este campo giratorio viaja a la velocidad de sincronía.

Circuito equivalente del motor de inducción: es la representación del circuito magnético mediante parámetros eléctricos para facilitar el análisis.

Circuito rectificador: es aquel que esta constituido por diodos los cuales convierten la señal de corriente alterna en una señal unidireccional.

Convertidor de fase controlada: es un dispositivo que convierte el voltaje de corriente alterna de magnitud y frecuencia constante en un voltaje de corriente directa controlable y conduce desde α hasta π .

Corriente promedio en el rectificador I_r : es el valor del voltaje promedio en la carga para media onda.

Deslizamiento: es la velocidad relativa con que el campo magnético giratorio corta los conductores del rotor.

Devanado de fase devanada: devanado trifásico que esta montado en el rotor, es muy similar al del estator. Sus terminales van conectados a los anillos deslizantes.

Devanado jaula de ardilla: consisten en conductores distribuidos a lo largo de la periferia del rotor; los extremos de estos van cortocircuitados por los anillos metálicos, estos conductores pueden ser de cobre Cu, aluminio Al, etc.

Devanado primario: devanado trifásico que se encuentra colocado en el estator de la máquina de armadura.

Devanado trifásico: Se encuentra en el estator consta de 3 fases c/u de las fases esta desfasada 120° .

Diagrama vectorial: es la representación gráfica de todas las caídas de voltaje y flujos y corrientes.

Diodo: Es un dispositivo con material que conduce cuando es polarizado directamente el ánodo o cátodo. Cuando se polariza inversamente ánodo y cátodo no conduce.

Ecuaciones vectoriales: es la representación de los voltajes y caídas de voltaje que se tienen en los devanados primario y secundario.

Eficiencia del rectificador: Es la relación de la potencia de corriente directa entre la potencia de corriente alterna.

Espira: es la parte mas elemental de un devanado, esta constituida por dos conductores, esto es debido a que se cada lado de la espira es expuesto a polos de diferente polaridad.

Factor armónico HP: es una medida de la distorsión de una forma de onda y también se le conoce como la distorsión armónica total THD.

Factor de componente ondulatoria ó de rizado: es una medida del contenido de la componente ondulatoria.

Factor de cresta: es una medida de la corriente de entrada pico I_s (pico) en comparación con un valor rms I_s , a fin de establecer las especificaciones de corriente de pico de dispositivos y componentes.

Factor de distribución: es la relación que existe entre los voltajes inducidos en una bobina distribuida sobre el voltaje inducido en una bobina no distribuida.

Factor de forma: es una medida de la forma del voltaje de salida.

Factor de paso: es la relación que existe entre el voltaje inducido en una bobina de paso acortado entre una bobina de paso completo.

Factor de utilización del transformador: es la habilidad de un transformador para suministrar potencia de corriente directa a un circuito rectificador.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Fase: esta formada por un número par de grupos.

Grupo: consta de una o mas bobinas y representa un polo en una fase.

Paso polar: es la distancia del polo expresada en grados eléctricos, en ranuras o en pulgadas, la distancia entre polo y polo es de 180° grados eléctricos.

Potencia promedio: es la potencia disipada en la carga, es el valor de potencia que se obtendría por medio de un wattmetro conectado en la carga.

Tiristor: Es un dispositivo semiconductor de cuatro capas PNPN con tres uniones PN, tiene tres terminales ánodo, cátodo y compuerta. Cuando ánodo catodo se polarizan directamente y a la compuerta se le da un pulso positivo el tristor conduce. Cuando ánodo cátodo se polarizan inversamente y se manda un pulso positivo a la compuerta el SCR no conduce.

Valor eficaz: el valor eficaz de una función periódica en el tiempo $e(\omega t)$, $i(\omega t)$ cualesquiera es aquella que libera la misma potencia $P(\text{ave})$ promedio sobre una carga resistiva R que un V_{cd} o I_{cd} en la misma resistencia R .

Velocidad sincrónica: es la velocidad a la que se desplaza la fuerza magnetomotriz sobre el devanado trifásico.

