

ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL

DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

"CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES ASINCRONOS,
MEDIANTE LA VARIACIÓN DE LA FRECUENCIA DE
LÍNEA, USANDO UN CICLOCONVERTIDOR" .

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO ELECTRICO

ESPECIALIDAD : POTENCIA

Presentada por :


PATRICIO ALEJANDRO PUNIN CORREA

GUAYAQUIL-ECUADOR

1982



ING. VICTOR BASTIDAS J.
Director de Tesis



RESUMEN

La presente tesis de grado, estudia el control de velocidad de los motores de corriente alterna, mediante la variación de la frecuencia de la línea.

En este marco de referencia, se comienza haciendo un ligero análisis del problema básico del escogitamiento de un tipo de motor eléctrico que satisfaga técnicamente las necesidades particulares, y al mismo tiempo sea una solución económica. Así, se llega a establecer que los motores de inducción tipo jaula de ardilla son los más indicados, aunque su control de velocidad por los métodos convencionales no proporciona los resultados óptimos. Sin embargo, la variación de la frecuencia de la línea, proporciona un método ideal para llenar este vacío. Por lo tanto, se procede a revisar las características físicas y de funcionamiento de los motores de inducción, cuando funcionan con una frecuencia fija de la línea. Y luego, se analizan las características físicas y de funcionamiento de los mismos cuando funcionan a frecuencia variable.

luego, se continúa haciendo un estudio de los medios disponibles para obtener una fuente de corriente alterna de frecuencia variable. Así, se mencionan los convertidores rotativos y los convertidores estáticos a base de válvulas de mercurio y de vacío, hasta llegar a los modernos convertidores estáticos a base de tiristores. Dentro de estos últimos se tiene al rectificador-inversor y al cicloconvertidor, los cuales propor-

cionan una eficiente fuente de c.a. de frecuencia variable, mostrando entre sí ciertas ventajas y desventajas en su uso.

A continuación, se entra en un estudio detallado del cicloconvertidor, iniciándose con el tiristor que es su dispositivo básico. Se estudian sus características estáticas y dinámicas y su funcionamiento en circuitos rectificadores e inversores monofásicos y trifásicos, hasta llegar finalmente al cicloconvertidor. En este convertidor de frecuencia se estudian las disposiciones más comunes de sus circuitos de fuerza y de control, sus características y parámetros de funcionamiento, especialmente en lo referente a la calidad del voltaje de salida, así como su influencia en las líneas de entrada.

Finalmente, en base a la teoría expuesta en los capítulos precedentes, se procede a realizar el diseño de un cicloconvertidor, que controlará la velocidad de un motor de inducción monofásico, tipo jaula de ardilla de 5.0 HP. El diseño en cuestión, se realiza usando básicamente dispositivos de estado sólido y circuitos integrados, empleando métodos convencionales. Cuando ha sido posible, ciertas partes constitutivas se han construido en el laboratorio y se han registrado sus características de funcionamiento en fotografías que forman parte del presente trabajo.

INDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN.....	v
INDICE GENERAL.....	vii
INDICE DE FIGURAS.....	xvi
INDICE DE TABLAS.....	xxxi
INTRODUCCION.....	32
CAPITULO 1 : LOS MOTORES ASINCRONOS.....	34
1.1. Generalidades.....	34
1.1.1. Características de las cargas.....	35
1.1.2. Tipos de motores, tamaños y costos.....	41
1.1.3. La selección de un sistema de velocidad variable.....	42
1.2. Los motores de inducción trifásicos.....	45
1.2.1. Características físicas.....	45
1.2.2. Características de funcionamiento.....	47
1.2.2.1. Circuito equivalente.....	51
1.2.2.2. Ecuaciones de potencia y torque.....	54
1.2.2.3. Control de velocidad de los motores.....	58
1.3. Los motores de inducción monofásicos.....	66
1.3.1. Características físicas.....	66
1.3.2. Características de funcionamiento.....	66
1.3.2.1. Arranque de los motores de inducción	

	Pág.
<i>monofásicos</i>	73
 CAPITULO II : LOS MOTORES DE INDUCCION A FRECUENCIA	
VARIABLE.....	78
2.1. <i>Características de funcionamiento</i>	78
2.1.1. <i>Modo de operación Voltios/Hertz constante</i>	80
2.1.2. <i>Modo de operación con flujo constante</i>	84
2.1.3. <i>Modo de operación con corriente constante</i>	90
2.1.4. <i>El sistema de deslizamiento controlado</i>	92
2.1.4.1. <i>Operación a torque constante y caballos</i> <i>de potencia constante</i>	95
2.1.5. <i>Funcionamiento transiente del motor de</i> <i>inducción de frecuencia controlada</i>	100
2.1.6. <i>Operación de lazo cerrado</i>	103
2.2. <i>Operación con fuentes no sinusoidales</i>	104
2.2.1. <i>Armónicos de f.m.m. en el entrehierro</i>	104
2.2.1.1. <i>F.m.m. armónicas del tiempo</i>	106
2.2.1.2. <i>F.m.m. armónicas del espacio</i>	108
2.2.1.3. <i>Amplitud de las f.m.m. armónicas</i>	111
2.2.2. <i>Comportamiento armónico de motores de c.a.</i>	112
2.2.2.1. <i>Circuitos equivalentes armónicos</i>	113
2.2.2.2. <i>Corrientes armónicas</i>	119
2.2.3. <i>Pérdidas de los motores en fuentes</i> <i>no sinusoidales</i>	127

	Pág.
2.2.3.1. Pérdidas de cobre en el estator.....	128
2.2.3.2. Pérdidas de cobre en el rotor.....	129
2.2.3.3. Pérdidas armónicas en el núcleo.....	130
2.2.3.4. Eficiencia del motor.....	132
2.2.4. Torques armónicos.....	135
2.2.4.1. Torques armónicos estables.....	135
2.2.4.2. Torques armónicos pulsantes.....	138
2.2.5. Inestabilidad del motor.....	141
2.3. Especificaciones de los motores.....	145
2.3.1. Pérdidas armónicas y dimensionamiento del motor.....	146
2.3.2. Características de los motores a frecuencia variable.....	149
 CAPITULO III : GENERADORES DE FRECUENCIA VARIABLE.....	 151
3.1. Convertidores rotativos.....	154
3.2. Convertidores estáticos.....	156
3.2.1. El rectificador-inversor.....	160
3.2.2. El Cicloconvertidor.....	162
3.2.3. Comparación del rectificador- inversor y el cicloconvertidor.....	164
 CAPITULO IV : EL CICLOCONVERTIDOR.....	 169
4.1. El tiristor.- Características y funcionamiento	

	Pág.
en circuitos convertidores.....	169
4.1.1. Características estáticas.....	169
4.1.2. Características dinámicas.....	173
4.1.2.1. Encendido del tiristor.....	173
4.1.2.2. Apagado del tiristor.....	177
4.1.3. Conmutación del tiristor.....	179
4.1.4. Conmutación de fase en circuitos de c.a. monofásicos.....	180
4.1.5. Rectificación e inversión de fase controlada en circuitos de c.a. trifásicos.....	184
4.1.6. Conmutación retardada.....	185
4.1.7. Sobreposición.....	189
4.1.8. El inversor de fase controlada.....	190
4.2. El cicloconvertidor.....	193
4.2.1. Principios básicos de operación.....	194
4.2.2. Corrientes circulatorias.....	202
4.2.2.1. Limitación por medio de un reactor intergrupo.....	203
4.2.2.2. Supresión por inhibición de grupos.....	206
4.3. Circuitos de fuerza.....	207
4.3.1. Circuito de punto medio de 3 pulsos simétrico.....	208

	Pág.
4.3.2. Circuito de punto medio de 6 pulsos simétrico.....	210
4.3.3. Circuito de punto medio de 12 pulsos simétrico.....	212
4.3.4. Circuito tipo puente de 6 pulsos simétrico, con cargas aisladas.....	212
4.3.5. Circuito tipo puente de 6 pulsos simétrico, con cargas no aisladas.....	215
4.3.6. Circuito tipo puente de 12 pulsos simétrico.....	217
4.3.7. Circuitos cicloconvertidores en delta abierto.....	217
4.3.8. Circuitos cicloconvertidores conectados en anillo.....	222
4.4. Circuitos de control de los pulsos de disparo.....	223
4.4.1. Método del cruce de la onda coseno.....	224
4.4.2. Esquemas basados en el método de control del cruce de la onda coseno.....	232
4.4.2.1. Esquema que usa comparadores individuales para los instantes de disparo.....	233
4.4.2.2. Esquema que usa multiplexación de las ondas coseno.....	235
4.4.3. Otros principios de control de los	

	Pág.
pulsos de disparo.....	239
4.4.3.1. Control integral.....	240
4.4.3.2. Control por medio de un oscilador de fase fijada.....	247
4.4.4. Control de los extremos del rango de disparo.....	249
4.4.4.1. Método que usa la fijación de un voltaje de referencia.....	251
4.4.4.2. Métodos que usan información depen diente del tiempo.....	253
4.4.4.3. Límites teóricos del rango de con trol del ángulo de disparo.....	254
4.4.4.4. Método para determinar los puntos de disparo límites de las formas de onda del convertidor.....	259
4.4.4.5. Aplicación de la información sobre los puntos límites al control de los pulsos de disparo.....	265
4.4.5. El generador de pulsos de disparo complementario.....	271
4.5. Características de funcionamiento.....	273
4.5.1. Ecuación de voltaje.....	273
4.5.2. Factor de desaplazamiento.....	275

	Pág.
4.5.3. Análisis armónico del voltaje de salida.....	279
4.5.3.1. El problema analítico básico.....	281
4.5.3.2. Expresión general para la forma de onda de 3 pulsos, para un método de control del ángulo de disparo arbitrario.....	285
4.5.3.3. Selección del método de control del cruce de la onda coseno para un análisis detallado.....	296
4.5.3.4. Series armónicas para formas de onda de voltaje con otros números de pulsos.....	307
4.5.3.5. Las frecuencias armónicas.....	308
4.5.3.6. Las amplitudes de los componentes armónicos.....	313
4.5.3.7. Evaluación de los límites de funcionamiento de circuitos de diferentes números de pulsos.....	317
4.5.4. Efecto del cicloconvertidor sobre el sistema de entrada.....	322
4.5.5. Efecto de la impedancia de la fuente de entrada.....	326

	Pág.
CAPITULO V : DISEÑO DE UN CICLOCONVERTIDOR.....	328
5.1. Circuito de fuerza.....	328
5.1.1. El Cicloconvertidor.....	330
5.1.2. Protección de sobrevoltaje.....	335
5.1.3. Limitación de la tasa de crecimiento de la corriente de ánodo.....	337
5.1.4. Protección de sobrecorriente.....	342
5.1.5. Transformador de alimentación.....	346
5.2. Circuitos de control de los pulsos de disparo.....	349
5.2.1. El contador de anillo de 3 estados.....	353
5.2.2. El generador de pulsos de reloj.....	358
5.2.3. El comparador principal.....	359
5.2.4. Los comparadores que definen el rango permisible de los pulsos de disparo.....	362
5.2.5. Las puertas lógicas asociadas.....	364
5.2.6. El filtro de desplazamiento.....	365
5.2.7. Alimentación a los circuitos de con - trol de los pulsos de disparo.....	366
5.3. Pruebas de funcionamiento.....	369
5.3.1. Contador de anillo de 3 estados.....	369
5.3.2. Circuito de multiplexación.....	369
5.3.3. Rango permisible de los pulsos de disparo.....	372

	Pág.
5.3.4. Filtro de desplazamiento.....	372
5.4. Lista de materiales.....	375
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	378
APENDICES.....	380
BIBLIOGRAFIA.....	397

INDICE DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1.1. Curvas típicas torque velocidad de motores.....	39
Figura 1.2. Relación del peso a los caballos de potencia y velocidad para motores de inducción jaula de ardilla de propósito general, y motores de c.d. en derivación y compuestos de propósito general.....	39
Figura 1.3. Relación del precio a los caballos de potencia y velocidad para motores de inducción jaula de ardilla de propósito general y motores de c.d. de propósito general.....	46
Figura 1.4. Curva típica torque-velocidad de motores de inducción.....	46
Figura 1.5. Circuito equivalente para un motor de inducción polifásico.....	55
Figura 1.6. Circuito equivalente alternativo.....	55
Figura 1.7. Control de velocidad por medio del voltaje de línea.....	62

	Pág.
Figura 1.8. Control de velocidad por medio de la resistencia del rotor.....	62
Figura 1.9. Dos esquemas básicos para control de velocidad de motores de inducción por medio de máquinas auxiliares.....	65
Figura 1.10. Motor de inducción monofásico elemental.....	65
Figura 1.11. Características torque-velocidad de un motor de inducción monofásico: a) en base de flujos hacia adelante y hacia <u>a</u> <u>trás</u> independientes, b) tomando en cuenta cambios en las ondas de flujo.....	72
Figura 1.12. Motor de fase partida: a) Conexiones, b) Diagrama fasorial en el arranque, c) Característica torque-velocidad típica.....	75
Figura 1.13. Motor de arranque capacitivo: a) Conexiones, b) Diagrama fasorial en el arranque, c) Característica torque-velocidad típica.....	75
Figura 1.14. Motor de polos sombreados y <u>característica</u> torque-velocidad típica.....	76

	Pág.
Figura 2.1. Curvas torque-velocidad para un motor de inducción a diferentes frecuencias.....	83
Figura 2.2. Valores de arranque vs. frecuencia para flujo constante en el entrehierro.....	83
Figura 2.3. Característica universal de torque para operación con flujo constante, comparada con la característica de torque normal a voltaje y frecuencia nominales.....	88
Figura 2.4. Voltaje de estator requerido para operación con flujo constante a frecuencia variable del motor de inducción.....	88
Figura 2.5. Diagrama de bloques de un sistema de un motor de inducción con deslizamiento controlado.....	94
Figura 2.6. Características torque-velocidad típicas para operación a frecuencia variable del motor de inducción.....	99
Figura 2.7. Diagramas de circuitos equivalentes de motores de inducción: a) A la frecuencia fundamental, b) A la frecuencia armónica K^a del tiempo.....	116
Figura 2.8. Circuitos equivalentes aproximados para	

	Pág.
	las armónicas de corriente..... 116
Figura 2.9.	Corriente r.m.s. de estator como una función de la reactancia de dispersión por unidad del motor..... 124
Figura 2.10.	Voltaje y corriente de estator para un motor de c.a. con una fuente de voltaje de seis escalones..... 124
Figura 2.11.	Voltaje y corriente de estator para un motor de c.a. con una fuente de voltaje de doce escalones..... 126
Figura 2.12.	Corriente pico del convertidor, por unidad como una función de la reactancia de dispersión, por unidad del motor..... 126
Figura 2.13.	Torques pulsantes de un motor de inducción, en vacío, torque nominal y dos veces el torque nominal, con una fuente de voltaje de seis escalones..... 142
Figura 2.14.	Límites de estabilidad para un sistema de un motor de c.a. alimentado desde un convertidor..... 148
Figura 3.1.	Sección transversal de un ignitrón, donde se muestra su construcción..... 158

	Pág.
Figura 3.2. Diagrama de bloques de un convertidor con enlace de c.d. para un sistema de c.a. multimotor.....	158
Figura 4.1. Apariencia, estructura y símbolo del tiristor.....	170
Figura 4.2. Característica estática ánodo-cátodo del SCR.....	170
Figura 4.3. Formas de onda que definen el tiempo de encendido del SCR. Estas formas de onda son para una carga puramente resistiva.....	176
Figura 4.4. Formas de onda que definen el tiempo de apagado del SCR.....	176
Figura 4.5. Rectificador de media onda monofásico, con carga resistiva.....	183
Figura 4.6. Rectificador trifásico de media onda, con una carga altamente inductiva y ángulo de disparo cero.....	183
Figura 4.7. Rectificador trifásico de media onda, con una carga altamente inductiva y conmutación retardada.....	187

Figura 4.8.	Formas de onda de voltaje y corriente cuando la conmutación es retardada por 60° : a) con una carga altamente inductiva; b) con una carga resistiva	187
Figura 4.9.	Formas de onda de voltaje y corriente para un rectificador de fase controlada con conmutación retardada y reactancia de conmutación finita.....	191
Figura 4.10.	Circuito y formas de onda para el inversor de fase controlada.....	191
Figura 4.11.	Variación sinusoidal del voltaje de salida promedio de un rectificador de fase controlada.....	196
Figura 4.12.	Variación sinusoidal de la f.c.e.m. promedio de un inversor de fase controlada.....	196
Figura 4.13.	Formas de onda de voltaje y corriente para el grupo positivo de un cicloconvertidor de fase controlada, alimentando una carga inductiva de factor de potencia 0.6.....	198
Figura 4.14.	Diagrama esquemático de un cicloconver	

	Pág.
	tidor con fuente trifásica y carga mono- fásica..... 198
Figura 4.15.	Diagrama esquemático de un ciclocon- vertidor con fuente trifásica y carga trifásica..... 201
Figura 4.16.	Circuito de un cicloconvertidor mono- fásico con reactor intergrupos para limitar las corrientes circulatorias..... 201
Figura 4.17.	Formas de onda de voltaje y corriente para el cicloconvertidor de la figura 4.16..... 205
Figura 4.18.	Circuito cicloconvertidor de punto me- dio de 3 pulsos..... 209
Figura 4.19.	Circuito cicloconvertidor de punto me- dio de 6 pulsos..... 211
Figura 4.20.	Circuito cicloconvertidor de punto me- dio de 12 pulsos..... 213
Figura 4.21.	Circuito cicloconvertidor tipo puente de 6 pulsos, con cargas aisladas..... 214
Figura 4.22.	Circuito cicloconvertidor tipo puente de 6 pulsos, con cargas no aisladas..... 216

	Pág.
Figura 4.23. Circuito cicloconvertidor tipo puente de 12 pulsos.....	218
Figura 4.24. Diagrama esquemático de un cicloconvertidor conectado en delta abierto.....	221
Figura 4.25. Diagrama esquemático de un cicloconvertidor conectado en anillo.....	221
Figura 4.26. Formas de onda que ilustran el principio básico del método del cruce de la onda coseno: a) $\alpha = 30^\circ$; b) $\alpha = 90^\circ$; c) $\alpha = 150^\circ$	227
Figura 4.27. Formas de onda que ilustran la operación del método del cruce de la onda coseno para determinar los instantes de disparo de un cicloconvertidor: a) 100 % voltaje de salida, b) 50 % voltaje de salida.....	229
Figura 4.28. Diagrama de un esquema de control con realimentación negativa para la supresión de los términos de distorsión objectionables en la salida del cicloconvertidor..	227
Figura 4.29. Diagrama de un esquema generador de	

	Pág.
	234
Figura 4.30.	237
Figura 4.31.	243
Figura 4.32.	246
Figura 4.33.	

	Pág.
reloj a la cual se producen los pulsos de disparo. f_i = frecuencia de entrada.....	243
Figura 4.34. Diagrama de un esquema generador de pulsos de disparo, usando el principio de control del oscilador de fase fijada, con las formas de onda asociadas.....	250
Figura 4.35. Formas de onda que ilustran la dependencia del ángulo de disparo límite en la región inversora, con respecto a las amplitudes del voltaje y corriente de c.a. a) carga ligera-voltaje de c.a. normal ; b) carga nominal-voltaje de c.a. normal; c) carga nominal-voltaje de c.a. bajo.....	258
Figura 4.36. Diagrama de un esquema para determinar la posición límite en la rectificación.....	260
Figura 4.37. Diagrama funcional de un circuito que produce señales lógicas que representan el "rango permisible del ángulo de disparo", en concordancia con el nivel de voltaje disponible para la conmutación, con las formas de onda asociadas.....	264
Figura 4.38. Diagrama funcional de un esquema genera	

- dor de pulsos de disparo, incluyendo control de los extremos.....
- Figura 4.39. Variación del factor de desplazamiento de entrada para un cicloconvertidor de fase controlada..... 283
- Figura 4.40. Formas de onda que ilustran la síntesis de las expresiones matemáticas generales para los voltajes de equilibrio de los convertidores positivo y negativo..... 283
- Figura 4.41. Formas de onda que ilustran que usando el método del cruce de la onda coseno para determinar los instantes de disparo, la función de modulación de fase está dada por: $\beta(\Theta) = \sin^{-1} r \cdot \sin \Theta_0$; las posiciones de equilibrio de las funciones de cambio de los tiristores se muestran con línea punteada..... 298
- Figura 4.42. Carta que muestra la relación entre las frecuencias armónicas predominantes presentes en el voltaje de salida de un cicloconvertidor de 3 pulsos, operando sin corriente circulante, y la relación

- de frecuencias de salida a entrada. Para cicloconvertidores con un número mayor de pulsos, se eliminan ciertas familias armónicas, como se indica..... 311
- Figura 4.43. Carta que muestra la relación entre las frecuencias armónicas presentes en el voltaje de salida de un cicloconvertidor de 3 pulsos, operando con una corriente circulante continua, y la relación de frecuencias de salida a entrada..... 312
- Figura 4.44. Carta que muestra las amplitudes de los componentes de distorsión que tienen frecuencias de $3f_i \pm 2n f_0$, $6f_i \pm (2n + 1)f_0$, y $12f_i \pm (2n + 1)f_0$, en el voltaje de salida del cicloconvertidor, operando con la máxima relación de voltaje de salida. La escala vertical muestra la amplitud de pico de los armónicos como un valor por unidad de V_{umax} 316
- Figura 4.45. Carta que muestra las amplitudes de los armónicos predominantes en el vol-

	<i>taje de salida del cicloconvertidor de 3 pulsos, con voltaje de salida máximo y factor de desplazamiento de carga unidad, y las relaciones entre las frecuencias armónicas y la razón de frecuencias de salida a entrada.....</i>	319
<i>Figura 4.46.</i>	<i>Carta que muestra las amplitudes de las armónicas predominantes en el voltaje de salida del cicloconvertidor de 6 pulsos, con voltaje de salida máximo y factor de desplazamiento de carga unidad, y las relaciones entre las frecuencias armónicas y la razón de frecuencias de salida a entrada.....</i>	319
<i>Figura 4.47.</i>	<i>Carta que muestra las amplitudes de las armónicas predominantes en el voltaje de salida del cicloconvertidor de 12 pulsos, con voltaje de salida máximo y factor de desplazamiento de carga unidad y las relaciones entre las frecuencias armónicas y la razón de frecuencias de salida a entrada.....</i>	320
<i>Figura 5.1.</i>	<i>Diagrama de bloques de un cicloconvertidor monofásico.....</i>	329

INTRODUCCION

Los objetivos básicos del presente trabajo están encaminados a realizar una investigación teórica acerca del problema de brindar un eficiente método de control de la velocidad de los motores eléctricos de corriente alterna, en vista de que los métodos tradicionales no son eficientes y tienen por lo tanto un uso limitado.