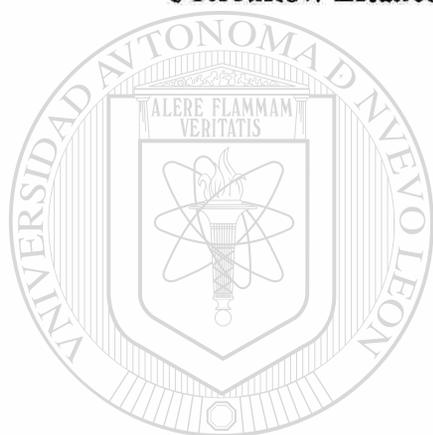
Voltaje de pico inverso: es el máximo voltaje en polarización inversa (cuando no conduce) en el rectificador y depende del caso particular que se trate. Este valor se compara con el máximo que especifica el fabricante.

Voltaje de salida: Esta formado por dos componentes, el valor de corriente directa y la componente ondulatoria.

INDICE DE TABLAS

Tabla 6-1	Características para la selección de Sistemas de velocidad variable.	196
Tabla 7-1	Regulación de la velocidad por medio de resistencias en un motor de inducción de rotor devanado.	200
Tabla 7-2	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.59.	203
Tabla 7-3	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF= 0.53.	204
Tabla 7-4	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.48.	205
Tabla 7-5	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.13.	206
Tabla 7-6	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.15.	207
Tabla 7-7	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Rectiflow con diferente corriente de excitación en la máquina de corriente directa. Con IF=0.3.	208
Tabla 7-8	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con una velocidad inicial de 445 rpm.	217
Tabla 7-9	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con una velocidad inicial de 612 rpm.	218

Tabla 7-10	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con con una velocidad inicial de 886 rpm.	219
Tabla 7-11	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con con una velocidad inicial de 1003 rpm.	220
Tabla 7-12	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con con una velocidad inicial de 1200 rpm.	221
Tabla 7-13	Datos para la determinación de la eficiencia en un sistema Scherbius o Rectiflow Estático con una velocidad inicial de 1352 rpm.	222



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



INDICE DE FIGURAS

Figura 2-1	Curvas característica par motor-velocidad de un motor de inducción jaula de ardilla y su carga.	11
Figura 2-2	Características par motor-velocidad de un motor de rotor devanado para diferentes valores de resistencia secundaria.	12
Figura 2-3	Circuito equivalente del motor de inducción.	14
Figura 2-4	Montaje en cascada con conexión mecánica de tipo Kramer para velocidad subsincrónica.	17
Figura 2-5	Diagrama de flujo de potencia para el Sistema Kramer	18
Figura 2-6	Montaje en cascada con conexiones eléctricas para velocidad subsincrónica.	19
Figura 2-7	Diagrama de flujo de potencia de montaje en cascada con conexiones eléctricas para velocidad subsincrónica.	21
Figura 2-8	Montaje en casacada Scherbius para regulación de velocidad en dos zonas.	22
Figura 2-9	Convertidor de frecuencia.	23
Figura 2-10	Diagrama esquemático del Sistema Rectiflow	27
Figura 2-11	Sistema Scherbius con convertidor dual.	29
Figura 2-12	Sistema Scherbius con cicloconvertidor	30
Figura 3-1	Partes principales de un motor de inducción	32
Figura 3-2	Segmentos laminados de estator y rotor del motor de inducción grandes.	34
Figura 3-3	Rotor de jaula de ardilla	34
Figura 3-4	a) Motor de inducción de rotor devanado, b) Diagrama esquemático del motor de inducción de rotor devanado.	35
Figura 3-5	a) Gráfico de los voltajes trifásicos b) Campo magnético giratorio para diferentes instantes de tiempo en un ciclo completo.	36 37