La razón para hacerlo, es que este tipo de motores eléctricos han demostrado ser los más convenientes desde los puntos de vista de economía, mejor rendimiento, bajo mantenimiento y por lo mismo, de uso muy frecuente. Sin embargo, han tenido un serio inconveniente cuando se ha necesitado de ellos un funcionamiento óptimo en aplicaciones de velocidad variable.

En el afán de solucionar el problema mencionado, ha surgido la necesidad de proporcionar una fuente de corriente alterna de frecuencia variable. En esta búsqueda, se han dado algunas soluciones por muchos años, tales como los convertidores rotativos y los convertidores estáticos a base de válvulas de mercurio y de vacío; pero, solamente con el advenimiento del tiristor, dispositivo semiconductor, es cuando se han renovado el interés y la técnica para brindar finalmente los modernos convertidores de frecuencia que solucionan muy eficientemente esta necesidad.

Por la misma razón, se ha visto la necesidad de tener un amplio conocimiento del funcionamiento y características de los convertidores estáti

	Pág.
<i>Figura 5.11. Diagrama del C.I. SN74121 de Texas Instruments.....</i>	<i>360</i>
<i>Figura 5.12. Esquema general de alimentación a los circuitos de control y de límites de los pulsos de disparo.....</i>	<i>368</i>
<i>Figura 5.13. Contador de anillo de 3 estados.....</i>	<i>370</i>
<i>Figura 5.14. Circuito de multiplexación.....</i>	<i>371</i>
<i>Figura 5.15. Rango permisible de los pulsos de disparo para un tiristor.....</i>	<i>373</i>
<i>Figura 5.16. Filtro de desplazamiento.....</i>	<i>374</i>

	Pág.
Figura 5.2. Circuito de fuerza de un cicloconver- tidor monofásico de punto medio de 3 pulsos simétrico.....	331
Figura 5.3. Circuito equivalente del cicloconver- tidor en un instante cualquiera.....	341
Figura 5.4. Limitación de la corriente de falla en un circuito de c.a. por medio de un fusible limitador de corriente.....	341
Figura 5.5. Representación esquemática y diagrama vectorial de un transformador trifási- co en conexión estrella zig-zag.....	347
Figura 5.6. Esquema global del generador de pul- sos de disparo para el convertidor positivo.....	351
Figura 5.7. Esquema global del generador de pul- sos de disparo para el convertidor <u>ne</u> gativo.....	352
Figura 5.8. Contador de anillo de 3 estados.....	354
Figura 5.9. Circuito amplificador de los pulsos de disparo.....	356
Figura 5.10. Circuito multiplexador.....	357

INDICE DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Componentes de f.m.m. de un devanado de armadura trifásico.....	99

cos a base de tiristores, ya que su uso está siendo cada vez más frecuente; y, en este sentido se ha elegido al cicloconvertidor, en vista de su sencillez en su funcionamiento y a la amplia variedad de usos.

Por otra parte, se ha procedido a realizar el diseño de un cicloconvertidor, con el objeto de mostrar las diversas partes constitutivas del mismo y para ejercitar y demostrar las técnicas y procedimientos de circuitos a base de semiconductores y de circuitos integrados.

CAPITULO I

LOS MOTORES ASINCRONOS.

1.1. GENERALIDADES.

Las máquinas sincrónicas se caracterizan por una relación fija entre velocidad, frecuencia y número de polos, de acuerdo con la fórmula $f_j = P_n/2$. Las máquinas asincrónicas por otra parte, como su nombre indica, no están sometidas a tal relación fija. Existe una gran variedad de generadores y motores asincrónicos, monofásicos y polifásicos, unos con colectores y otros sin ellos, que presentan una amplia variedad de características de funcionamiento.

El escogitamiento de un determinado tipo de máquina, depende básicamente de la aplicación particular. Así, la aplicación de motores consiste esencialmente en encontrar primero las demandas de la carga, tales como potencia, variación de la velocidad, torque, torque de arranque, características de aceleración, ciclo de servicio, y las condiciones circundantes de funcionamiento. Para especificar el motor que se adapte a estas demandas, debe conocerse además el carácter de la alimentación de potencia, lo mismo que las características de funcionamiento de los distintos motores que están disponibles. Si se han escogido y aplicado adecuadamente el motor y su control, éste será capaz de arrancar la carga desde el reposo, y acelerarla a

plena velocidad sin perjuicio del motor o de la carga y sin poner un esfuerzo excesivo en las líneas de potencia. La carga será conducida satisfactoriamente a través de cualquier ciclo de servicio requerido, y la capacidad del motor será la adecuada para aquellas sobrecargas momentáneas que podrían requerirse por la carga sin parar el motor o calentarlo. Muchas instalaciones están abastecidas en forma satisfactoria por motores de propósito general, que se encuentran disponibles con facilidad y normalizados de acuerdo a las normas generalmente aceptadas establecidas por NEMA (National Electric Manufacturers Association). (3).

1.1.1. Características de las cargas.

Una característica importante de las cargas de los motores es la relación torque-velocidad. Muchas cargas industriales son esencialmente de velocidad constante, esto es, con una variación en la velocidad de 5 a 15 %. Tales cargas son transportadores de velocidad constante, bombas, ventiladores, aspiradores, máquinas para la elaboración de madera, máquinas para labrar metales, grupos motores-generadores, transmisores, compresores, servicios auxiliares de plantas motrices, rectificadores mecánicos, mezcladores de concreto, maquinaria para lavandería, telares en fábricas textiles. Ya que estas cargas son esencialmente cargas de velocidad constante, el incremento de la carga es producido por las de

mandas del torque incrementado, tales como son producidos - por la adición de carga a un grupo motor generador, adición de material a un transportador, etc. Por lo tanto, en este tipo de carga la salida del motor es proporcional al torque de la carga. Cualquier motor de velocidad constante tales - como los de c.d. en derivación, inducción o síncronos con - torque de arranque y torque máximo adecuados, pueden aplicarse a estas cargas.

Por otra parte, muchas cargas requieren que la velocidad sea ajustable en una amplia zona para varias condiciones de funcionamiento, pero que la regulación de la velocidad se mantenga entre 10 y 15 %. Tales cargas son ventiladores, aspiradores, máquinas herramientas, algunos tipos de rotativas, alguna maquinaria textil, máquinas para papelería. Las cargas de velocidad ajustable son de tres tipos generales: 1) en las que el torque es esencialmente constante en todas las velocidades, 2) en las que las demandas de potencia en la salida son prácticamente constantes a todas las velocidades, y 3) aquellos en los que el torque y la velocidad son inherentemente variables.

Cargas típicas del tipo 1) son los transportadores (cuando se necesita una velocidad variable) y máquinas herramientas automáticas; en este tipo de carga, la salida varía directamente con la velocidad y al motor se lo conoce como de tor -

que constante y velocidad ajustable. El mejor tipo de control para estos dispositivos, esto es, el que requiere el motor menor, es un motor de c.d. en derivación con una tensión de alimentación de la armadura ajustable, o un motor de c.d. en derivación con control de campo. Puede utilizarse el motor de inducción de rotor devanado con una resistencia en el circuito del rotor a condición de que la zona de la velocidad no sea muy grande, o también puede utilizarse un motor de colector con desplazamiento de las escobillas.

Las cargas del tipo 2) incluyen la mayoría de las máquinas herramientas, donde se reduce la velocidad a medida que se aumenta el tamaño del corte. Un motor de c.d. con control del campo es más adecuado para este tipo de carga, aún cuando puede utilizarse el motor de inducción de rotor devanado, cuando la zona de la velocidad no es mayor de 1:2.

Las cargas del tipo 3) incluyen ventiladores, aspiradores y bombas centrífugas. En estas cargas el torque se incrementa con casi el cuadrado de la velocidad, y la potencia de salida requerida varía con el cubo de la velocidad. Las cargas de este tipo requieren usualmente un bajo torque de arranque.

Resumiendo, se puede generalizar que cuando se requiere velocidad constante, es indicado el motor de inducción de jaula de ardilla, ya sea monofásico o polifásico. Mientras que pg

ra amplias zonas de velocidad, el motor de c.d. con control del campo es más adecuado. La figura 1.1 muestra las curvas típicas torque-velocidad de varios tipos de motores industriales en la base de la misma velocidad de plena carga. El motor síncrono es el único que tiene velocidad constante absolutamente, mientras que los motores de inducción polifásicos de propósito general (NEMA clase A ó B) y el motor de c.d. en derivación de velocidad constante tienen velocidad cercanamente constante, siendo la regulación de la velocidad menor que 10 %.

El torque de arranque requerido por la carga es un factor importante en la determinación del tipo de motor. Cargas tales como ventiladores, aspiradores, bombas centrífugas, compresores sin carga, máquinas herramientas, etc., por lo general requieren un bajo par motor de arranque, esto es, uno considerablemente menor que el par motor de plena carga, quizá 30 a 50 %. Otras cargas tales como compresores cargados, bombas, molinos de bolas para esmerilar minerales en bruto, y transportadores, arrancan con carga. En adición a la carga puede existir una fricción considerable que vencer, cuando la maquinaria se ha dejado inactiva por algún tiempo. Este tipo de cargas requieren un torque de arranque elevado para salir del reposo, que puede ser tan elevado como 300 % del torque de plena carga. Ciertas cargas tales como poleas

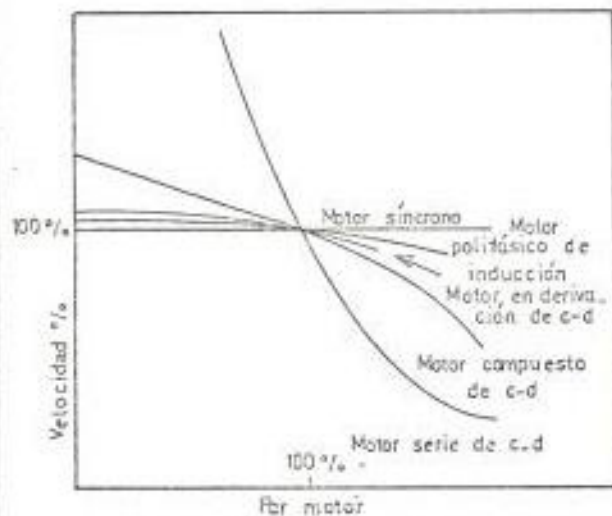


FIGURA 1.1, Curvas típicas torque-velocidad de motores.

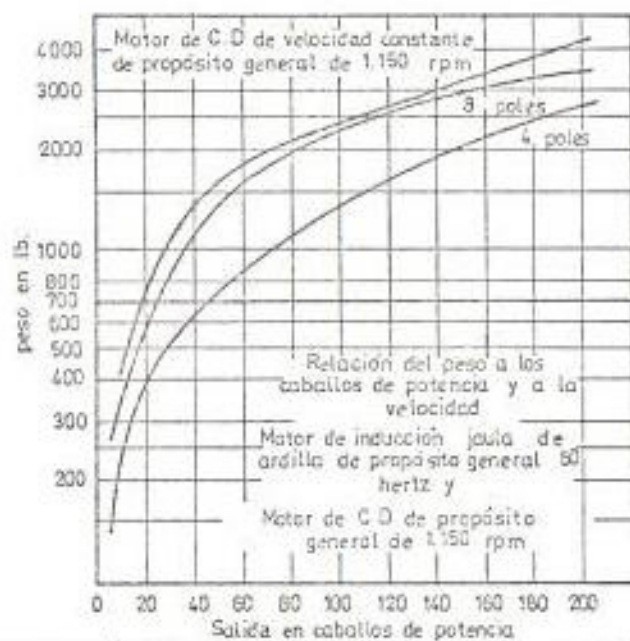


FIGURA 1.2, Relación del peso a los caballos de potencia y velocidad para motores de inducción jaula de ardilla de propósito general y motores de c-d en derivación y compuestos de propósito general.

portasierra, compresores centrífugos, sierras de madera, y otras, tienen elevada inercia. Mientras estas máquinas pueden arrancarse sin carga, la elevada inercia puede requerir largos períodos de arranque y consecuentemente se producirá un calentamiento del motor, a menos que se proporcione un torque adecuado para una rápida aceleración. Si existe elevada inercia al mismo tiempo que un torque de carga elevado, la demanda para el arranque es excepcionalmente difícil.

Otro factor muy importante en la aplicación de motores, son las condiciones ambientales bajo las cuales debe funcionar el motor. Si la temperatura ambiente es elevada, se requiere un aislamiento especial del motor, o bien un tamaño mayor que para la temperatura ambiente normal [40°C]; o quizá pueden requerirse métodos de ventilación especiales. El nuevo tipo de aislamiento plástico, silicón hace posible el funcionamiento de motores bajo temperaturas muy elevadas. Si el ambiente contiene polvo, gases corrosivos o explosivos, atmósfera salada, humedad excesiva, el motor requerirá envolturas especiales para proteger los arrollamientos y cualquier contacto rozante tal como un colector o anillos rozantes. Las envolturas de los motores están disponibles como a prueba de salpicaduras, a prueba de goteo, a prueba de polvo, a prueba de explosión, etc.

1.1.2. Tipos de motores, tamaños y costos.

El tamaño de la estructura de un motor depende básicamente — de factores tales como la potencia, la velocidad, la temperatura (ambas, ambiente y la elevación permitida), el ciclo de servicio y el tipo de la envoltura del motor. La potencia — nominal requerida por una máquina pueden obtenerse usualmente del fabricante. En algunos casos tales como montacargas, bombas, ventiladores, etc., puede calcularse la potencia con considerable precisión, mientras que en otros casos puede requerirse una prueba real de carga.

El costo de un motor depende básicamente de la potencia, velocidad, tipo de envoltura y tipo de cojinetes. Hablando generalmente, los motores de mayor velocidad son más livianos en peso y menos costosos que los motores de menor velocidad. Los motores de velocidad muy elevada tienen costos elevados debido a los requerimientos mecánicos especiales necesarios para las velocidades elevadas.

La figura 1.2 muestra la relación de la potencia, peso y velocidad para motores de c.d. y motores de inducción polifásicos; mientras que, la figura 1.3 muestra la relación típica del costo por caballo de potencia a velocidad y caballos de potencia. El aumento en el peso y en el costo con la reducción en la velocidad para motores de inducción se muestra —

claramente. Así mismo, se observa que el peso y el costo de los motores jaula de ardilla, son más bajos que los del motor de c.d. La deducción de estas curvas es que, si todo lo demás es igual, debería escogerse el motor de mayor velocidad.

1.1.3. La selección de un sistema de velocidad variable.

En los sistemas de velocidad variable modernos, la demanda es por un control de velocidad preciso y continuo, con una gran estabilidad, buen funcionamiento transiente, velocidad de respuesta, con la mayor economía. El motor de conmutador de c.a., ha sido ampliamente usado, ya que éste se alimenta directamente de las líneas de c.a., pero, el motor de c.d. ha sido la solución más popular. El motor de c.d. excitado separadamente es rápida y eficientemente controlado variando el voltaje de la armadura y la corriente del campo. En los últimos años, la fuente de c.d. ha sido obtenida de la red de c.a. por medio de convertidores estáticos que permiten una rectificación controlada del voltaje alterno, de modo que se proporcione a la armadura del motor de c.d. un voltaje directo variable. Un control de velocidad más preciso aún, se obtiene cuando se usan métodos de realimentación de lazo cerrado.

Sin embargo, el motor de c.d. no es la solución ideal al pro

blema. El conmutador consiste de un gran número de segmentos de cobre separados por hojas delgadas de aislamiento de mica. Esta construcción elaborada incrementa el costo del motor de c.d. y reduce la relación potencia/peso. El desgaste de las escobillas y el conmutador es acentuado por el chisporroteo, y el aislamiento de mica limita el voltaje entre los segmentos. El voltaje de armadura total es por lo tanto limitado a un máximo de aproximadamente 1.500 V. La magnitud de la corriente de armadura y su tasa de cambio son restringidas por las dificultades de la conmutación, así como la velocidad de rotación. Por otra parte, en aplicaciones en las cuales las interrupciones de servicio no se pueden tolerar, o cuando el motor se usa en localizaciones inaccesibles no se pueden realizar las operaciones de mantenimiento regular requeridas por el conmutador mecánico del motor de c.d.

El motor de inducción de jaula de ardilla, por otra parte, tiene un circuito de rotor que consiste de un devanado corto circuitado, el cual siempre puede fabricarse de una sola fundición. No hay necesidad de aislar las barras del rotor de las laminaciones que las rodean, y el rotor de jaula tiene una baja inercia y puede operar en altas temperaturas y altas velocidades por períodos prolongados sin mantenimiento. En adición, el costo de un motor de inducción con rotor jau-

la de ardilla es solamente un sexto de aquél de un motor de c.d. de la misma velocidad y caballos de potencia. La relación potencia/peso de un motor jaula de ardilla es aproximadamente el doble de aquella de la máquina de c.d., y los motores de inducción se fabrican en potencias nominales más grandes, ya que la corriente del estator no está limitada, y el voltaje del estator puede ser 15 KV o más.

Desafortunadamente, el motor de inducción es inflexible en su velocidad, cuando se opera desde una fuente de c.a. de frecuencia constante. Para operación intermitente a velocidades reducidas, el control del voltaje del estator del motor de inducción es satisfactorio. Un control de velocidad de un motor de inducción de rotor devanado puede obtenerse, por medio de un convertidor en cascada con recuperación de la energía de deslizamiento. Sin embargo, un control de velocidad eficiente en un amplio rango para el motor de jaula de ardilla, solamente es posible cuando se dispone de una fuente de c.a. de frecuencia variable.

En lo restante, del presente capítulo, se revisarán las características físicas y de funcionamiento de los motores de inducción trifásicos y monofásicos. En los capítulos siguientes se estudiará el funcionamiento de los mismos a frecuencia variable y los convertidores de frecuencia.

1.2. LOS MOTORES DE INDUCCION TRIFASICOS.

1.2.1. Características Físicas.

El motor de inducción trifásico, es aquél en el cual se aplica corriente alterna trifásica directamente al estator, y - por inducción o acción transformadora al rotor desde el estator. El devanado del estator es un devanado trifásico distribuido; esto es, los devanados de cada una de las fases se encuentran uniformemente distribuidos alrededor de la circunferencia del entrehierro, de modo que sus ejes están desplazados entre sí por 120 grados eléctricos en el espacio.

Cuando este devanado es excitado desde una fuente trifásica balanceada, se produce un campo magnético en el entrehierro, que gira a velocidad sincrónica, la misma que está determinada por el número de polos del devanado y por la frecuencia de la fuente aplicada al estator, según la ecuación:

$$n_s = \frac{120 f}{p} \quad \text{rpm} \quad (1.1)$$

El rotor puede ser de dos tipos. El rotor devanado lleva un devanado trifásico distribuido similar y del mismo número de polos que el devanado del estator. Los terminales del devanado del rotor son conectados a anillos deslizantes montados y aislados en el eje del rotor, lo cual hace que estos devanados sean accesibles desde el exterior por medio de escobillas.

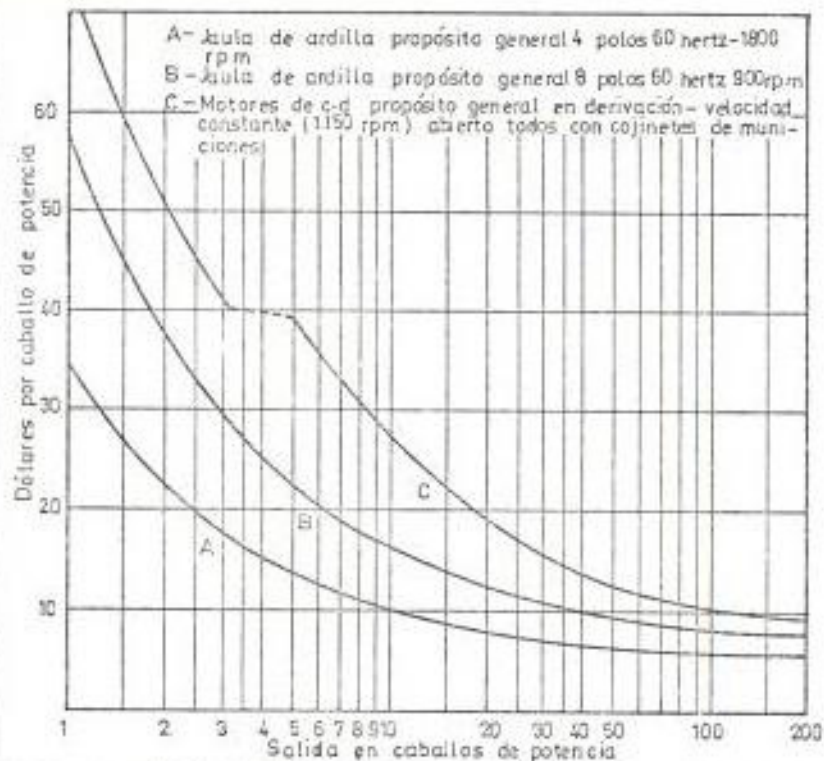


FIGURA 13. Relación del precio a los caballos de potencia y velocidad para motores de inducción jaula de ardilla de propósito general y motores de c-d de propósito general.

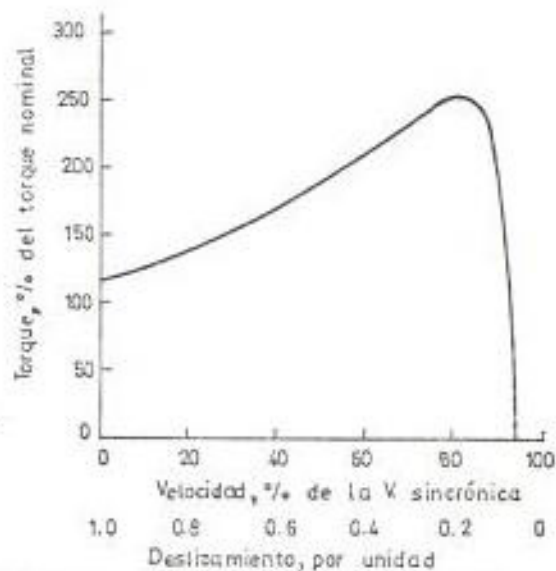


FIGURA 14. Curva típica torque-velocidad de motores de inducción.

llas de carbón, que se deslizan sobre los anillos. Por otra parte, el rotor jaula de ardilla tiene un devanado consistente de barras conductoras embebidas en ranuras hechas en el hierro del rotor, y cortocircuitadas en cada uno de los extremos por anillos conductores terminales. La extrema simplicidad y robustez de la construcción jaula de ardilla es una de las ventajas sobresalientes del motor de inducción.

1.2.2. Características de funcionamiento.

Cuando el motor está en funcionamiento el rotor gira a la velocidad estable n rpm en la misma dirección que el campo giratorio del estator, que gira a la velocidad sincrónica n_1 rpm, así dada por la ecuación 1.1. El rotor está entonces desplazándose a la velocidad $n_1 - n$ rpm en la dirección contraria con respecto al campo del estator, o el desplazamiento del rotor es $n_1 - n$ rpm. El "deslizamiento" es más usualmente expresado como una fracción de la velocidad sincrónica; i.e., el "deslizamiento" por unidad s es:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (1.2)$$

$$n = n_1 (1-s) \quad (1.3)$$

El movimiento relativo entre el campo del estator y los conductores del rotor, induce en los mismos voltajes de frecuencia $s f_1$, llamada frecuencia de deslizamiento. De

modo que, el comportamiento eléctrico de una máquina de inducción es similar a aquél de un transformador, pero con el factor adicional de la transformación de frecuencia. Por esta razón, una máquina de inducción de rotor devanado puede usarse como un cambiador o convertidor de frecuencia. Cuando se usa como un motor de inducción, los terminales del rotor son cortocircuitados, de modo que las corrientes del rotor son determinadas por las magnitudes de los voltajes inducidos y la impedancia del rotor a la frecuencia de deslizamiento. En el arranque, el rotor está en reposo, el deslizamiento $s = 1$, y la frecuencia del rotor es igual a la frecuencia del estator f_1 . El campo producido por las corrientes del rotor, por lo tanto gira a la misma velocidad que el campo del estator, resultando un torque de arranque, que tiende a hacer girar el rotor en la misma dirección de rotación que la del campo inductor del estator. Si este torque es suficiente para vencer la oposición a la rotación presentada por la carga en el eje, el motor tomará su velocidad de operación. La velocidad de operación, sin embargo, nunca puede ser igual a la velocidad sincrónica n_1 , ya que si esto sucediera, los conductores del rotor estarían estacionarios con respecto al campo del estator y no se inducirían voltajes en ellos.

Con el rotor girando en la misma dirección de rotación del-

campo del estator, la frecuencia de las corrientes del rotor es $s n_1$, y el campo del rotor creado por ellas girará a $s n_1$ rpm con respecto al rotor en la misma dirección. Pero, superpuesta a esta rotación, está la rotación mecánica del rotor de n rpm. Por tanto, la velocidad del campo del rotor con respecto al estator es la suma de estas dos velocidades:

$$s n_1 + n = s n_1 + n_1 (1 - s) = n_1 \quad (1.4)$$

Es decir, que en estado estable, los campos del estator y del rotor están estacionarios entre sí, se produce un torque estable, y la rotación se mantiene. Este torque, que existe a cualesquiera velocidad n diferente de la velocidad de sincronismo, se llama torque asíncrono.

La figura 1.4 muestra una característica típica torque-velocidad de un motor de inducción jaula de ardilla. Los factores que influyen en la forma de esta característica pueden ser apreciados en los términos de la ecuación de torque:

$$T = \frac{\pi}{2} \left(\frac{P}{2} \right)^2 \Phi_{sr} F_r \sin \delta \quad (1.5)$$

En esta ecuación, Φ_{sr} que es el flujo resultante en el entrehierro de los campos del estator y del rotor, es aproximadamente constante cuando el voltaje y la frecuencia aplicados al estator son constantes. F_r , que es la fuerza magneto

motiva [f.m.m.] del rotor, es proporcional a la corriente del rotor I_r . De modo que la ecuación (1.5) puede escribirse:

$$T = K I_r \sin \delta_r \quad (1.6)$$

donde K es una constante. La corriente del rotor está determinada por el voltaje inducido en el rotor y su impedancia de dispersión, ambos a la frecuencia de deslizamiento. El voltaje inducido en el rotor es proporcional al deslizamiento. Bajo condiciones normales el deslizamiento es pequeño, 3 a 10 % a plena carga en la mayoría de motores jaula de arzilla. La frecuencia del rotor $s f_1$, por lo tanto es muy baja (del orden de 2 a 6 Hz en motores de 60 Hz). Consecuentemente, en este rango la impedancia del rotor es grandemente resistiva, y la corriente del rotor es muy cercanamente proporcional y en fase con el voltaje del rotor, y es por lo tanto muy cercanamente proporcional al deslizamiento. Además, la f.m.m. del rotor, se retrasa aproximadamente 90 grados eléctricos por detrás del flujo resultante, y por lo tanto $\sin \delta_r \approx 1$. De esta manera, una aproximada linealidad del torque en función del deslizamiento, se produce en el rango donde el deslizamiento es pequeño. Cuando el deslizamiento se incrementa, la impedancia del rotor se hace mayor debido al incrementado efecto de la reactancia de dispersión del rotor. Así, la corriente del rotor es menos que propor-

cional al deslizamiento y se retrasa por detrás del voltaje inducido; la f.m.m. del rotor se retrasa más de 90° por detrás del flujo resultante, y el término $\sin \delta$ decrece. El resultado global es que el torque se incrementa con el incremento del deslizamiento, hasta un valor máximo y entonces disminuye, como se muestra en la figura 1.4. El torque máximo o torque de ruptura, limita la capacidad de sobrecarga momentánea del motor.

El motor jaula de ardilla es sustancialmente un motor de velocidad constante, que tiene una pequeña caída porcentual desde la velocidad sin carga a la de plena carga. El motor de rotor devanado permite cierta variación de velocidad cuando se insertan resistencias externas en el circuito del rotor. En el rango de operación normal, las resistencias externas simplemente incrementan la impedancia del rotor, necesitando un deslizamiento más alto para una f.m.m. y torque deseados.

1.2.2.1. Circuito equivalente

El circuito equivalente del motor de inducción es muy similar al circuito equivalente del transformador usual, ya que el motor de inducción es esencialmente un transformador con el devanado secundario rotativo. Como en un transformador estático, la corriente primaria o de estator establece

un flujo m \acute{u} tuo que enlaza el devanado secundario o rotor, y tambi \acute{e} n un flujo de dispersi \acute{o} n que enlaza solamente al devanado primario. Este flujo de dispersi \acute{o} n induce una fuerza electromotriz (f.e.m.) - primaria que es proporcional a la tasa de cambio - de la corriente primaria, y su efecto puede representarse, en la manera usual, por medio de una - reactancia de dispersi \acute{o} n en serie x_1 en cada fase del estator, seg \acute{u} n se indica en la figura 1.5. r_1 es la resistencia del estator por fase y $(r_1 + jx_1)$ se denomina la impedancia de dispersi \acute{o} n del estator. El flujo m \acute{u} tuo en el entrehierro induce f.e.m.s. a la frecuencia de deslizamiento en el rotor, y f.e.m.s. a la frecuencia de la fuente en el estator. La ca \acute{i} da de voltaje a trav \acute{e} s de la impedancia de dispersi \acute{o} n del estator, produce que la f.e.m. del estator por fase E_1 , y el flujo m \acute{u} tuo por polo, Φ , disminuyan ligeramente cuando la carga es aplicada al motor. La corriente del estator resultante I_1 , est \acute{a} compuesta por la corriente de excitaci \acute{o} n I_φ , y la componente de carga que cancela la f.m.m. debida a la corriente del rotor, I_2 . La corriente de excitaci \acute{o} n consiste de las componentes de magnetizaci \acute{o} n I_m , y de p \acute{e} rdid \acute{a} s del n \acute{u} cleo I_c .

En la derivación del circuito equivalente del rotor, el devanado real, ya sea de fase devanada o jaula de ardilla, es reemplazado por un devanado equivalente que tiene el mismo número de vueltas y el mismo arreglo como el estator. Esto es equivalente al procedimiento usual con el transformador, de referir las cantidades secundarias al primario. En el arranque, la f.e.m. inducida por fase en el rotor equivalente es igual a la f.e.m. del estator, E_1 , y la frecuencia del rotor es igual a la frecuencia de la fuente, f_1 . Cuando el motor gira con un deslizamiento s , la f.e.m. del rotor es $E_2 = sE_1$, y la frecuencia del rotor es $f_2 = sf_1$. Si r_2 es la resistencia del rotor equivalente por fase, y x_2 es la reactancia de dispersión del rotor por fase en reposo, entonces la corriente del rotor está dada por:

$$I_2 = \frac{E_2}{r_2 + jsx_2} = \frac{sE_1}{r_2 + jsx_2} \quad (1.7)$$

Y, por lo tanto:

$$I_2 = \frac{E_1}{(r_2/s) + jx_2} \quad (1.8)$$

En la ecuación 1.7, todas las cantidades del rotor

están en la frecuencia de deslizamiento, pero en la ecuación 1.8, están en la frecuencia de la fuente. Esto demuestra que la corriente de rotor I_2 , no se altera en magnitud si el rotor es llevado al reposo y su resistencia se incrementa de r_2 a r_2/s . El circuito equivalente del rotor, por lo tanto, puede unirse directamente al circuito del estator, como en la figura 1.5, para dar el circuito equivalente completo por fase del motor de inducción.

1.2.2.2. Ecuaciones de potencia y torque.

A un deslizamiento s , la pérdida de potencia del rotor en el circuito equivalente es $(I_2^2 r_2/s)$ vatios por fase, mientras que en la máquina real, la pérdida de cobre del rotor es $I_2^2 r_2$ vatios por fase. La pérdida de potencia adicional en el circuito equivalente es el equivalente eléctrico de la potencia mecánica de salida del motor. Si P_{mec} se denomina a la potencia mecánica bruta de salida incluyendo las pérdidas por ventilación y rozamiento, entonces:

$$\begin{aligned}
 P_{mec} &= m_f (I_2^2 r_2/s - I_2^2 r_2) \\
 &= m_f I_2^2 r_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \qquad (1.9)
 \end{aligned}$$

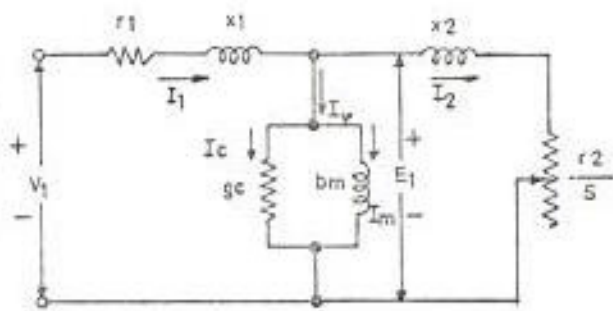


FIGURA 1.5. Circuito equivalente para un motor de inducción polifásico.

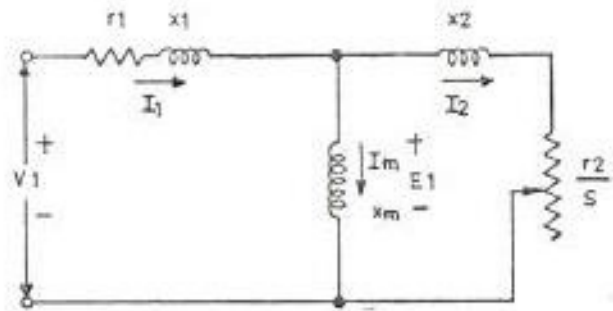


FIGURA 1.6. Circuito equivalente alternativo.

donde m_1 , es el número de fases del estator.

Si ω , es la velocidad angular mecánica del rotor
y T , es el torque electromagnético,

$$T\omega = m_1 I_2^2 \frac{n_2}{s} \left(\frac{1-s}{s}\right)$$

$$\text{y, } T = \frac{m_1 I_2^2 \frac{n_2}{s}}{\omega} \left(\frac{1-s}{s}\right) \quad (1.10)$$

Este es el torque interno del motor que es mayor —
que el torque útil en el eje, por la cantidad re —
querida para vencer los torques por ventilación y
rozamiento.

Puesto que la velocidad angular sincrónica está da —
da por $\omega_1 = \omega / (1-s) = 2\pi f_1 / P$, la ecuación de —
torque puede reescribirse como:

$$T = \frac{m_1 I_2^2 \frac{n_2}{s}}{s \omega_1} \quad (1.11)$$

$$\text{ó, } T = \frac{P m_1}{2\pi f_1} (I_2)^2 \frac{n_2}{s} \quad (1.12)$$

Como puede verse del circuito equivalente, la po —
tencia eléctrica total de entrada al rotor a tra —
vés del entrehierro, desde el estator es:

$$P_{ag} = \frac{m_1 I_2^2 r_2}{s} \quad (1.13)$$

Esta, es dividida entre la potencia mecánica de salida, P_{mec} , y la potencia de pérdida en el cobre, P_2 . Así,

$$P_{ag} = P_{mec} + P_2 \quad (1.14)$$

$$\text{donde, } P_{mec} = T\omega \quad (1.15)$$

$$\text{y, } P_2 = m_1 I_2^2 r_2 \quad (1.16)$$

Combinando 1.11 y 1.13, se tiene:

$$P_{ag} = T\omega_1 \quad (1.17)$$

ésto es, la potencia eléctrica total de entrada al rotor es igual al torque mecánico interno multiplicado por la velocidad angular sincrónica.

En la teoría de transformadores estáticos, el análisis del circuito equivalente es siempre simplificado, ya sea despreciando la rama de excitación completamente, o adoptando la aproximación de moverla hacia afuera directamente a los terminales del primario. Tales aproximaciones no son permisibles para el motor de inducción bajo condiciones normales, porque la presencia del entrehierro hace

necesaria una corriente de excitación mucho mayor (30 a 50 % de la corriente de plena carga), y debido a que las reactivancias de dispersión son también necesariamente mayores. Una simplificación del circuito equivalente del motor de inducción, resulta si la conductancia en paralelo g_c se omite, y las pérdidas en el núcleo asociadas, se deducen de T ó P al mismo tiempo que las pérdidas por ventilación y rozamiento. El circuito equivalente entonces se transforma a aquél de la figura 1.6, y el error introducido es despreciable. (2).

1.2.2.3 Control de velocidad de los motores de inducción.

El motor de inducción cumple admirablemente los requerimientos de los sistemas de velocidad esencialmente constante. Sin embargo, muchas aplicaciones de motores requieren varias velocidades, o aún un rango de velocidades ajustable continuamente. El desarrollo de técnicas para el ajuste de la velocidad de los motores de c.a. ha sido tema de interés desde los primeros días de la energía de c.a.

La velocidad sincrónica del motor de inducción puede cambiarse por: a) cambiando el número de polos, y b) variando la frecuencia de la línea. Por o

tra parte, el deslizamiento del motor de inducción puede ser cambiado por: c) variando el voltaje de la línea, d) variando la resistencia del rotor, y e) insertando voltajes de frecuencia apropiada en el circuito del rotor. A continuación se describen brevemente los métodos de control de velocidad de motores de c.a. basados en las posibilidades enumeradas.

a) Cambio del número de polos en un motor.

El devanado del estator puede diseñarse de modo que por medio de simples cambios en las conexiones de las bobinas, el número de polos puede cambiarse en la relación de 2 a 1. El rotor deberá ser del tipo jaula de ardilla, ya que éste siempre reacciona produciendo un campo de rotor que tiene el mismo número de polos como el estator. Con dos conjuntos independientes de devanados de estator, cada uno diseñado para cambio de polos, pueden obtenerse cuatro velocidades sincrónicas en un motor con jaula de ardilla. Por ejemplo: 600, 900, 1200 y 1800 rpm.

b) Variación de la frecuencia de línea.

La velocidad sincrónica de un motor de induc -

ción puede ser controlada continuamente variando la frecuencia de la línea. A fin de mantener aproximadamente constante la densidad de flujo, el voltaje de la línea debe también variarse directamente con la frecuencia, y así obtener un torque casi constante. Un motor de inducción usado de esta manera tiene características similares a aquellas de un motor de c.d. excitado separadamente, con flujo constante y voltaje de armadura variable.

El problema principal es determinar la fuente de frecuencia ajustable más efectiva y económica. Un método es usar una máquina de inducción de rotor devanado como un convertidor de frecuencia. Otros métodos usan elementos de estado sólido que forman los convertidor estáticos de frecuencia. Todos estos métodos se verán con mayor detalle en el capítulo 3.

c) Variación del voltaje de línea.

El torque interno desarrollado por un motor de inducción es proporcional al cuadrado del voltaje aplicado a los terminales del estator, según se indica en las dos características torque-ve

locidad de la figura 1.7. Si la carga tiene la característica torque-velocidad mostrada por la línea punteada, la velocidad cambiará de n_1 a n_2 al cambiar el voltaje de línea. Este método de control de velocidad es usado comúnmente con motores jaula de ardilla pequeños que mueven a ventiladores.

d) Variación de la resistencia del rotor.

Las características torque-velocidad para tres valores diferentes de resistencia del rotor se muestran en la figura 1.8. Si la carga tiene la característica torque-velocidad mostrado por la línea punteada, las velocidades correspondientes a cada uno de los valores de resistencia del rotor son n_1 , n_2 y n_3 . Este método de control de velocidad tiene similares características a aquellas del control de velocidad de un motor de c.d. en derivación, por medio de resistencias en serie en el circuito de armadura.

La principal desventaja de ambos métodos, variación del voltaje de línea y variación de la resistencia del rotor, es la baja eficiencia a ve

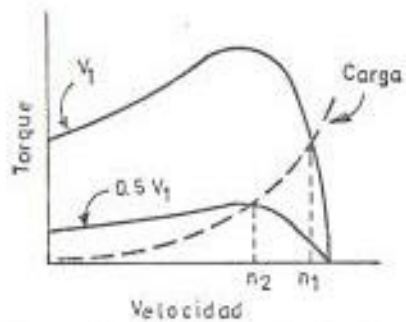


FIGURA 1.7. Control de velocidad por medio del voltaje de línea

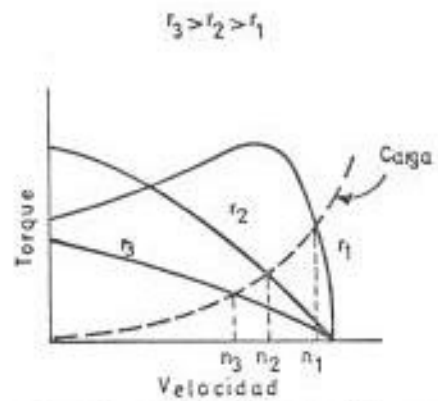


FIGURA 1.8. Control de velocidad por medio de la resistencia del rotor.

locidades reducidas y una pobre regulación de velocidad.

e) Control del deslizamiento por medio de dispositivos auxiliares.

En la consideración de esquemas para el control de la velocidad por variación del deslizamiento, las leyes fundamentales que relacionan el flujo de potencia en máquinas de inducción deben siempre tenerse en cuenta. La fracción s de la potencia absorbida desde el estator es transformada por inducción electromagnética a potencia eléctrica en el circuito del rotor. Si el circuito de rotor es cortocircuito, esta potencia es desperdiciada como pérdidas de cobre del rotor, y la operación a velocidades reducidas es inherentemente ineficiente.