Figura 3-6	Voltaje inducido en una espira que es enlazada por líneas de flujo.	38
Figura 3-7	Dirección de la corriente inducida en una espira.	38
Figura 3-8	Fuerza inducida en la bobina.	39
Figura 3-9	Voltaje inducido en el rotor y sentido de giro.	39
Figura 3-10	Espira constituida por dos conductores.	41
Figura 3-11	Bobina con n_b espiras.	42
Figura 3-12	Grupos con tres bobinas.	42
Figura 3-13	Representación de una fase de dos polos.	42
Figura 3-14	Devanado doble capa.	43
Figura 3-15	Devanado de una capa.	43
Figura 3-16	a) Devanado imbricado, b) devanado ondulado.	44
Figura 3-17	Devanado imbricado de paso completo.	48
Figura 3-18	Forma de onda de la fmm de un devanado imbricado de paso completo.	48
Figura 3-19	Devanado imbricado de paso acortado.	49
Figura 3-20	Forma de onda de la fmm de un devanado imbricado de paso acortado.	49
Figura 3-21	Devanado ondulado de paso completo.	50
Figura 3-22	Flujo enlazado por una bobina de paso completo.	52
Figura 3-23	Voltaje inducido en una bobina en un ciclo completo.	52
Figura 3-24	Suma vectorial de los voltajes inducidos en un grupo distribuido.	55
Figura 3-25	Representación de los voltajes inducidos en un grupo para la determinación del factor de distribución.	55
Figura 3-26	Flujo máximo entrelazado por una bobina de paso completo y paso acortado.	56

Figura 3-27	Máquina elemental monofásica de dos polos con una sola bobina.	61
Figura 3-28	Curva de la fmm de la máquina elemental de la figura 3-26.	62
Figura 3-29	Curva de la fmm de la máquina elemental de la figura 3-26 desplazada $\frac{1}{2}$.	62
Figura 3-30	Curva de la fmm del arrollamiento monofásico de la figura 3-27 de dos polos, mostrada con la fundamental y dos armónicas únicamente.	63
Figura 3-31	Máquina elemental de dos polos, tres fases.	66
Figura 3-32	La función $\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)$ en diferentes instantes de tiempo.	69
Figura 3-33	Devanado trifásico con terminales numeradas según NEMA.	71
Figura 3-34	Conexión simple estrella.	72
Figura 3-35	Conexión doble estrella.	72
Figura 3-36	Conexión simple delta.	73
Figura 3-37	Conexión doble delta.	73
Figura 4-1	Diagrama esquemático de un motor de inducción trifásico, de rotor devanado.	75
Figura 4-2	Trayectoria magnética del estator y rotor.	76
Figura 4-3	Flujos de dispersión en las ranuras.	76
Figura 4-4	Flujo de dispersión en los cabezales.	77
Figura 4-5	Ilustración de la velocidad de las ondas de las fmm del estator y rotor en un motor polifásico.	83
Figura 4-6	Diagrama vectorial de tensiones y fmm (corrientes) del motor polifásico de inducción en carga.	86
Figura 4-7	Circuito equivalente del motor de inducción.	89
Figura 4-8	Circuito equivalente del motor de inducción.	89
Figura 4-9	Circuito equivalente del motor polifásico de inducción.	90

Figura 4-10	Circuito equivalente del motor polifásico de inducción.	90
Figura 4-11	Circuito equivalente del motor de inducción en vacío.	93
Figura 4-12	Circuito equivalente del motor polifásico de inducción.	96
Figura 4-13	Factores del efecto pelicular.	100
Figura 4-14	Factores de saturación.	101
Figura 4-15	Equilibrio de potencia en un motor de inducción polifásico.	107
Figura 4-16	Curvas características de funcionamiento en un motor de inducción.	108
Figura 5-1	Formas de onda del voltaje y corriente de entrada.	116
Figura 5-2	Rectificador monofásico de media onda.	121
Figura 5-3	Rectificador de media onda con carga RL.	122
Figura 5-4	Cargador de baterías.	124
Figura 5-5	Rectificador de onda completa con transformador con derivación central.	125
Figura 5-6	Rectificador puente de onda completa.	130
Figura 5-7	a) Voltaje de corriente directa contra m , y b) Factor de rizado contra m .	132
Figura 5-8	Rectificador trifásico de media onda.	137
Figura 5-9	Variaciones de voltaje y corriente en un circuito rectificador de media onda con carga resistiva.	137
Figura 5-10	Circuito trifásico de rectificación tipo puente.	141
Figura 5-11	Secuencia de encendido de los rectificadores.	142
Figura 6-1	Convertidor monofásico de tiristor con carga resistiva.	149
Figura 6-2	Convertidor monofásico completo	153
Figura 6-3	Convertidor monofásico dual.	158
Figura 6-4	Semiconvertidores monofásicos en serie.	161