Numerosos esquemas se han inventado para recuperar esta potencia eléctrica a frecuencia de deslizamiento. Aunque algunos de ellos son algo complicados en sus detalles, todos ellos se basan en algún medio para introducir voltajes ajustables a frecuencia de deslizamiento en el circuito de rotor de un motor de inducción de

rotor devanado. En general, pueden ser clasificados en dos tipos, como se muestra en la figura 1.9., donde IM representa un motor de inducción trifásico de rotor devanado, cuya velocidad va a ser regulada. En la figura 1.9. a) el circuito de rotor de IM es conectado a un dispositivo cambiador de frecuencia FC, en el cual la potencia eléctrica a frecuencia de deslizamiento generada en el rotor de IM, es convertida en potencia eléctrica a la frecuencia de línea y retornada a la línea. En la figura 1.9. b) el circuito de rotor de IM es conectado a un dispositivo auxiliar C, en el cual la potencia eléctrica a frecuencia de deslizamiento es convertida a potencia mecánica que se adiciona a la potencia en el eje desarrollada por IM. En ambos esquemas, la velocidad y factor de potencia del motor principal pueden ser ajustados controlando la magnitud y fase de las f.e.m. a la frecuencia de deslizamiento de las máquinas auxiliares. Los dispositivos auxiliares pueden ser un sistema medianamente complicado de máquinas rotativas y transformadores de relación ajustable, o en el caso de la figura 1.9. a) puede ser un dispositivo convertidor -

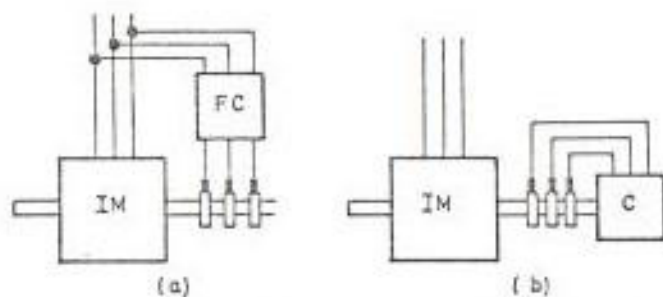


FIGURA 19. Dos esquemas básicos para control de velocidad de motores de inducción por medio de máquinas auxiliares.

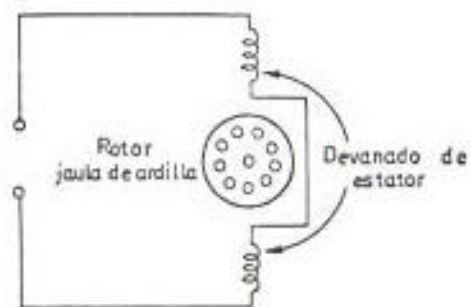


FIGURA 1.10. Motor de inducción monofásico elemental.

de frecuencia de estado sólido.

1.3. LOS MOTORES DE INDUCCION MONOFASICOS.

1.3.1. Características Físicas.

Estructuralmente, los tipos más comunes de motores de inducción monofásicos, se parecen a los motores jaula de ardilla polifásicos. El devanado del estator es distribuido en ranuras a lo largo de la circunferencia del entrehierro, para producir una distribución en el espacio aproximadamente sinusoidal de la $f.m.m.$ El rotor de los motores de inducción monofásicos es del tipo jaula de ardilla, ya descrito, como se indica en la figura 1.10.

1.3.2. Características de Funcionamiento.

Considerando las condiciones con el rotor en reposo, muestran que ningún torque de arranque se produce. De la figura 1.10 se ve que el eje del campo del estator permanece fijo a lo largo del eje del devanado. Con corriente alterna en el devanado del estator, la onda de $f.m.m.$ es estacionaria en el espacio, pero pulsante en magnitud, alternando en polaridad y variando sinusoidalmente con el tiempo. En el rotor se inducen corrientes por acción transformadora, las mismas que tienen tal dirección como para producir una $f.m.m.$ opuesta a la del estator. El eje de la $f.m.m.$ del rotor coincide

con aquél del campo del estator, el ángulo de torque por lo tanto es cero y no existe torque de arranque. El motor es simplemente un transformador estático monofásico con el se cundario cortocircuito.

Las condiciones no son así de simples, sin embargo, cuando el rotor se hace girar. Dos puntos de vista diferentes pueden adoptarse para explicar la operación del motor: el primero es derivar las condiciones de aquellas ya establecidas para los motores polifásicos; el segundo es partir desde el comienzo y demostrar que, bajo ciertas circunstancias, las condiciones necesarias para la producción de torque en el motor, son satisfechas. Ambos puntos de vista, por supuesto, llevan a los mismos resultados, y ambos pueden ser presentados en términos cuantitativos.

Los métodos analíticos resultantes se conocen como la teoría del campo giratorio y la teoría del campo cruzado, respectivamente. Ambos puntos de vista tienen sus ventajas, y en general existe pequeña diferencia entre ellos para propósitos computacionales. Para mantener uniformidad con los motores polifásicos, se adoptará la teoría del campo giratorio.

El argumento en la teoría del campo giratorio es que, si se produce un campo magnético giratorio, entonces se producirá un torque en el motor de inducción. Y, este torque será -

cuantitativamente similar a aquél del motor polifásico, y a proximadamente se puede esperar el mismo tipo de funcionamiento.

Considerando el motor elemental de la figura 1.10., y si los componentes armónicos se desprecian, la onda en el espacio de la f.m.m. del estator F_1 puede expresarse como:

$$F_1 = F_1 (\text{pico}) \cos \theta \quad (1.18)$$

donde θ es el ángulo eléctrico en el espacio medido desde el eje del devanado del estator y $F_1(\text{pico})$ es el valor instantáneo de la onda de f.m.m. en el eje del devanado, y es proporcional al valor instantáneo de la corriente del estator. Si la corriente del estator varía sinusoidalmente, entonces $F_1(\text{pico})$ varía sinusoidalmente con el tiempo. La onda de f.m.m. del estator es, por lo tanto, estacionaria y su amplitud varía sinusoidalmente con el tiempo.

Para propósitos analíticos, esta onda estacionaria pulsante, puede ser resuelta en dos ondas viajeras de amplitud constante, girando en direcciones contrarias. El análisis es esencialmente el mismo que para los motores polifásicos, con la excepción que ahora se tiene solamente una fase en el estator. Así, si la corriente del estator es una función coseno del tiempo, el valor instantáneo del pico de la onda de f.m.m. pulsante es:

$$F_1(\text{pico}) = F_{1(\text{max})} \cos \omega t \quad (1.19)$$

donde $F_{1(\text{max})}$ es el valor pico correspondiente a la corriente instantánea máxima. Consecuentemente, la f.m.m. del estator como una función del tiempo y del espacio es:

$$F_1 = F_{1(\text{max})} \cos \omega t \cos \Theta \quad (1.20)$$

y, de la relación trigonométrica para el producto de dos cosenos,

$$F_1 = 1/2 F_{1(\text{max})} \cos(\Theta - \omega t) + 1/2 F_{1(\text{max})} \cos(\Theta + \omega t) \quad (1.21)$$

Cada uno de los términos coseno de la ecuación 1.21., describe una función sinusoidal del ángulo en el espacio Θ . Cada uno tiene un valor pico igual a la mitad de la amplitud máxima de la onda pulsante, y un ángulo de fase en el espacio $-\omega t$. Ambas ondas están centradas en el eje del devanado del estator en el instante cuando la f.m.m. del estator tiene su máximo valor. El ángulo ωt proporciona rotación de cada onda alrededor del entrehierro a la velocidad angular constante ω radianes eléctricos por segundo, viajando las ondas - en direcciones opuestas. La primera onda, cuyo argumento es $(\Theta - \omega t)$ viaja en la dirección hacia adelante de Θ ; la segunda onda, cuyo argumento es $(\Theta + \omega t)$ viaja en la dirección hacia atrás de Θ .

Cada una de estas ondas de f.m.m. produce acción en el motor

de inducción, pero los torques correspondientes están en direcciones opuestas. Con el motor en reposo, las ondas de flujo en el entrehierro hacia adelante y hacia atrás, creadas por los f.m.m. combinadas del estator y del rotor son iguales, los torques componentes son iguales, y no se produce torque de arranque. Si las ondas de flujo en el entrehierro hacia adelante y hacia atrás, fuesen constantes cuando el rotor está girando, cada uno de los campos componentes produciría una característica torque-velocidad similar a aquella de un motor polifásico con impedancia de dispersión del estator despreciable, como se ilustra por las curvas punteadas f y b de la figura 1.11. a). La característica torque-velocidad resultante, que es la suma algebraica de las dos curvas componentes, muestra que si el motor fuera arrancado por medios auxiliares, produciría torque en cualesquier dirección que sea arrancado.

La asumpción que las ondas de flujo del entrehierro son constañtes cuando el rotor está en movimiento, es una simplificación algo drástica de la situación real. En primer lugar, los efectos de la impedancia de dispersión del estator son ignorados. Además, los efectos de las corrientes inducidas en el rotor no son correctamente tomados en cuenta. La siguiente explicación cualitativa muestra que el funcionamiento de un motor de inducción monofásico es considerablemente

mejor, que lo que sería en el supuesto de ondas de flujo hacia adelante y hacia atrás constantes.

Cuando el rotor está en movimiento, las componentes de la corriente del rotor inducidas por el campo hacia atrás son mayores que en reposo y su factor de potencia es menor. Su f.m.m., la cual se opone a aquella de la corriente del estator, resulta en una reducción de la onda de flujo hacia atrás. Por otra parte, el efecto magnético de las componentes de corriente inducidas por el campo hacia adelante es menor que en reposo, debido a que las corrientes son menores, y su factor de potencia es mayor. Cuando se incrementa la velocidad, por lo tanto, la onda de flujo hacia adelante se incrementa, mientras que la onda de flujo hacia atrás se disminuye, permaneciendo su suma aproximadamente constante, ya que ésta debe inducir la fuerza contraelectromotriz del estator, que es aproximadamente constante si la caída de voltaje en la impedancia de dispersión del estator, es pequeña. Por lo tanto, con el rotor en movimiento el torque del campo hacia adelante es mayor y el del campo hacia atrás es menor que en la figura 1.11. a), siendo la verdadera situación como se muestra en la figura 1.11. b). En la región de giro normal a un pequeño deslizamiento porcentual, el campo hacia adelante es algunas veces más grande que el campo hacia atrás, y la onda de flujo no difiere mayormente del campo gi

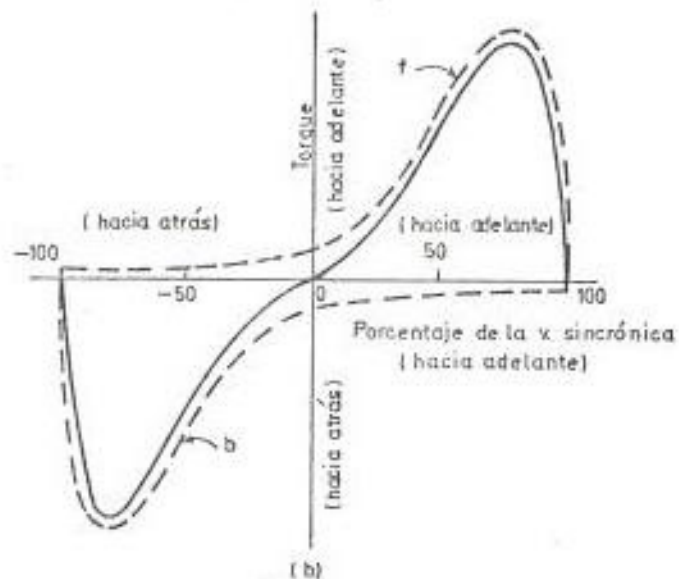
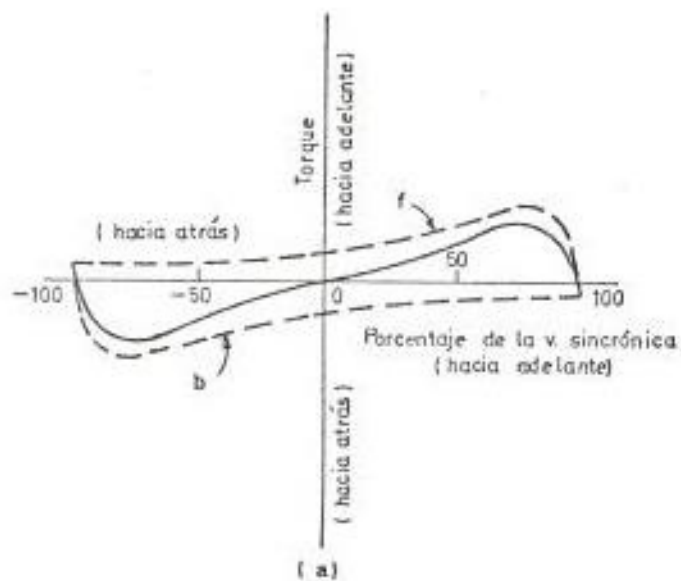


FIGURA 1.11. Características torque-velocidad de un motor de inducción (anómalo. a) en base de flujos hacia adelante y hacia atrás, independientes. b) tomando en cuenta cambios en las ondas de flujo.

ratorio de amplitud constante de un motor polifásico balanceado. En la región de giro normal, por lo tanto, la característica torque-velocidad de un motor monofásico no es muy inferior a aquella de un motor polifásico que tenga el mismo rotor y opere con la misma densidad de flujo en el entrehierro.

En adición a los torques mostrados en la figura 1.11., torques pulsantes a doble frecuencia del estator, se producen debido a las interacciones del flujo rotando opuestamente y las ondas de f.m.m. que se deslizan entre sí a dos veces la velocidad sincrónica. Estas interacciones no producen un torque promedio, sino que tienden a hacer al motor más ruidoso que el motor polifásico. Tales torques pulsantes son indeseables en un motor monofásico, debido a las pulsaciones en la potencia de entrada instantánea inherente en un circuito monofásico. Los efectos de los torques pulsantes pueden ser minimizados usando una montura elástica para el motor. El torque a que se refieren las curvas torque-velocidad es el promedio en el tiempo del torque instantáneo.

1.3.2.1. Arranque de los motores de inducción monofásicos

Los motores de inducción monofásicos se clasifican de acuerdo con el método de arranque y usualmente son referidos por los nombres descriptivos

de estos métodos. La selección del motor apropiado se basa en los requerimientos de torque de arranque y de torque nominal de la carga, el ciclo de servicio, y las limitaciones sobre las corrientes de arranque y nominal en las líneas de la fuente. El costo de los motores monofásicos se incrementa con la potencia y con las características de funcionamiento tal como la relación entre el torque de arranque y la corriente; por lo tanto, para una aplicación óptima se debe seleccionar el mínimo motor que cumple los requerimientos al mínimo costo.

Los métodos de arranque más importantes y comunes son:

- 1.- por medio de un devanado de fase partida.
- 2.- por medio de un capacitor.
- 3.- por medio de un devanado con polos sombreados.

Cada uno de estos tipos difieren principalmente en el torque de arranque obtenido, como se indica en las figuras 1.12, 1.13 y 1.14. Por lo demás, una vez que el motor ha arrancado por cualesquier método, éste sigue la característica torque-velocidad apropiada, que como ya se dijo anteriormente, casi

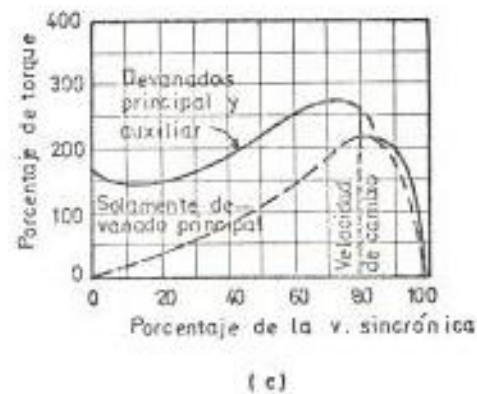
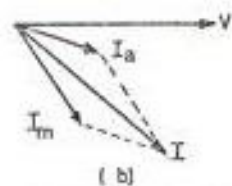
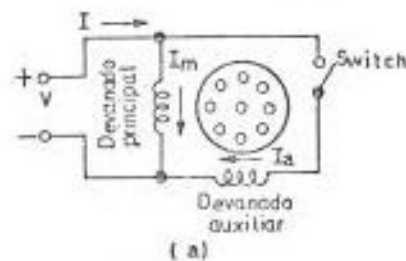


FIGURA 1.12. Motor de fase partida; a) Conexiones. b) Diagrama fasorial en el arranque. c) Característica torque - velocidad típica.

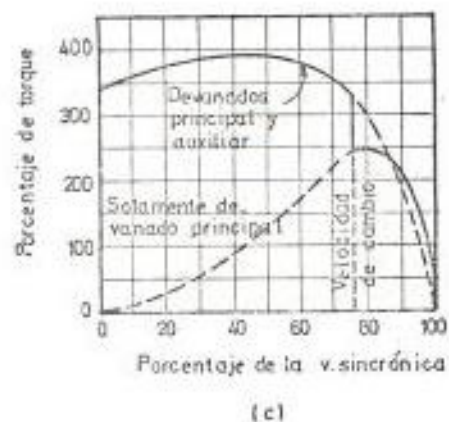
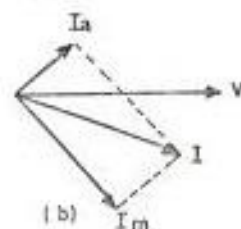
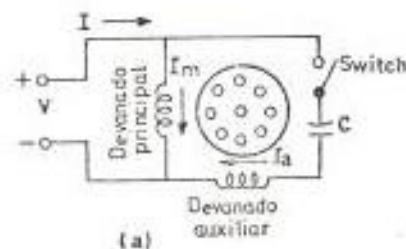
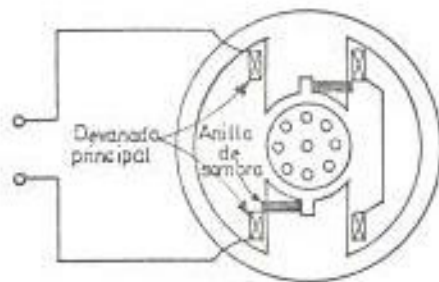
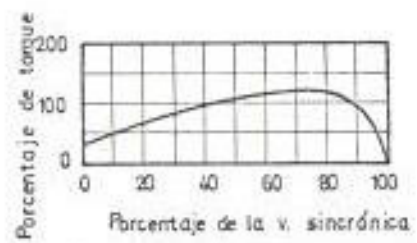


FIGURA 1.13. Motor de arranque capacitivo; a) Conexiones. b) Diagrama fasorial en el arranque. c) Característica torque - velocidad típica.



(a)



(b)

FIGURA 1.14. Motor de polos sombreados y característica torque-velocidad típica.

no difiere de la característica de los motores de inducción polifásicos.

CAPITULO II

LOS MOTORES DE INDUCCION A FRECUENCIA VARIABLE.

El sistema de velocidad variable más versátil y confiable, consiste de un motor de inducción con rotor jaula de ardilla, cuya velocidad es controlada por variación de la frecuencia del estator usando un convertidor de frecuencia estático. Tomando en consideración que la presencia de armónicos en el voltaje de alimentación al motor, usualmente tiene solo una pequeña influencia en el funcionamiento del mismo, como se verá posteriormente, para el presente análisis se asume que los voltajes de la fuente son sinusoidales y balanceados.

2.1. CARACTERISTICAS DE FUNCIONAMIENTO.

El funcionamiento de estado estable del motor de inducción es fácilmente analizado, usando el circuito equivalente fundamental de la figura 1.6. Para operación normal con una fuente sinusoidal, el efecto skin es usualmente despreciado, y por lo tanto las resistencias son independientes de la frecuencia, mientras que las reactivancias son proporcionales a la misma. La onda de flujo giratorio en el entrehierro induce una fuerza contraelectromotriz E_1 en el devanado del estator, que es menor que el voltaje aplicado V_1 por la caída de voltaje en la impedancia de dispersión del estator, $(r_1 + jx_1)$. Puesto que la presencia de ondas de f.m.m. armónicas en el espacio es ignorada, la onda de flujo giratorio tiene una distribución espacial

sinusoidal, y el flujo que liga cada espira del estator tiene una variación sinusoidal con el tiempo. Si $\bar{\Phi}$ se denomina al flujo máximo por polo del campo giratorio, el flujo instantáneo que liga a una espira del estator es:

$$\phi = \bar{\Phi} \sin \omega_1 t \quad (2.1)$$

donde $\omega_1 = 2\pi f_1$, es la frecuencia angular del voltaje de la fuente. La f.e.m. inducida en la espira es, por lo tanto:

$$e_1 = \frac{d\phi}{dt} = \omega_1 \bar{\Phi} \cos \omega_1 t \quad (2.2)$$

y, el valor r.m.s. de la f.e.m. por fase está dado por:

$$\begin{aligned} E_1 &= \omega_1 \bar{\Phi} K_w N_1 / \sqrt{2} \\ &= 4.44 K_w N_1 f_1 \bar{\Phi} \end{aligned} \quad (2.3)$$

donde, N_1 es el número de espiras en serie por fase, y K_w es el factor de devanado. De esta expresión se deduce que el flujo por polo, $\bar{\Phi}$, es proporcional a E_1/f_1 .

Para una utilización efectiva, el flujo del entrehierro del motor de inducción, debe mantenerse constante en todas las frecuencias. El flujo del entrehierro se mantiene constante cuando la relación E_1/f_1 es constante; pero, si la impedancia de dispersión del estator es pequeña, entonces V_1 y E_1 son aproximadamente iguales. Consecuentemente, el flujo en el entrehierro es casi constante cuando la relación V_1/f_1 tiene un valor constante. De esta manera,

se obtiene el modo de operación llamado Voltios/Hertz constante, que es comunmente usado en sistemas simples de lazo abierto.

Desafortunadamente, el funcionamiento del motor se deteriora a bajas frecuencias, cuando el flujo en el entrehierro disminuye como resultado del incrementado efecto de la resistencia. A fin de obtener un torque invariable a través del rango de velocidad, se adopta el modo de operación llamado con flujo constante, en el cual la f.e.m. E_1 es variada linealmente con la frecuencia f_1 , en vez del voltaje terminal V_1 .

Por otra parte, si el voltaje terminal se mantiene constante mientras la frecuencia es variada, el flujo en el entrehierro y el torque máximo o de ruptura disminuyen con el incremento en la frecuencia, y se obtiene el modo de operación llamado de caballos de potencia constante. Esta característica es apropiada para aplicaciones de tracción donde se requiere un gran torque en el arranque y bajas velocidades, mientras que un torque menor es suficiente para altas velocidades.

2.1.1. Modo de operación Voltios/Hertz constante.

Para mantener un nivel de flujo óptimo en una máquina a todas las frecuencias se debe mantener constante la relación voltaje/frecuencia. Es necesario mantener el flujo óptimo por debajo del nivel de saturación, en primer lugar para hacer el máximo uso del circuito magnético, y en segundo lu

gar para minimizar el flujo de corriente desde la fuente para producir el torque, ya que éste es proporcional a la corriente y al flujo magnético.

Si V_1 es el voltaje a la frecuencia nominal f_1 , a cualquier otra frecuencia Kf_1 el voltaje nominal será KV_1 , y la velocidad sincrónica será $K\omega_1$. Por lo tanto, la expresión del torque para cualquier frecuencia es:

$$T = \frac{m_1 s K V_1^2 r_2}{\omega_1 \left[(2\pi s K f_1 L_2)^2 + \frac{r_2^2}{2} \right]} \quad (2.4)$$

Expresión aproximada en la que se ignora el efecto de la impedancia de dispersión del estator. Tomando la relación típica $2\pi f_1 L_2 / r_2 = 5$ a la frecuencia nominal, se obtienen las curvas torque-velocidad que se muestran en la figura 2.1, en donde se observa que la forma de las mismas es similar, con el máximo torque independiente de la frecuencia. (9).

La región de operación normal de los motores de inducción jaula de ardilla, es a un pequeño valor de deslizamiento por debajo de la velocidad sincrónica, en donde se obtiene un eficiente ajuste de velocidad por variación de la frecuencia.

La corriente tomada por un motor de inducción en un arranque directo de la línea a frecuencia nominal, tiene una magnitud

de aproximadamente seis veces la corriente nominal. Con una fuente de frecuencia fija, esta corriente de arranque solamente puede reducirse por una reducción de voltaje. Sin embargo si se usa un convertidor estático de frecuencia, es posible arrancar a baja frecuencia, y luego elevar la misma para acelerar el motor. Con referencia a la figura 2.1, se ve que altos torques de arranque son posibles a baja frecuencia. Con un arranque a baja frecuencia, la reactancia del rotor es baja, por lo que las corrientes inducidas están casi en fase con el voltaje, dando así un alto torque con un alto factor de potencia, y consecuentemente una mínima magnitud de corriente de arranque.

Si un motor de inducción se arranca a una frecuencia de K veces su frecuencia nominal, y el voltaje es tal como para mantener el flujo del entrehierro constante, entonces de la ecuación 2.4, el torque de arranque será:

$$T = \frac{m_1 K V_1^2 r_2}{\omega_1 \left[(2\pi K \delta_1 L_2)^2 + r_2^2 \right]} \quad (2.5)$$

Y, la corriente de arranque I_2 , del circuito equivalente de la figura 1.6 despreciando la impedancia de dispersión del estator, será:

$$I_2 = \frac{K V_1}{\sqrt{(2\pi K \delta_1 L_2)^2 + r_2^2}} \quad (2.6)$$

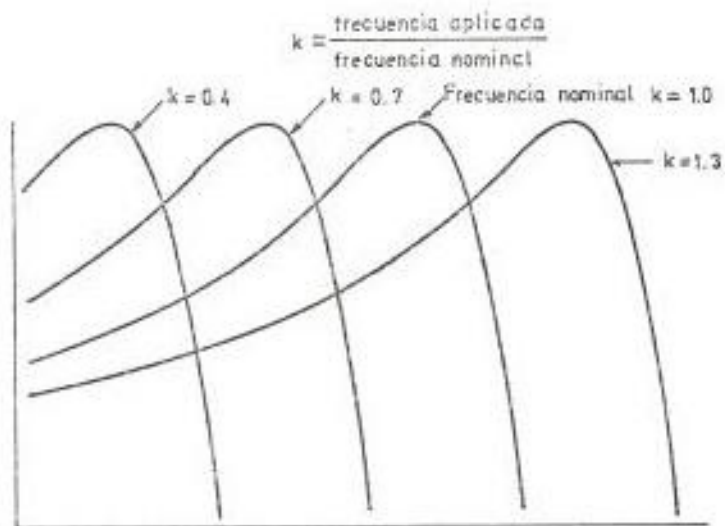


FIGURA 2.1. Curvas torque - velocidad para un motor de inducción a diferentes frecuencias.

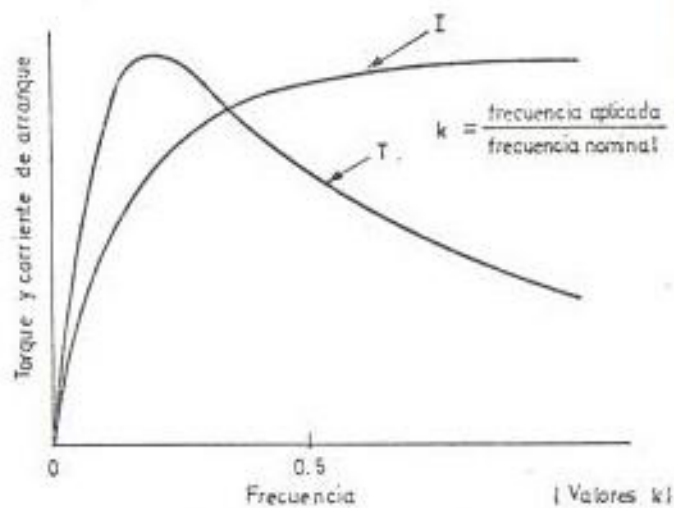


FIGURA 2.2. Valores de arranque vs. frecuencia para flujo constante en el entrehierro.

Usando la misma base de $2\pi\delta_1 L_2 / r_2 = 5$ que se usó en la figura 2.1, los valores de torque y corriente de arranque para diferentes frecuencias se muestran en la figura 2.2. Se puede ver que un arranque a baja frecuencia, proporciona un alto torque con una baja corriente. (9).

2.1.2. Modo de operación con flujo constante (7).

A fin de obtener un alto torque a través de todo el rango de velocidad, el flujo en el entrehierro debe mantenerse constante, no permitiéndole decrecer a baja frecuencia como resultado del incrementado efecto resistivo. Esto se logra si se mantiene constante la relación E_1/δ_1 , para todas las frecuencias, en vez de la relación V_1/δ_1 .

Del circuito equivalente de la figura 1.6, la corriente del rotor I_2 , está dada por

$$I_2 = \frac{E_1}{\sqrt{(r_2/s)^2 + x_2^2}} \quad (2.7)$$

Combinando esta ecuación con la relación $s = \delta_2/\delta_1$, y con la ecuación de torque 1.12, se obtiene la siguiente ecuación:

$$T = \frac{Pm_1}{2\pi} \left[\frac{E_1}{\delta_1} \right]^2 \left[\frac{\delta_2 r_2}{r_2^2 + (2\pi\delta_2 L_2)^2} \right] \quad (2.8)$$

donde, L_2 es la inductancia de dispersión del rotor.

Puesto que el flujo en el entrehierro es proporcional a $|E_1/\delta_1|$, el torque electromagnético es proporcional al cuadrado del flujo en el entrehierro, a una frecuencia del rotor, δ_2 . Consecuentemente, si el flujo en el entrehierro se mantiene constante para todas las condiciones de operación, el torque del motor de inducción es determinado solamente por la frecuencia absoluta del rotor δ_2 , y es independiente de la frecuencia de la fuente δ_1 . Un esquema de control en el cual el flujo del entrehierro es constante, y la frecuencia de deslizamiento del rotor es directamente controlada, permite así un ajuste preciso del torque del motor a cualquier velocidad.

Si se maximiza la ecuación 2.8 se obtiene una expresión para el torque de ruptura o torque máximo, con el flujo en el entrehierro constante. Así, diferenciándola con respecto a δ_2 e igualándola a cero, se obtiene la frecuencia de ruptura del rotor:

$$\delta_{2b} = \pm \frac{n_2}{2\pi L_2} \quad (2.9)$$

donde el signo negativo se aplica a la operación como generador. Sustituyendo este valor en la ecuación 2.8, el torque de ruptura se obtiene como:

$$T_b = \frac{Pm_1}{2\pi} \left[\frac{E_1}{\delta_1} \right]^2 \frac{1}{4\pi L_2} \quad (2.10)$$

Así, el torque de ruptura es proporcional al cuadrado del flujo en el entrehierro e inversamente proporcional a la inductancia de dispersión del rotor. La resistencia del rotor no afecta al torque de ruptura, pero sí afecta la frecuencia de rotor a la cual el torque de ruptura ocurre. Sustituyendo las ecuaciones 2.9 y 2.10 en la expresión 2.8, la siguiente ecuación normalizada de torque, se obtiene para operación con flujo constante:

$$\frac{T}{T_b} = \frac{2}{\delta_2/\delta_{2b} + \delta_{2b}/\delta_2} \quad (2.11)$$

La figura 2.3 muestra la característica de torque teórica para un motor de 2 HP, asumiendo que el flujo en el entrehierro se mantiene constante en el valor correspondiente a la operación a plena carga con voltaje y frecuencia nominales. Esta característica es válida en todas las frecuencias del estator y para operación como motor o como generador. La característica de torque para operación normal a frecuencia fija con voltaje y frecuencia nominales se incluye en la figura 2.3 para comparación. Bajo condiciones de flujo constante, el torque disponible es considerablemente más grande y puede ser obtenido sobre el rango completo de frecuencias de

la fuente, eliminando así cualquier deterioración en el funcionamiento a baja velocidad.

El gran torque disponible bajo condiciones de flujo constante, no puede obtenerse sin una correspondiente gran corriente. Del circuito equivalente, la corriente del estator I_1 , está dada por:

$$I_1 = I_m + I_2 = \frac{E_1}{j\omega_m} + \frac{E_1}{r_2/s + jx_2}$$

$$= \frac{E_1}{\delta_1} \left[\frac{r_2 + j(2\pi L_{22})\delta_2}{[(2\pi L_m)^2 - (2\pi L_m)(2\pi L_{22})]\delta_2 + j(2\pi L_m)r_2} \right] \quad (2.12)$$

donde L_m es la inductancia de magnetización, y $L_{22} = L_2 + L_m$ es la inductancia total del rotor.

La ecuación 2.12 muestra que la corriente del estator I_1 , es independiente de la frecuencia de la fuente δ_1 , cuando el flujo en el entrehierro es constante. Si la curva de la corriente del estator se dibuja según la ecuación 2.12, se obtiene un diagrama de círculo general que es válido para todas las frecuencias del estator. El diagrama circular tendrá un diámetro mayor que el diagrama circular normal con voltaje y frecuencia nominales, lo cual indica que la corriente de la máquina es mayor. Por esta razón la operación sostenida en la región de alto torque, no puede ser posible

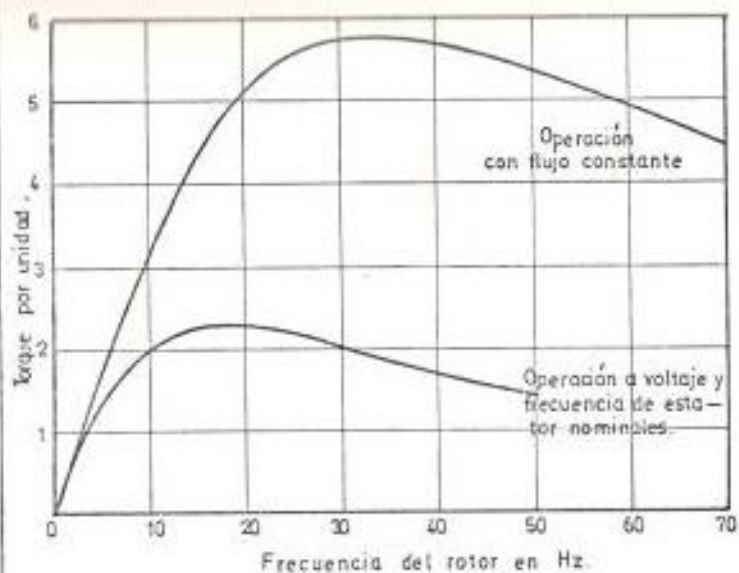


FIGURA 2.3. Característica universal de torque para operación con flujo constante, comparada con la característica de torque normal a voltaje y frecuencia nominales.

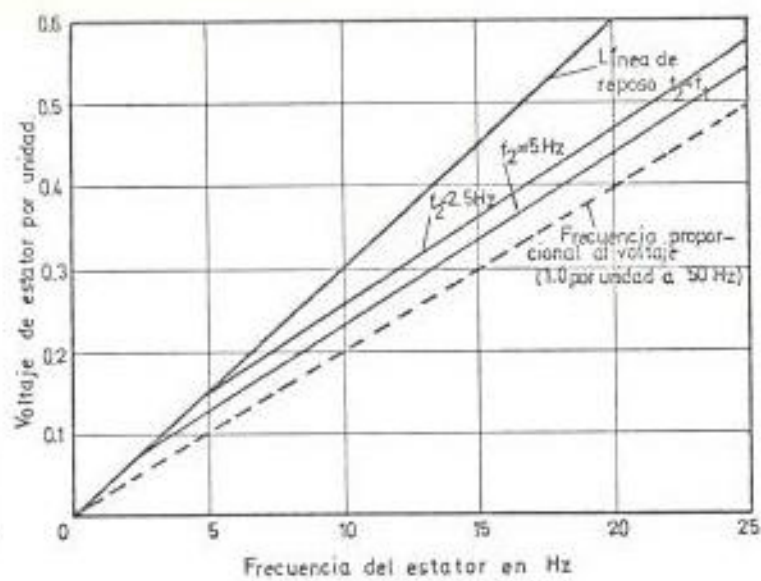


FIGURA 2.4. Voltaje de estator requerido para operación con flujo constante a frecuencia variable del motor de inducción.

a menos que se proporcionen métodos de enfriamiento especiales.

El voltaje terminal V_1 , se obtiene de la suma fasorial de la f.e.m. en el entrehierro E_1 y la caída de voltaje en el estator $(r_1 + jx_1) I_1$. Así,

$$V_1 = E_1 + (r_1 + jx_1) I_1 \quad (2.13)$$

Bajo condiciones de flujo constante, la f.e.m. en el entrehierro E_1 varía linealmente con la frecuencia del estator, pero la caída de voltaje en el estator es determinada por la corriente de la fuente I_1 , y la frecuencia f_1 . El voltaje terminal necesario para mantener una densidad de flujo constante en la máquina es, por lo tanto, una función de la frecuencia del estator y de la carga del motor. Las condiciones de carga determinan la frecuencia del rotor f_2 , y por lo tanto la corriente del estator I_1 , según expresa la ecuación 2.12. Se pueden dibujar curvas del voltaje terminal como una función de la frecuencia del estator, con la frecuencia del rotor como parámetro. Las curvas que se muestran en la figura 2.4 corresponden al mismo motor de 2 HP. El incrementado voltaje terminal, requerido por un motor de inducción cargado a bajas frecuencias, es claramente mostrado.

2.1.3. Modo de operación con corriente constante (7).

El flujo en el entrehierro de la máquina puede ser indirectamente determinado controlando la corriente del estator I_1 , y la frecuencia de deslizamiento del rotor δ_2 . Puesto que el torque está determinado por el flujo en el entrehierro y la corriente del rotor, existen ventajas al controlar directamente la corriente de la máquina en vez del voltaje terminal. Existen también beneficios que resultan de la operación del convertidor de frecuencia como una fuente de corriente constante. Puesto que la corriente del convertidor es controlada en un valor constante, no hay irrupciones de corrientes transientes y es innecesaria una gran capacidad de sobrecorriente. Esto, lógicamente hace posible un diseño de convertidor más económico y en el cual los tiristores son plenamente utilizados durante la operación normal.

El torque del motor puede expresarse en términos de la corriente del estator y la frecuencia del rotor, a partir de las ecuaciones:

$$jx_m (I_1 - I_2) = \left(\frac{r_2}{s} + jx_2 \right) I_2 \quad (2.13)$$

$$s = \delta_2 / \delta_1 \quad (2.14)$$

$$T = \frac{P_m}{2\pi \delta_1} (I_2)^2 \frac{r_2}{s} \quad (2.15)$$

Obteniendo la siguiente ecuación:

$$T = \frac{P_{m1}}{2\pi} (I_1)^2 \left[\frac{(2\pi L_m)^2}{r_2/\delta_2 + (\delta_2/r_2) (2\pi L_{22})^2} \right] \quad (2.16)$$

Este es el torque de salida teórico, despreciando la saturación, y es obvio que altos torques pueden obtenerse a cualquier frecuencia del estator, suministrando altas corrientes de estator a la máquina.

El flujo en el entrehierro es proporcional a la corriente de magnetización I_m , asumiendo que la inductancia de magnetización L_m , no es afectada por la saturación. A fin de mantener un flujo constante en el motor, la corriente de magnetización debe mantenerse constante. La corriente de estator I_1 , requerida para lograr esta condición es una función de la frecuencia del rotor δ_2 , pero es independiente de la frecuencia del estator δ_1 . La relación exacta entre I_1 e I_m es:

$$I_1 = I_m \sqrt{\frac{1 + (\delta_2)^2 (2\pi L_{22}/r_2)^2}{1 + (\delta_2)^2 (2\pi L_2/r_2)^2}} \quad (2.17)$$

Cuando se requiere operación con flujo constante, los valores prescritos de corriente de estator y frecuencia de rotor, deben siempre estar apropiadamente relacionados.

Para una corriente de estator dada, la expresión de torque de la ecuación 2.16 tiene un valor máximo cuando la frecuen-

cia de rotor $f_2 = \kappa_2 / (2\pi L_{22}) = \kappa_2 / 2\pi(L_2 + L_m)$. A esta frecuencia de ruptura, el torque por amperio del motor tiene un valor óptimo.

Teóricamente, la frecuencia de ruptura del rotor tiene el mismo valor para todas las corrientes de estator; pero en la práctica, debido a la saturación magnética y a la variación resultante en los parámetros de la máquina, la frecuencia de ruptura es una función de la corriente de estator. Cuando la corriente aumenta, la saturación magnética produce una reducción en las inductancias, y por lo tanto la frecuencia de ruptura es desplazada a un valor más alto. Para un funcionamiento óptimo en un sistema de corriente controlada, la frecuencia de deslizamiento del rotor debe también ser directamente controlada y ajustada al valor óptimo dependiendo de la corriente de estator. Debido a la saturación magnética, el torque del motor es también menor que el valor teórico de la ecuación 2.16. En la práctica, torques transientes de seis veces el torque nominal pueden ser obtenidos con corrientes de estator de cuatro o cinco veces el valor nominal.

2.1.4. El sistema de deslizamiento controlado (7).

La figura 2.5 muestra un diagrama de bloques de un esquema de control de velocidad usando el principio de deslizamiento controlado. El convertidor estático está supuesto a ser ca

páz de operación regenerativa. La velocidad real del motor es medida por medio de un tacogenerador y es comparada con la velocidad deseada. La magnitud y polaridad del error de velocidad se usa para determinar los valores de referencia de la corriente de estator y de la frecuencia del rotor. La corriente de estator real es medida por medio de un transformador de corriente y la señal es alimentada al circuito de control para compararla con el valor demandado. Si no se usa la operación con corriente controlada, usualmente se incorpora un límite de corriente, ya que la máxima corriente que puede ser conmutada por el convertidor tiene un valor límite que no debe excederse, ni momentáneamente, pues ocurriría una falla de conmutación.