Figura 6-5	Convertidores monofásicos completos.	165
Figura 6-6	Convertidor trifásico de media onda	168
Figura 6-7	Semiconvertidor trifásico.	171
Figura 6-8	Semiconvertidor trifásico para $\alpha \leq \pi/3$.	172
Figura 6-9	Convertidor trifásico completo.	175
Figura 6-10	Configuraciones para una salida de 12 pulsos.	176
Figura 6-11	Convertidor trifásico dual.	180
Figura 6-12	a) Convertidor del cicloconvertidor monofásico/monofásico. b) Formas de onda para cargas resistiva.	182 183
Figura 6-13	a) Circuito de un cicloconvertidor trifásico/monofásico. b) Forma de onda para carga resistiva en un cicloconvertidor trifásico/monofásico.	184 184
Figura 6-14	a) Diagrama esquemático del cicloconvertidor trifásico/trifásico. b) Fase a de un cicloconvertidor trifásico/trifásico.	185 185
Figura 6-15	Generación de las señales de compuerta del tiristor.	187
Figura 6-16	Circuito fundamental de un convertidor.	188
Figura 6-17	Operación fundamental del convertidor.	189
Figura 6-18	Circuito básico de un cicloconvertidor.	189
Figura 6-19	Los seis modos de operación del cicloconvertidor.	190
Figura 6-20	Convertidor trifásico de onda completa	190
Figura 6-21	Conmutación por la fuente $f_o(\text{salida}) < f_i(\text{entrada})$	191
Figura 6-22	Conmutación por CEMF	193
Figura 6-23	Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante a) $r=1$, b) $r=0.5$, c) $Q_o=0^\circ$ d) $f_o=1/6 f_i$.	194

- Figura 6-24 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante a) $r=1$, b) $r=0.05$, c) $Q_0= 60^\circ$ (atrasado), d) $f_0= 1/6 f_i$. 194
- Figura 6-25 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante a) $r=1$, b) $r=0.5$, c) $Q_0= 60^\circ$ (adelante), d) $f_0= 1/6 f_i$. 195
- Figura 6-26 Formas de onda de salida de un cicloconvertidor de seis pulsos operando sin corriente circulante a) $r=1$, b) $r=0.5$, c) $Q_0= 180^\circ$ (carga totalmente regenerativa), d) $f_0= 1/6 f_i$. 195
- Figura 7-1 Diagrama esquemático de un sistema de regulación de velocidad con resistencias 198
- Figura 7-2 Diagrama esquemático de un Sistema Rectiflow 202
- Figura 7-3 Diagrama esquemático del Sistema Kramer Estático 211
- Figura 7-4 Diagrama eléctrico del Sistema Kramer Estático 212
- Figura 7-5 Circuito equivalente para el propulsor Kramer Estático 212

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

INDICE DE GRAFICAS

Gráfica 7-1	Curva característica de factor de potencia y eficiencia de un motor de inducción de rotor devanado con resistencias variables.	200
Gráfica 7-2	Curvas características de la Eficiencia en el Sistema Rectiflow a diferentes corrientes de campo.	209
Gráfica 7-3	Curvas características de Par- Velocidad del Sistema Rectiflow a diferentes corrientes de campo	210
Gráfica 7-4	Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 445 rmp	218
Gráfica 7-5	Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 612 rmp	219
Gráfica 7-6	Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 886 rmp	220
Gráfica 7-7	Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1003 rmp	221
Gráfica 7-8	Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1200 rmp	222
Gráfica 7-9	Curva característica de Factor de Potencia y Eficiencia en el Sistema Scherbius a velocidad inicial de 1352 rmp	223
Gráfica 7-10	Curvas características Par-Velocidad del sistema Scherbius.	224

AUTOBIOGRAFIA

Mi nombre es Emilio González Elizondo, nací en Monterrey N.L., el 22 de diciembre de 1954. Soy Ingeniero Mecánico Electricista y pasante de la carrera de Ingeniero en Control y Computación , egresado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León. Hijo único de los señores Emilio González Elizondo y Felicitas Elizondo de González finados los dos, de quienes tengo muy gratos recuerdos.

Actualmente mi meta es obtener el grado de maestro en ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en potencia, con el siguiente tema de tesis: “Sistemas de recuperación de energía en motores de inducción de rotor devanado con recuperación de velocidad”.

Mi experiencia profesional es en la docencia como maestro de licenciatura, en las áreas de máquinas eléctricas y electrónica de potencia.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