La frecuencia de deslizamiento demandada es sumada, o restada, de la frecuencia rotacional medida por el tacogenerador a fin de determinar la frecuencia de excitación f_1 , que debe ser suministrada al motor. Si la velocidad real es menor que la velocidad demandada, una frecuencia de estator $f_1 = f_n + f_2$, es aplicada y la máquina desarrolla un gran torque motor que acelera rápidamente al rotor a la velocidad deseada. Cuando la velocidad real es mayor que la demandada, el valor de referencia de la frecuencia de deslizamiento se invierte, y el convertidor estático desarrolla una frecuencia de estator $f_1 = f_n - f_2$. En estas condiciones, la máquina opera como un generador de inducción, retornando la energía

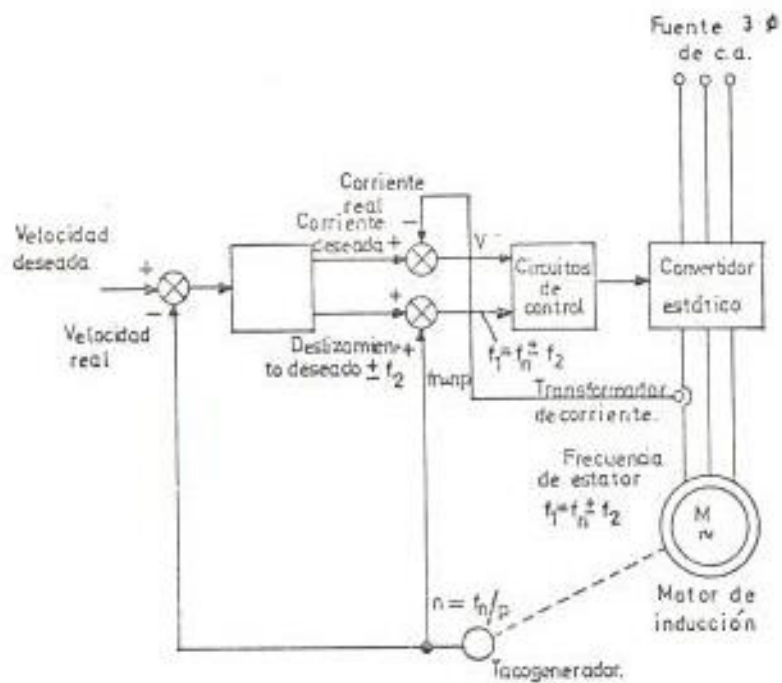


FIGURA 2.5. Diagrama de bloques de un sistema de un motor de inducción con deslizamiento controlado.

a la fuente de c.a. a través del convertidor estático y permitiendo una rápida deceleración regenerativa del motor. Un límite de deslizamiento es incorporado en el circuito de control, de modo que la frecuencia de rotor demandada, nunca exceda el valor de ruptura en las regiones motor o generador. Así, es posible una operación estable, cerca del punto de ruptura lo que da a la máquina un alto torque que mejora el funcionamiento dinámico del sistema para súbitos cambios en la velocidad demandada.

Cuando se opera el motor de inducción en un conjunto de deslizamiento controlado, las características globales del sistema pueden ajustarse para satisfacer cualquier aplicación particular. Así, es posible obtener diversos modos de operación como caballos de potencia constante, torque constante o velocidad constante. Control del torque se obtiene variando el nivel de flujo en el entrehierro, o la frecuencia absoluta de deslizamiento, o ambos.

2.1.4.1. Operación a torque constante y caballos de potencia constante (7).

Según se mostró en la sección 2.1.2., el motor de inducción puede desarrollar un torque considerable a cualquier velocidad, con tal que el flujo en el entrehierro sea constante. La frecuencia de rotor

f_2 , determina la corriente de rotor I_2 , y por lo tanto el torque de salida. En este modo de operación, el torque máximo que puede desarrollarse es constante en todo el rango de velocidad, y se dice que el motor posee una característica de torque - constante. Si la caída de voltaje en la impedancia de dispersión del estator es pequeña, el voltaje terminal V_1 , es incrementado linealmente con la frecuencia de estator a fin de mantener el flujo - constante. Sin embargo, el voltaje de estator solamente puede ser incrementado hasta el máximo voltaje de salida del convertidor. Este es determinado por los valores nominales de voltaje de los tiristores en el circuito del convertidor. El rango de velocidad puede extenderse por arriba de esta - velocidad base, si el voltaje del convertidor es mantenido constante en su valor límite, mientras - la frecuencia de estator es incrementada. Esto - produce que el flujo en el entrehierro disminuya - con la frecuencia, de modo que las características torque-velocidad se modifican como en la figura - 2.6. Por medio de un apropiado control de la frecuencia de rotor f_2 , en un sistema de deslizamiento controlado, el torque de salida puede hacerse - variar inversamente con la velocidad, proporcionan

do así un rango de operación limitado con caballos de potencia constante. Esto corresponde con la o peración con debilitamiento del campo de un motor de c.d. en derivación.

En general, el torque del motor de inducción a deslizamientos pequeños esta dado por:

$$T = K \Phi^2 \delta_2 \quad (2.18)$$

$$\text{y por lo tanto, } T \approx K \left[\frac{V_1}{\delta_1} \right]^2 \delta_2 \quad (2.19)$$

Para un voltaje de estator V_1 , y una frecuencia - de rotor δ_2 , constantes, el torque decrece con el cuadrado de la frecuencia de la fuente, δ_1 . Sin embargo, si δ_2 se incrementa linealmente con δ_1 , el torque será inversamente proporcional a la frecuencia de la fuente. Esto significa que el torque de salida varía aproximadamente con el inverso de la velocidad, y por lo tanto se obtiene una característica de caballos de potencia constante. El límite de velocidad superior está determinado por el valor máximo de la frecuencia de rotor. En la práctica, la frecuencia de rotor está limitada a aproximadamente la mitad de la frecuencia de ruptu ra en el límite de velocidad máxima. Una opera -

ción más cercana al punto de ruptura produce corrientes incrementadas con pérdidas de cobre aumentadas, sin un incremento significativo en el torque de salida. Esto limita el rango de operación con caballos de potencia constante a aproximadamente 2.5 veces la velocidad base.

Una característica de caballos de potencia constante también puede obtenerse, operando con una frecuencia de deslizamiento constante y controlando el voltaje y la frecuencia del estator juntos, de modo que el torque requerido sea desarrollado. De nuevo, la ecuación (2.18),

$$T = K \Phi^2 \delta_2$$

V_1 , para un valor fijo de δ_2 ,

$$T \propto \Phi^2 \propto \left[\frac{V_1}{\delta_1} \right]^2 \quad (2.20)$$

Si se hace que V_1^2 sea proporcional a δ_1 , el torque resultará inversamente proporcional a δ_1 , y se obtiene una salida con caballos de potencia constante. Así, la variación de voltaje es proporcional a la raíz cuadrada de la variación de frecuencia. Este tipo de control se comporta como un motor de c.d. serie con control de velocidad por

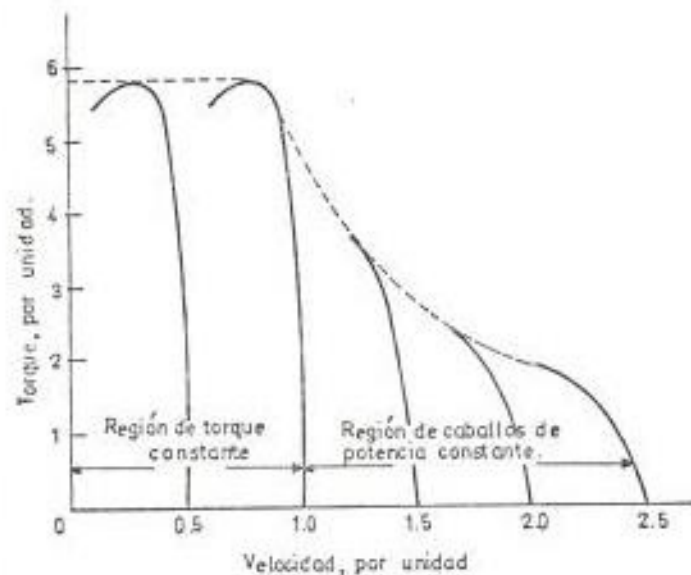


FIGURA 2.6. Características torque-velocidad típicas para operación a frecuencia variable del motor de inducción.

TABLA 1. COMPONENTES DE F.M.M. DE UN DEVANADO DE ARMADURA TRIFÁSICO.

Orden de los armónicos del espacio, h	Orden de los armónicos de tiempo, k						
	1	3	5	7	9	11	13
1	+1	-	-5	+7	-	-11	+13
3	-	± 1	-	-	± 3	-	-
5	-1/5	-	+1	-7/5	-	+11/5	-13/5
7	+1/7	-	-5/7	+1	-	-11/7	+13/7
9	-	$\pm 1/3$	-	-	± 1	-	-
11	-1/11	-	+5/11	-7/11	-	+1	-13/11
13	+1/13	-	-5/13	+7/13	-	-11/13	+1
15	-	$\pm 1/5$	-	-	$\pm 3/5$	-	-

medio de variación del voltaje del motor. Para aplificaciones en tracción que requieren operación - con caballos de potencia constante en un amplio - rango de velocidad, se puede usar este método a bajas velocidades, y el método de voltaje constante a velocidades más altas.

2.1.5. Funcionamiento transiente del motor de inducción de frecuencia controlada (7).

El desarrollo de convertidores de frecuencia estáticos para aplicaciones de control de velocidad, ha llevado a un crecido interés en el funcionamiento transiente del motor de inducción alimentado desde una fuente de frecuencia variable. Un conjunto general de ecuaciones que son válidas para condiciones transientes y de estado estable, pueden ser derivadas de un modelo simplificado del motor de inducción. Este modelo tiene distribuciones de f.m.m. y densidad de flujo sinusoidales, y no tiene saturación magnética, histéresis ni pérdidas por corrientes de Eddy. Sin embargo, a despecho de estas simplificaciones, las ecuaciones diferenciales resultantes son no-lineales y algo complicadas, por lo que es difí-cil obtener analíticamente una solución general. Usualmente, se ha usado un computador analógico para simular las ecuaciones de la máquina o se ha obtenido una solución numérica en un computador digital.

Las soluciones obtenidas de estas maneras, han demostrado - que la velocidad del motor puede ser cambiada rápida y efi - cientemente, por medio de variar uniformemente en el tiempo la frecuencia de la fuente manteniendo los voltios/hertz cons - tantes. En estas condiciones, un arranque desde el reposo - puede ser logrado más rápidamente que por la usual aplica - ción de potencia a la frecuencia nominal. Las corrientes de la máquina son también más pequeñas, pero la tasa óptima de cambio de frecuencia depende de la inercia de la carga. Una inversión de velocidad completa desde plena velocidad en una dirección, a plena velocidad en la dirección opuesta, tam - bién toma un tiempo más corto y tiene pérdidas menores, cu - ando el voltaje y la frecuencia son variados uniformemente con el tiempo . Cuando se usa el método de obstrucción (plugg - ing) usual, la secuencia de fases del voltaje de la fuente - es súbitamente invertida, cambiando por lo tanto la direc - ción de rotación del campo. Mientras el motor es traído al reposo, la energía cinética en las masas rotativas se disipa como pérdidas en el circuito del rotor, y esto puede dar ori - gen a problemas de calentamiento. Cuando el voltaje y la - frecuencia se reducen uniformemente, el motor es traído al - reposo por medio de un frenado regenerativo, ya que la fre - cuencia de la fuente es reducida más rápidamente que la velo - cidad del rotor, y la máquina opera con deslizamiento negati - vo. La energía cinética de las masas rotativas es por lo

tanto retornada a la fuente y no es disipada en el rotor.

El motor de inducción también presenta comportamiento oscila
torio que podría probarse como objecionable bajo condiciones
de operación de frecuencia variable. Si un motor de induc -
ción cargado ligeramente es llevado a su velocidad normal -
por una súbita aplicación de voltaje, se encuentra que la ve
locidad puede sobrepasar el valor síncronico y oscilar alre -
dedor del mismo por unos pocos ciclos antes que las condicio
nes de velocidad estable sean alcanzadas. Similares oscila -
ciones de velocidad se obtienen cuando el torque de carga es
súbitamente alterado, o el voltaje de la fuente es rápidamen -
te cambiado. Ha sido demostrado que el coeficiente de amorti -
guación para estas oscilaciones de velocidad es una fun -
ción de la frecuencia de la fuente. Cuando la frecuencia de
estator se reduce por debajo de su valor nominal, las oscila
ciones de velocidad se hacen más persistentes, y el coefi -
ciente de amortiguación tiene un valor mínimo a cierta fre -
cuencia reducida que depende de la inercia del sistema. Para
un motor de 50 ó 60 Hz normal, la amortiguación es mínima -
cuando la frecuencia de la fuente está entre 10 y 20 % de la
frecuencia nominal. Las oscilaciones ligeramente amortigua -
das que ocurren a estas frecuencias reducidas, dañan el fun
cionamiento del sistema a bajas velocidades. Los motores de
inducción pequeños, pueden aún hacerse inestables.

2.1.6. Operación de lazo cerrado.

La operación de lazo abierto de un motor de inducción a frecuencia variable proporciona un sistema de velocidad variable satisfactorio cuando se requiere que el motor opere a velocidades estables por largos períodos. Cuando los requerimientos del conjunto incluyen aceleración y deceleración rápidas, un sistema de lazo abierto es insatisfactorio, puesto que la frecuencia de la fuente no puede ser variada muy rápidamente sin exceder la frecuencia de ruptura del rotor. Más allá del punto de ruptura, la corriente del rotor es grande, el factor de potencia es bajo y el torque de salida y la eficiencia son pequeños. Cuando es necesaria una respuesta dinámica rápida, métodos de realimentación de lazo cerrado son esenciales. La frecuencia de deslizamiento puede entonces ser controlada de modo que la operación siempre ocurra a un deslizamiento pequeño, resultando por lo tanto un alto torque con un alto factor de potencia y con bajas pérdidas. También es posible la optimización de las condiciones de la fuente para el motor. Esto significa que el voltaje y frecuencia del motor son ajustados a los valores que dan el torque de estado estable requerido, a la velocidad especificada con mínimas pérdidas en la máquina. En un sistema de lazo cerrado, las características del sistema pueden también ser modificadas por el uso de la realimentación. Así, el sistema puede ser diseñado para mante-

ner torque constante en un amplio rango de velocidad hasta el reposo. Alternativamente, el conjunto podría desarrollar una salida de caballos de potencia constante, como se ha explicado en la sección 2.1.4.

2.2. OPERACION CON FUENTES NO SINUSOIDALES [7]

Los convertidores estáticos de frecuencia generan una onda de voltaje de salida con un significativo contenido armónico. En esta sección el funcionamiento del motor con una fuente no-sinusoidal es comparado con la operación normal con una fuente sinusoidal. La componente fundamental del voltaje no-sinusoidal está supuesta a tener la misma amplitud como el voltaje sinusoidal nominal de la máquina.

2.2.1. Armónicos de f.m.m. en el entrehierro.

Una máquina trifásica de dos polos elemental, tiene tres bobinas en el estator, desplazadas 120° en el espacio, y excitadas por un sistema trifásico de corrientes que son desplazadas 120° en tiempo. En operación normal, cada bobina lleva una corriente sinusoidal que establece un campo magnético o f.m.m. pulsante. Puesto que los devanados de cada fase de una máquina real están usualmente distribuidos en un cierto número de ranuras en la superficie del hierro, la distribución espacial de la f.m.m. es no-sinusoidal. Sin embargo, la f.m.m. real puede ser resuelta en una componente fundamen

tal y una serie de armónicas espaciales impares. En este momento, solamente se considera la componente fundamental, y consecuentemente el entrehierro de la máquina tiene tres ondas de f.m.m. distribuidas sinusoidalmente y desplazadas 120° en el espacio. Mientras cada corriente de fase varía sinusoidalmente en el tiempo, la onda de f.m.m. correspondiente pulsa en magnitud, pero retiene su distribución sinusoidal en el espacio.

Si se denota por F_1 la amplitud de la onda de f.m.m. debida a la bobina 1 en algún instante, la distribución de f.m.m. en el espacio está dada por:

$$b_1 = F_1 \cos \theta \quad (2.21)$$

donde θ representa el desplazamiento angular en la superficie de la armadura, con el origen en el eje de la bobina 1. Según la corriente de la bobina varía sinusoidalmente, la amplitud F_1 varía proporcionalmente y se produce una onda de f.m.m. estacionaria. La amplitud instantánea F_1 está dada por:

$$F_1 = \hat{F}_1 \sin \omega t \quad (2.22)$$

donde \hat{F}_1 es el máximo valor de F_1 correspondiente a la corriente de pico de la bobina. Reemplazando la ecuación 2.22 en la 2.21, se obtiene la distribución espacial de f.m.m. debida a la bobina 1 en el tiempo t , como:

$$f_1 = \hat{F}_1 \cos \Theta \sin \omega t \quad (2.23)$$

Las f.m.m. debidas a las bobinas 2 y 3 están desplazadas - 120° y 240° en espacio y tiempo con relación a f_1 , y por lo tanto se tiene

$$f_2 = \hat{F}_1 \cos (\Theta - 2\pi/3) \sin (\omega t - 2\pi/3) \quad (2.24)$$

$$f_3 = \hat{F}_1 \cos (\Theta - 4\pi/3) \sin (\omega t - 4\pi/3) \quad (2.25)$$

La f.m.m. resultante en el entrehierro, se obtiene sumando - las contribuciones de las tres fases. Usando la relación - trigonométrica $\cos A \sin B = 1/2 \sin(A+B) - 1/2 \sin(A-B)$, y simplificando se obtiene:

$$f = 3/2 \hat{F}_1 \sin (\omega t - \Theta) \quad (2.26)$$

Esta expresión representa una distribución sinusoidal de - f.m.m. de amplitud constante, que gira con una velocidad an gular uniforme ω , en la dirección de Θ creciente, lo cual ve rifica el resultado familiar, que un devanado trifásico exc itado por corrientes trifásicas balanceadas, produce una onda de f.m.m. que gira a velocidad sincrónica.

2.2.1.1. F m.m. armónicas del tiempo.

Ondas armónicas del tiempo de f.m.m. son produci - das por armónicas de corriente en los devanados de fase. Por ejemplo, si se asume que las corrientes

de fase tienen una componente 5^{ta} armónica, consecuentemente cada fase establecerá una f.m.m. estacionaria que tiene la misma distribución espacial como la fundamental, pero pulsando a cinco veces la frecuencia de la fuente. La f.m.m. 5^{ta} armónica debida a la bobina 1 es por lo tanto,

$$\delta_1 = F_{1,5} \cos \theta \sin 5\omega t$$

donde $F_{1,5}$ es la amplitud pico de la f.m.m. fundamental en el espacio, debida a la 5^{ta} armónica de corriente. Similarmente,

$$\delta_2 = F_{1,5} \cos(\theta - 2\pi/3) \sin 5(\omega t - 2\pi/3)$$

$$\delta_3 = F_{1,5} \cos(\theta - 4\pi/3) \sin 5(\omega t - 4\pi/3)$$

La f.m.m. resultante se obtiene, como antes, sumando las tres contribuciones de f.m.m. Así,

$$\delta = 3/2 F_{1,5} \sin(5\omega t + \theta)$$

Esto confirma que una f.m.m. rotativa es producida por las corrientes de 5^{ta} armónica. La velocidad de rotación está dada por $d\theta/dt = -5\omega$. Esto significa que la onda se está moviendo a cinco veces la velocidad sincrónica en la dirección o puesta a la f.m.m. fundamental.

Similarmente, se puede mostrar que las corrientes de 7^{ma} armónica producen una f.m.m. giratoria - que se mueve a siete veces la velocidad sincrónica en la misma dirección como la fundamental. En general, corrientes armónicas de orden $K = 3n + 1$, donde $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, producen f.m.m. que giran hacia adelante, mientras que armónicas de orden $k = 3n + 2$ producen f.m.m. que giran hacia atrás. La velocidad de rotación de un campo armónico de tiempo es K veces la velocidad sincrónica.

2.2.1.2. f.m.m. armónicas del espacio.

En el análisis anterior, se ha asumido que cada corriente de fase establece una onda de f.m.m. fundamental en el espacio, y se ha ignorado la presencia de armónicas impares del espacio. De hecho, aún cuando el devanado polifásico es excitado por corrientes puramente sinusoidales, las distribuciones armónicas del espacio de f.m.m. debidas a las diferentes fases, se combinan para producir ondas de f.m.m. armónicas giratorias. Así, la f.m.m. - 5^{ta} armónica del espacio, debida a la corriente fundamental en la bobina 1, puede escribirse como:

$$\delta_1 = F_{5,1} \cos 5\theta \sin \omega t$$

Expresiones correspondientes pueden escribirse para δ_2 y δ_3 , y cuando los tres f.m.m. componentes se combinan, el resultado es:

$$\delta = 3/2 F_{5,1} \sin (\omega t + 5\theta)$$

Esto confirma la existencia de una f.m.m. de 5^{ta} armónica en el espacio, que gira hacia atrás a un quinto de la velocidad sincrónica. Similarmente, la 7^{na} armónica del espacio se puede mostrar que gira hacia adelante a un séptimo de la velocidad sincrónica.

Cuando corrientes armónicas están presentes en las fases de un devanado, las ondas de f.m.m. armónicas del tiempo y del espacio consideradas anteriormente, están presentes simultáneamente. La existencia de una armónica particular es confirmada sumando las contribuciones de las tres fases. Por ejemplo, las corrientes de 5^{ta} armónica en cada una de las tres fases, produce las siguientes f.m.m. de 7^{na} armónica en el espacio:

$$\delta_1 = F_{7,5} \cos 7\theta \sin 5\omega t$$

$$\delta_2 = F_{7,5} \cos 7(\theta - 2\pi/3) \sin 5(\omega t - 2\pi/3)$$

$$\delta_3 = F_{7,5} \cos 7(\theta - 4\pi/3) \sin 5(\omega t - 4\pi/3)$$

Las mismas que combinándose, producen:

$$\delta = 3/2 F_{7,5} \sin (5\omega t + 7\theta)$$

la existencia de una f.m.m. de 7^{ma} armónica en el espacio, que gira hacia atrás a cinco séptimos de la velocidad sincrónica, es por lo tanto, confir ma da.

Los resultados completos son sumariados en la ta bla 1, donde todas las velocidades son expresadas como múltiplos de la velocidad sincrónica que es denotada por +1. Un signo positivo significa que la onda gira en la misma dirección que la fundamen tal, y un signo negativo significa giro en la di rección hacia atrás. La primera fila de la tabla muestra las ondas de f.m.m. armónicas de tiempo. Estas son las ondas de f.m.m. fundamentales en el espacio, debidas a armónicas en las corrientes de fase. La primera columna muestra las ondas de f.m.m. armónicas del espacio, debidas a corrientes de fases fundamentales. El resto de la tabla muestra las armónicas del espacio hasta la décimoquinta, debidas a armónicas del tiempo hasta la décimo tercera. La mayoría de los convertidores no generan armónicas del tiempo pares y por eso han sido omitidas de la tabla.

2.2.1.3. Amplitud de las f.m.m. armónicas.

Para una forma de onda de voltaje aplicado particular, las amplitudes de las f.m.m. armónicas con relación a la fundamental, están determinadas por el arreglo del devanado usado. Para un devanado trifásico, la f.m.m. giratoria de h^a armónica en el espacio, debida a la k^a armónica en el tiempo de la corriente, es:

$$F_{h,k} = 2.7 \ k_{wh} \frac{1}{h} \frac{Nph}{P} I_k \text{ amperios vuelta por polo} \quad (2.27)$$

donde :

k_{wh} , es el factor de devanado de h^a armónica del espacio;

Nph , es el número de vueltas en serie por fase;

P , es el número de polos; e

I_k , es el valor rms de la corriente de k^a armónica.

Para la f.m.m. giratoria fundamental, $h = k = 1$ y la amplitud es:

$$F_{1,1} = 2.7 \ k_w \frac{Nph}{P} I_1 \text{ amperios vuelta por polo} \quad (2.28)$$

donde:

k_w , es el factor de devanado fundamental; e
 I_1 , es la corriente de fase rms fundamental.

La amplitud de la f.m.m. armónica, expresada como una fracción de la amplitud fundamental es:

$$\frac{F_{h,k}}{F_{1,1}} = \frac{k_{wh}}{k_w} \frac{1}{h} \frac{I_k}{I_1} \quad (2.29)$$

Para motores trifásicos normales bien diseñados, el factor de devanado armónico k_{wh} es mucho menor que k_w , y las ondas de f.m.m. armónicas del espacio tienen amplitudes despreciables. En el resto de esta sección, por lo tanto, la atención es confinada a las ondas de f.m.m. armónicas del tiempo, que tienen una distribución espacial fundamental.

2.2.2. Comportamiento armónico de motores de c.a.

Cuando un motor de c.a. es operado desde una fuente no-sinusoidal, el voltaje del estator puede ser analizado en una componente fundamental y una serie de armónicas. Si se desprecia la saturación magnética, el motor puede ser considerado como un dispositivo lineal, y el principio de superposición puede ser aplicado. Esto significa que el comportamiento del motor puede ser analizado independientemente para el

voltaje fundamental y para cada uno de los términos armónicos. La respuesta global al voltaje no-sinusoidal es entonces obtenida como una suma de las respuestas a las componentes individuales. Así, la corriente o torque netos del motor son iguales a las sumas de las contribuciones de corriente o torque de cada componente de voltaje en la forma de onda de la fuente. Es conveniente expresar la corriente y torque del motor en forma normalizada o por unidad; esto es, los valores actuales de corriente y torque son expresados como fracciones de la corriente y torque nominales del motor.

2.2.2.1. Circuitos equivalentes armónicos.

El circuito equivalente convencional por fase de un motor de inducción con una fuente sinusoidal se muestra en la figura 2.7.a) y es derivado en el capítulo 1. En este circuito las pérdidas del núcleo y los efectos de saturación son despreciados, y X_1 y X_2 son las reactancias de dispersión de estator y rotor a la frecuencia de la fuente. X_m es la reactancia de magnetización correspondiente.

El deslizamiento del rotor con respecto al campo giratorio fundamental es denotado por s_1 , y por tanto:

$$s_1 = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad [2.30]$$

donde n_1 es la velocidad sincrónica del campo giratorio, y n es la velocidad actual del rotor.

La k^a armónica en las corrientes de fase produce una f.m.m. armónica del tiempo que gira hacia adelante o hacia atrás a la velocidad kn_1 . El deslizamiento del rotor en un campo armónico girando hacia adelante es:

$$s_k = \frac{kn_1 - n}{kn_1}$$

y, para un campo que gira hacia atrás:

$$s_k = \frac{kn_1 + n}{kn_1}$$

En general, por lo tanto:

$$s_k = \frac{kn_1 \mp n}{kn_1} \quad (2.31)$$

donde el signo negativo es válido para armónicos de secuencia positiva, y el signo positivo se aplica a los armónicos de secuencia negativa.

El deslizamiento armónico s_k , es expresado en términos de s_1 , eliminando n de las ecuaciones 2.30 y 2.31. Esto da,

$$s_k = \frac{(k+1) \cdot s_1}{k} \quad (2.32)$$

El circuito equivalente fundamental de la figura 2.7.a), puede ser adaptado para las k^{ta} armónicas de voltaje y corriente, como se muestra en la figura 2.7.b). El deslizamiento armónico s_k , es sustituido en vez del deslizamiento fundamental s_1 , y todas las reactancias inductivas son incrementadas por un factor k . Las resistencias de estator y rotor son también más grandes debido al efecto skin a la frecuencia armónica. Estrictamente hablando, la inductancia de dispersión del rotor es también modificada por el efecto skin, y esto debe tomarse en cuenta en cálculos precisos.

Puede ser verificado por medio de la ecuación 2.32 que hay una muy pequeña variación en s_k para operación normal del motor. Si la velocidad del motor varía desde la velocidad sincrónica hasta el reposo, el deslizamiento fundamental s_1 , varía de 0 a 1, pero el deslizamiento de 5^a armónica s_5 , solamente varía de 1.2 a 1. La variación correspondiente en s_7 es de 0.857 a 1, y para armónicas más altas, s_k es aún más cercano a la unidad. El circuito equivalente armónico de la figura 2.7.b), puede ser simplificado como se muestra en la figu-

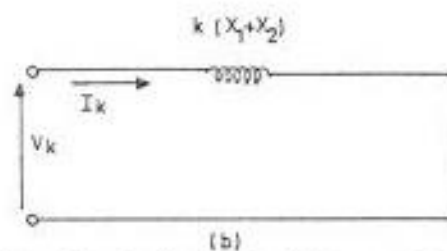
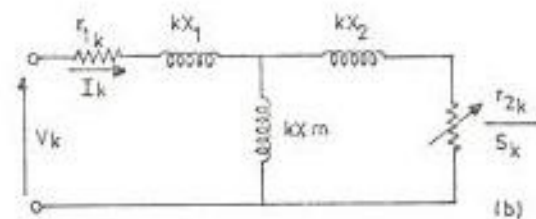
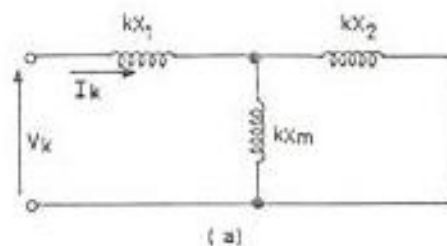
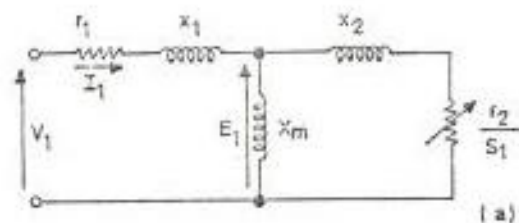


FIGURA 2.7. Diagramas de circuitos equivalentes de motores de inducción, a) A la frecuencia fundamental. b) A la frecuencia armónica k del tiempo.

FIGURA 2.8. Circuitos equivalentes aproximados para las armónicas de corriente.

ra 2.8.a) removiendo las resistencias. Esto se justifica por el hecho que las reactancias inductivas se incrementan linealmente con la frecuencia, mientras que el incremento en las resistencias de estator y rotor debido al efecto skin es menos que lineal. Puesto que s_p es aproximadamente 1, las resistencias del circuito pueden despreciarse en comparación con la reactancia a las frecuencias armónicas. Una simplificación adicional es posible como en la figura 2.8.b); puesto que la reactancia de magnetización en derivación es mucho mayor que la reactancia de dispersión del rotor, puede ser omitida. La impedancia del motor a las corrientes armónicas es, por lo tanto, aproximadamente $k(X_1 + X_2)$, donde X_1 y X_2 son las reactancias de dispersión de estator y rotor a la frecuencia fundamental de la fuente.

Las armónicas de corriente de estator de secuencia cero están en fase de tiempo, y consecuentemente no producen una onda de f.m.m. giratoria fundamental del espacio. Sin embargo, las corrientes de secuencia cero pueden establecer ondas de f.m.m. armónicas del espacio pulsantes en el entrehierro, y cada onda pulsante puede ser re

suelta en dos ondas giratorias, una hacia adelante y otra hacia atrás, como se indica en la tabla 1. Estas ondas de flujo inducen corrientes armónicas desiguales en el rotor móvil, y por lo tanto la presencia de corrientes de estator de secuencia cero pueden afectar al torque del motor.

La reactancia presentada al flujo de la k^{a} armónica de secuencia cero es kX_0 , donde X_0 es la reactancia de secuencia cero del estator a la frecuencia fundamental. Si X_0 es pequeña y el voltaje aplicado tiene una gran componente de secuencia cero, las corrientes de secuencia cero resultantes pueden producir pérdidas de cobre del estator significativas, y reducir seriamente la eficiencia del motor. Sin embargo, corrientes de secuencia cero pueden fluir solamente en un sistema conectado en estrella con el neutro conectado entre la fuente y la carga. En la práctica, la mayoría de los circuitos convertidores no generan voltajes de secuencia cero, pero si estos componentes están presentes, aislando la conexión del neutro, se logra que vean una impedancia de secuencia cero infinita.

2.2.2.2. Corrientes armónicas.

Puesto que s_k es cercano a la unidad en todas las velocidades del motor desde el reposo hasta el sincronismo, el circuito equivalente armónico de la figura 2.7.b) es prácticamente independiente de la velocidad del motor, y esto es enfatizado por los circuitos equivalentes aproximados derivados de él. Así, las corrientes armónicas permanecen constantes para todas las condiciones de operación del motor desde sin carga a plena carga, y aún hasta el reposo. La corriente de estator fundamental está determinada por la carga del motor, y como resultado el contenido armónico relativo de la corriente de la máquina es considerablemente mayor para operación con cargas ligeras, que para condiciones de plena carga o de arranque. Esto produce un incremento significativo en las pérdidas sin carga de la máquina, en comparación con la operación normal con ondas sinusoidales. Sin embargo, como se verá luego, la eficiencia de plena carga usualmente no es reducida excesivamente.

El circuito equivalente aproximado de la figura 2.8.b) es similar a aquel usado para cálculos nor

males con ondas sinusoidales en un motor de inducción con el rotor trabado, cuando la corriente del motor es también limitada por la reactancia de dispersión $(X_1 + X_2)$. El comportamiento en el reposo o en el arranque del motor de inducción en una fuente de ondas sinusoidales, es por lo tanto, una medida de su funcionamiento armónico. Si el motor absorbe una gran corriente de arranque, también absorberá grandes corrientes armónicas en una fuente no-sinusoidal.

Si se denota por V_k la k^a armónica componente del voltaje de la fuente, la armónica de corriente de estator correspondiente es $I_k = V_k/Z_k$, donde Z_k es la k^a armónica de la impedancia de entrada. Para armónicas de secuencia positiva y negativa, el circuito equivalente aproximado de la figura 2.8.b) es válido, y $Z_k = k(X_1 + X_2)$. Así,

$$I_k = \frac{V_k}{k(X_1 + X_2)} \quad (2.33)$$

Para armónicas de secuencia cero, $Z_k = kX_0$, e

$$I_k = \frac{V_k}{kX_0} \quad (2.34)$$

Estas fórmulas permiten una rápida evaluación de

las corrientes armónicas debidas a ondas de voltaje no sinusoidales, cuyo contenido armónico es conocido. Usualmente no hay armónicas de secuencia cero, ni armónicas pares, y por tanto la corriente armónica rms total está dada por:

$$\begin{aligned}
 I_{arm} &= \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + \dots + I_k^2 + \dots} \\
 &= \sqrt{\sum_5^{n_{max}} I_k^2} \quad (2.35)
 \end{aligned}$$

Si I_1 es la corriente rms fundamental del motor, la corriente de estator rms total, incluyendo la fundamental, es:

$$\begin{aligned}
 I_{rms} &= \sqrt{I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + \dots + I_k^2 + \dots} \\
 &= \sqrt{I_1^2 + I_{arm}^2} \quad (2.36)
 \end{aligned}$$

Para una forma de onda de voltaje dada, el contenido armónico relativo de la corriente de estator está íntimamente relacionado con la reactancia por unidad del motor $X_{p.u.}$. Esta es la reactancia de dispersión a la frecuencia fundamental, expresada como una fracción de la reactancia base, $X_{base} = V_n / I_{fl}$, donde V_n es el voltaje de fase de onda sinusoidal nominal, e I_{fl} es la corriente de ple

na carga nominal. Así,

$$\begin{aligned} X_{p.u.} &= \frac{|X_1 + X_2|}{X_{base}} \\ &= (X_1 + X_2) \frac{I_{fl}}{V_n} \\ &= \frac{I_{fl}}{I_s} \sin \phi_s \end{aligned} \quad (2.37)$$

donde I_s es la corriente de arranque fundamental y ϕ_s es el ángulo de factor de potencia en el arranque del motor.

Para las formas de onda de voltaje de seis escalones y doce escalones, la magnitud de un armónico de voltaje es inversamente proporcional al orden del armónico. Así, $V_k = V_1/k$, y la ecuación 2.33 da la armónica de corriente:

$$I_k = \frac{V_1}{k^2 |X_1 + X_2|} \quad (2.38)$$

Si el voltaje de fase fundamental V_1 , es igual al voltaje de ondas sinusoidales nominal, V_n , entonces la ecuación 2.37 da:

$$V_1 = V_n = (X_1 + X_2) \frac{I_{f\ell}}{X_{p.u.}}$$

y, sustituyendo esta expresión en la ecuación 2.38:

$$I_{k \text{ p.u.}} = \frac{I_k}{I_{f\ell}} = \frac{1}{k^2 X_{pu}} \quad (2.39)$$

donde $I_k \text{ p.u.}$ es la armónica de corriente por unidad, basada en la corriente de plena carga nominal.

Usando las ecuaciones 2.35 y 2.39 la corriente armónica por unidad rms total con una fuente de voltaje de seis escalones es evaluada en $0.046/X_{pu}$. Cálculos similares con una fuente de doce escalones dan un valor de $0.0105/X_{pu}$. Así, la corriente rms armónica es inversamente proporcional a la reactancia por unidad. La corriente de estator rms total a plena carga por unidad es $\sqrt{1 + (0.046/X_{pu})^2}$ para la forma de onda de seis escalones; y, $\sqrt{1 + (0.0105/X_{pu})^2}$ para la forma de onda de doce escalones. En la figura 2.9 la corriente de estator rms total es dibujada como una función de la reactancia por unidad. El incremento en la corriente rms es casi despreciable con una fuente

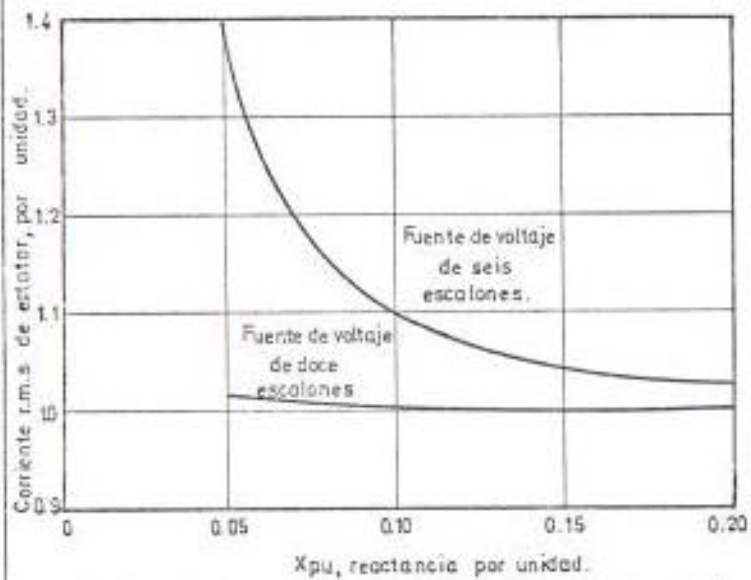


FIGURA 2.9. Corriente r.m.s. de estator como una función de la reactancia de dispersión por unidad del motor.

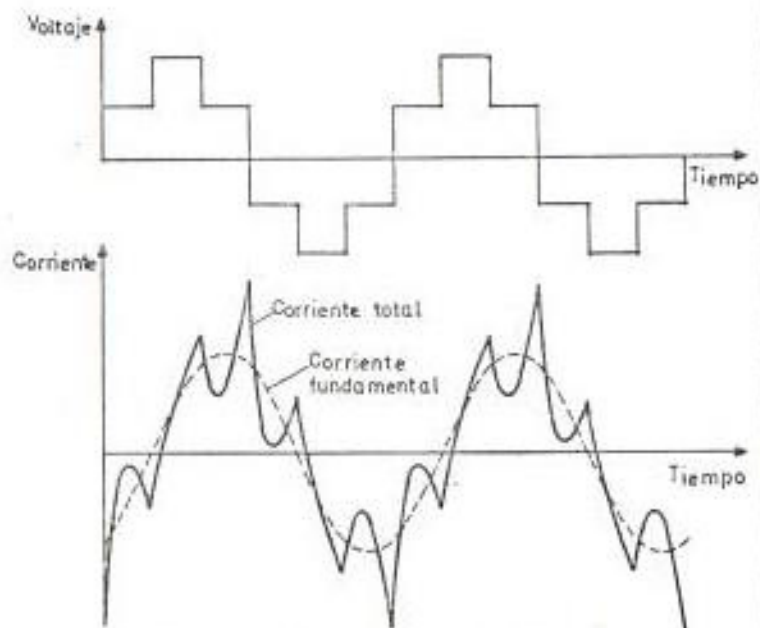


FIGURA 2.10. Voltaje y corriente de estator para un motor de c.a. con una fuente de voltaje de seis escalones.

de doce escalones, pero la onda de voltaje de seis escalones produce un incremento significativo, particularmente cuando la reactancia por unidad es pequeña. El motor de inducción polifásico usualmente tiene una reactancia por unidad en el rango de 0.1 a 0.2, y la corriente rms total a plena carga en una fuente de seis escalones es de 2 a 10 % mayor que la corriente fundamental.

La figura 2.10 muestra una forma de onda de corriente de fase de estator típica para un motor de c.a. con una fuente de voltaje de seis escalones. Esta forma de onda fue calculada para una reactancia por unidad de 0.1, asumiendo que la corriente fundamental, retrasa al voltaje fundamental por 60° . Este ángulo de fase fundamental es determinado por las condiciones de carga, y en el presente caso, corresponde a un factor de potencia fundamental de 0.5. La forma de onda de corriente correspondiente con una fuente de doce escalones se muestra en la figura 2.11.

La distorsión armónica no solamente incrementa el valor rms de la corriente de estator, sino que también produce grandes picos de corriente que incrementan el ciclo de conmutación en un converti-

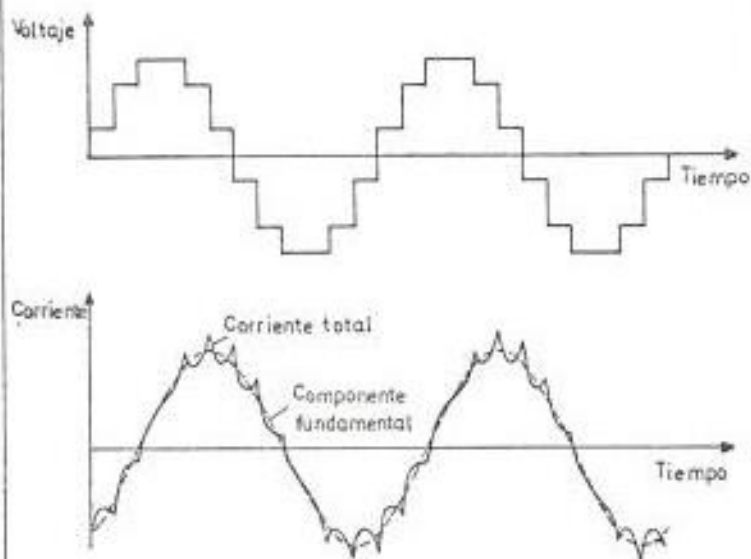


FIGURA 2.11. Voltaje y corriente de estator para un motor de c.a. con una fuente de voltaje de doce escalones.

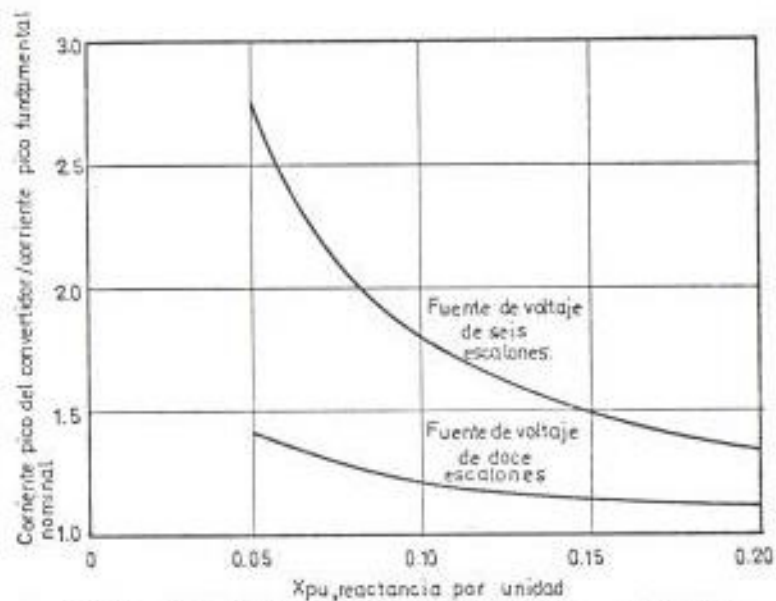


FIGURA 2.12. Corriente pico del convertidor, por unidad como una función de la reactancia de dispersión, por unidad del motor.

don estático. En la figura 2.12 la relación de la corriente pico del convertidor, a la corriente pico de plena carga fundamental, se ha dibujado en función de la reactancia por unidad. Estas características fueron derivadas teóricamente asumiendo un factor de potencia fundamental o factor de desplazamiento de 0.5. Con factores de desplazamiento más bajos, las corrientes pico del convertidor serán algo mayores.

2.2.3. Pérdidas de los motores en fuentes no sinusoidales.

Las pérdidas adicionales que están presentes en un motor de c.a. excitado desde una fuente no sinusoidal se consideran ahora. Para comparación con la operación normal desde una fuente sinusoidal de 50Hz, se presentan algunos valores numéricos típicos para la operación con voltajes de seis escalones con una frecuencia fundamental de 50Hz. Las pérdidas armónicas son significativamente reducidas con una forma de onda de doce escalones o una forma de onda de ancho modulado de pulso múltiple (m.p.w.). Por otra parte, métodos de modulación del ancho de pulso elementales con solamente dos a cuatro pulsos por medio ciclo, tendrán un contenido armónico mayor y correspondientemente pérdidas armónicas mayores. En tales sistemas, pueden ser requeridos inductores en serie en los terminales del estator a fin de reducir la distorsión de

corriente.

2.2.3.1. Pérdidas de cobre en el estator.

La presencia de corrientes armónicas en el devanado de estator produce pérdidas $I^2 R$ incrementadas. Cuando se desprecia el efecto skin, las pérdidas de cobre del estator con una fuente no sinusoidal son proporcionales al cuadrado de la corriente rms total. Si m_1 es el número de fases del estator y r_1 es la resistencia del estator por fase, las pérdidas de cobre del estator son

$$P_1 = m_1 I_{rms}^2 r_1$$

Sustituyendo I_{rms} de la ecuación 2.36, se tiene

$$P_1 = m_1 (I_1^2 + I_{arm}^2) r_1 \quad (2.40)$$

donde el segundo término representa las pérdidas de cobre armónicas. Se ha encontrado experimentalmente que la presencia de corrientes armónicas también incrementa ligeramente el término fundamental, debido a una corriente de magnetización incrementada. Este efecto se atribuye a la saturación incrementada de las trayectorias de flujo de dispersión

en la presencia de corrientes armónicas y sus flujos de dispersión asociados.

2.2.3.2. Pérdidas de cobre en el rotor

La asunción de una resistencia constante a las frecuencias armónicas es justificada para los devanados de estator de alambre delgado, pero la resistencia de c.a. del rotor en los motores de inducción, es considerablemente incrementada por el efecto skin, particularmente en el caso de rotores de barras profundas. En los motores sincrónicos y asíncrónicos, la 5^a armónica de f.m.m. que gira hacia atrás y la 7^a armónica que gira hacia adelante, inducirán corrientes en el rotor de seis veces la frecuencia fundamental, ó de 300 Hz en el caso de una fuente de 50 Hz. Similarmente, las 11^a y 13^a armónicas inducirán corrientes de doce veces la frecuencia fundamental, ó 600Hz. A estas frecuencias armónicas, la resistencia del rotor es mucho mayor que el valor de c.d.; el incremento real, dependiendo de la forma geométrica de la sección del conductor y de la ranura del rotor en la cual está colocado. Se han publicado curvas que dan el factor de incremento de la resistencia. Para un conductor de cobre rectangular de 0.5 pulgadas de

profundidad, en una ranura del rotor también rectangular, la relación de la resistencia de c.a. a la de c.d. a 50 Hz, es aproximadamente 1.5; a 300 Hz la relación es 2.6; y a 600 Hz es de 3.7. A frecuencias más altas la relación se incrementa como la raíz cuadrada de la frecuencia.

Puesto que la resistencia del rotor es una función de la frecuencia armónica, las pérdidas de cobre del rotor son calculados independientemente para cada armónica. En general, para la k^{a} armónica:

$$P_{2k} = m_1 |I_{2k}|^2 r_{2k} \quad (2.41)$$

donde I_{2k} es la k^{a} armónica de la corriente de rotor, y r_{2k} es la resistencia de rotor correspondiente, corregida por el efecto skin. Las pérdidas de cobre armónicas totales, son obtenidas de la suma de las contribuciones armónicas. En muchos motores de inducción, las pérdidas de cobre adicionales del rotor debidas a las corrientes armónicas son la causa principal de la eficiencia reducida en fuentes no sinusoidales.

2.2.3.3. Pérdidas armónicas en el núcleo.

Las pérdidas en el núcleo de una máquina también

son incrementadas por la presencia de armónicos - en la fuente de voltaje. Según se ha explicado, una onda de f.m.m. armónica del tiempo es establecida en el entrehierro por cada corriente armónica del estator. Estas ondas de f.m.m. armónicas del tiempo tienen el mismo número de polos que el campo fundamental, pero giran hacia adelante o hacia atrás a un múltiplo de la velocidad fundamental. La f.m.m. resultante en el entrehierro en cualquier punto es debida al efecto combinado de las ondas de f.m.m. fundamental y armónicas del tiempo. Un análisis detallado muestra que el pico de la densidad de flujo rotativo no es constante alrededor del entrehierro, sino que puede ser mayor o menor que el valor fundamental. Con una forma de onda de voltaje de seis escalones trifásica, el pico de la densidad de flujo es aproximadamente 10 % más grande que el valor fundamental, pero el incremento total en las pérdidas del núcleo debido a las armónicas del tiempo es una parte despreciable de las pérdidas de hierro totales. Las pérdidas del núcleo debidas a flujos armónicos del espacio son también despreciables, pero los flujos de dispersión de extremo y de dispersión oblicua, que normalmente contribuyen a las

pérdidas por carga desviada, pueden producir pérdidas del núcleo apreciables a las frecuencias armónicas. La pérdida de dispersión de extremo es la pérdida por corrientes de Eddy en el extremo de las laminaciones debidas al flujo de dispersión que entra en las laminaciones en dirección axial. El efecto de dispersión de extremo está presente en ambos devanados de estator y de rotor, y la pérdida de extremo está presente en ambos miembros. El efecto de dispersión oblicua está presente solamente en motores jaula de ardilla en los cuales las ranuras del rotor están oblicuas con respecto a las ranuras del estator. Esta construcción resulta en una diferencia de fase variable a lo largo de la longitud del núcleo entre las f.m.m. del estator y rotor. Si las f.m.m. de los conductores del estator y rotor se balancean entre sí en el centro del núcleo, hay una f.m.m. en el entrehierro resultante en dirección radial. Esta f.m.m. oblicua es máxima en los extremos del núcleo y establece un flujo de dispersión oblicuo que produce pérdidas en el núcleo y dientes del estator y rotor.

2.2.3.4. Eficiencia del motor.

La magnitud de las pérdidas armónicas, obviamente

depende del contenido armónico del voltaje aplicado. Armónicos de voltaje grandes producen pérdidas incrementadas y reducen la eficiencia de la máquina. Sin embargo, la mayoría de los convertidores estáticos no generan armónicos de orden menor que el quinto y los armónicos de orden superior tienen amplitudes pequeñas. Para tales formas de onda, la reducción en la eficiencia del motor no es seria. Las varias pérdidas de una máquina, han sido evaluadas, y los cálculos verificados experimentalmente, para el caso de un motor de inducción alimentado con un voltaje de seis escalones trifásico a 50 Hz, y cuya componente fundamental es igual al voltaje de onda sinusoidal nominal de la máquina. Para un motor de inducción de potencia media típico, la corriente rms de plena carga es aproximadamente 4 % mayor que el valor fundamental. Si el efecto skin es despreciado la pérdida de cobre es proporcional al cuadrado de la corriente rms total, y la pérdida de cobre armónica es por lo tanto 8 % de la pérdida fundamental. Permitiendo un incremento promedio de tres veces en la resistencia del rotor debido al efecto skin, la pérdida de cobre armónica en el motor puede ser estimada conservativamente en 24 % de la pérdida funda

mental. Si las pérdidas de cobre constituyen el 50 % de las pérdidas totales de la máquina, se producirá por lo tanto un incremento de 12 % en las pérdidas totales de la máquina.

El incremento de las pérdidas del núcleo es menos predecible, cuando éstas son influenciadas por la construcción de la máquina y los materiales magnéticos usados. Si el contenido armónico de alto orden del voltaje del estator es relativamente bajo, como en la onda de seis escalones, las pérdidas armónicas del núcleo no deberán exceder de 10 %. Si las pérdidas del hierro, más las pérdidas por carga desviada constituyen aproximadamente 40 % de las pérdidas de la máquina, entonces la contribución armónica a las pérdidas totales de la máquina es solamente de 4 %. Las pérdidas de fricción y ventilación no son afectadas y, consecuentemente, el incremento global en las pérdidas del motor es menor que 20 %. Si el motor tiene una eficiencia normal de 90 % en una fuente sinusoidal de 50 Hz, la presencia de armónicos incrementa las pérdidas de la máquina de 10 % a 12 %, y la eficiencia del motor cae por solamente 2 %.

Si el contenido armónico de la forma de onda del -

voltaje aplicado es significativamente mayor que aquél de la onda de seis escalones, las pérdidas armónicas del motor pueden ser considerablemente incrementadas y pueden ser mayores que las pérdidas fundamentales. En tales casos puede ser necesario, usar un voltaje de doce escalones para una operación satisfactoria. En el motor de inducción, las corrientes y pérdidas armónicas son prácticamente independientes de la carga, y las pérdidas armónicas del tiempo pueden ser determinadas comparando las pérdidas sin carga con fuentes sinusoidales y no sinusoidales.

2.2.4. Torques armónicos.

La presencia de ondas de f.m.m. armónicas del tiempo en el entrehierro produce torques armónicos adicionales en el rotor. Estos torques son de dos tipos: torques armónicos estables y torques armónicos pulsantes.

2.2.4.1. Torques armónicos estables.

Torques estables o constantes son desarrollados debido a la reacción de los flujos armónicos en el entrehierro con corrientes armónicas del mismo orden en el rotor. Sin embargo, estos torques armó-

nicos estables son una muy pequeña fracción del torque nominal, y tienen un efecto despreciable en el funcionamiento del motor. Esto puede verificarse calculando la contribución de torque del circuito equivalente armónico, de igual manera como el torque fundamental es derivado del circuito equivalente fundamental.

Del circuito equivalente para la k^{a} armónica de la figura 2.7.b),

$$T_k = \frac{P_{m1}}{2\pi k f_1} (I_{2k})^2 \left(\frac{2k}{s_k} \right) \quad (2.42)$$

donde T_k es el torque de k^{a} armónica.

Para operación normal de plena carga cerca de la velocidad de sincronismo, el deslizamiento fundamental s_1 es pequeño, y la ecuación 2.32 que da el deslizamiento armónico, puede escribirse como

$$s_k = \frac{k + 1}{k}$$

Por lo tanto:

$$T_k = \frac{P_{m1}}{2\pi f_1} (I_{2k})^2 \frac{2k}{(k + 1)} \quad (2.43)$$

donde, un torque armónico hacia adelante es positivo, y un torque hacia atrás es negativo. Las corrientes de rotor aproximadas de la figura 2.8.b) pueden ser usadas en la ecuación 2.43, pero la resistencia del rotor r_{2k} debe ser corregida por el efecto skin a la frecuencia armónica. El torque electromagnético resultante se obtiene por una suma algebraica de los torques fundamental y armónicos. Estos cálculos han sido efectuados para un motor de inducción de 2.0 HP operando desde una fuente de seis escalones a 50 Hz, y el torque de 5^a armónica resultó ser solamente 0.125 % del torque fundamental. Este resultado fue obtenido asumiendo un incremento de tres veces en la resistencia del rotor debido al efecto skin a la frecuencia armónica. Así, el torque de 5^a armónica es despreciable, y las contribuciones de torque por las armónicas de orden más alto son aún menores. Adicionalmente, el pequeño torque debido a la 5^a armónica de secuencia negativa está en dirección opuesta al torque hacia adelante desarrollado por la 7^a armónica de secuencia positiva. El efecto combinado de las 5^a y 7^a armónicas es, por lo tanto, producir un muy pequeño torque negativo opuesto al torque fundamental del motor. Esto también se aplica

a las 11^a y 13^a armónicas, y el efecto global de las armónicas de la fuente es una muy ligera reducción en el torque estable fundamental desarrollado por el motor.

2.2.4.2. Torques armónicos pulsantes.

Torques pulsantes con un valor medio de cero son producidos por la reacción de flujos armónicos giratorios con corrientes de rotor armónicas de orden diferente. El torque pulsante principal se produce de la interacción entre el flujo giratorio fundamental y las corrientes de rotor armónicas. Las corrientes de estator de 5^a armónica, forman un sistema de secuencia negativa y producen una f.m.m. fundamental del espacio que gira a cinco veces la velocidad sincrónica en dirección opuesta al flujo fundamental. Las corrientes de rotor inducidas por este campo armónico reaccionan con el flujo giratorio fundamental para producir un torque pulsante a seis veces la frecuencia fundamental, ya que la velocidad relativa de la onda debida a las corrientes del rotor con respecto a la onda fundamental es seis veces la velocidad sincrónica.

Las corrientes de estator de 7^a armónica también producen un torque pulsante a seis veces la frecuencia fundamental. La 7^a armónica tiene una secuencia de fase positiva y por lo tanto produce un campo giratorio armónico del tiempo a siete veces la velocidad sincrónica en la misma dirección como el campo fundamental. La velocidad relativa entre el campo fundamental y el campo de 7^a armónica es nuevamente seis veces la frecuencia fundamental, y los dos torques pulsantes a seis veces la frecuencia fundamental se combinan para producir una fluctuación en el torque electromagnético desarrollado por el motor. Similarmente, las armónicas 11^a y 13^a producen un torque pulsante de 12^a armónica, pero el torque de 6^a armónica predomina en el caso de una fuente de seis escalones. Si un inversor de ancho de pulso modulado, con una baja frecuencia de switcheo es empleado, pueden ocurrir severas pulsaciones de torque a la frecuencia de switcheo. Sin embargo, en general no hay alteración en el torque de estado estable del motor, ya que los torques pulsantes tienen un valor promedio cero, aunque su presencia causa que la velocidad angular del rotor varíe durante una revolución. A veloci

dades muy bajas, la rotación del motor toma lugar con una serie de saltos o pasos, de modo que la presencia de los torques pulsantes pondría un límite inferior al rango útil de velocidad del motor. El punto al cual las pulsaciones de velocidad se hacen objeccionables en un sistema de velocidad variable depende de la inercia del sistema giratorio y de la naturaleza de la aplicación. Las pulsaciones de torque pueden ser reducidas, operando el motor con una forma de onda de voltaje mejorada, tal como una onda de doce escalones. Incrementar el número de fases del estator también reduce la amplitud de las pulsaciones de torque.

Puesto que el flujo fundamental y las corrientes armónicas del rotor son prácticamente independientes de las condiciones de carga, la amplitud de los torques pulsantes es también independiente de la carga. Para motores de inducción operando desde una fuente trifásica de seis escalones, el torque pulsante de pico es típicamente alrededor de 10 % del torque de plena carga. La variación instantánea del torque electromagnético durante un ciclo de la frecuencia de la fuente se muestra en la figura 2.13 para un motor de inducción de 2.0 HP o

perando desde una fuente de voltaje de seis escalones, a 50 Hz y con un voltaje fundamental igual al voltaje sinusoidal nominal de la máquina. Estas formas de onda de torque fueron obtenidas usando una simulación digital del motor de inducción.

2.2.5. Inestabilidad del motor.

Cuando los motores de c.a. son operados desde fuentes de frecuencia variable, puede ocurrir inestabilidad del sistema para ciertos rangos de frecuencia y condiciones de carga críticas. Máquinas que son perfectamente estables en un sistema infinito, pueden hacerse inestables con un convertidor como fuente, y máquinas que son estables cuando se operan individualmente, pueden hacerse inestables cuando varios motores son operados simultáneamente como un conjunto de grupo. Las causas de esta inestabilidad han sido investigadas, y las dos causas que se han descubierto son: a) inestabilidad de baja frecuencia inherente en el motor, y b) inestabilidad debida a la interacción entre el motor y el convertidor.

La respuesta transiente del motor de inducción se hace más oscilatoria cuando se reduce la frecuencia de la fuente, pero un motor normal, usualmente no se hace inestable en un

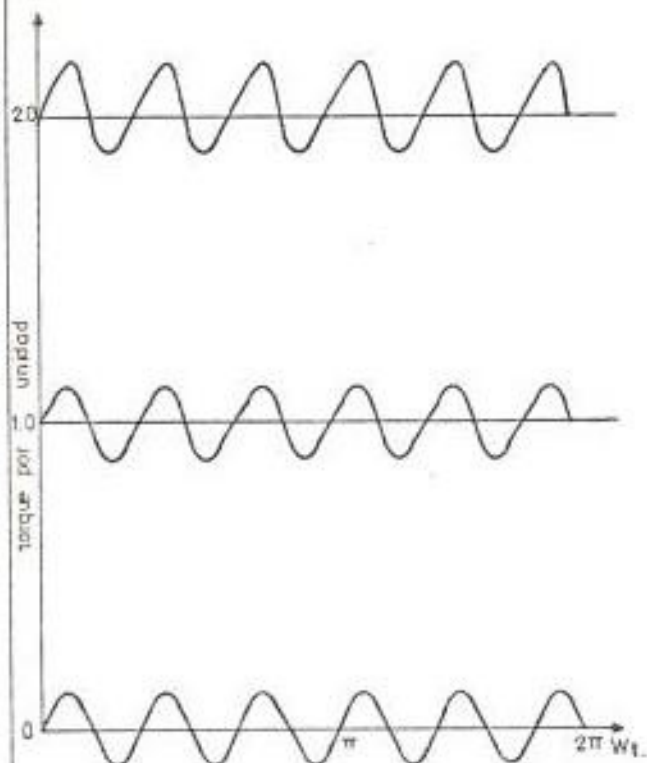


FIGURA 2.13. Torques pulsantes de un motor de inducción, en vacío, torque nominal y dos veces el torque nominal, con una fuente de voltaje de seis escalones.

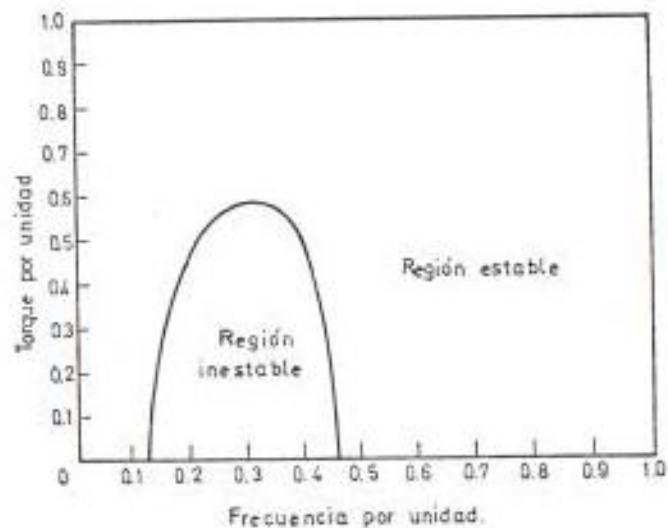


FIGURA 2.14. Límites de estabilidad para un sistema de un motor de c. a. alimentado desde un convertidor.

sistema infinito. Sin embargo, motores pequeños con una ba
ja constante de inercia pueden ser inestables. La estabili
dad del motor de inducción puede ser mejorada reduciendo la
reactancia de magnetización e incrementando las resisten -
cias del estator y rotor.

Inestabilidad debida a la interacción entre el motor y el -
convertidor se produce cuando el convertidor que alimenta -
al motor de velocidad variable tiene una impedancia finita.
La impedancia puede ser introducida por medio de un trans -
formador o de un filtro. La inestabilidad del sistema u
sualmente ocurre a frecuencias por debajo de 25 Hz, cuando
toma lugar un intercambio de energía entre la inercia del -
motor y la inductancia y capacitancia del filtro.

En un sistema de velocidad variable, la región de operación
inestable es normalmente confinada a un cierto rango de -
torque y frecuencia. Un diagrama torque-frecuencia puede -
ser elaborado como en la figura 2.14, en la cual la zona i
nestable es encerrada por el contorno. El contorno crítico
puede ser determinado usando los métodos clásicos de estabi -
lidad a un conjunto linealizado de ecuaciones de la máquina,
que sean válidas para pequeñas excursiones de frecuencia al
rededor de una frecuencia base fija. Se ha encontrado que
el tamaño de la región inestable es afectado por la inercia
del sistema, el amortiguamiento de la carga y los paráme -

tros eléctricos del motor y de la fuente de alimentación. El contenido armónico de la forma de onda del voltaje de estator, puede afectar ligeramente la estabilidad del sistema, particularmente si la inercia es pequeña. Sin embargo, la estabilidad del sistema, usualmente puede ser asegurada en el rango deseado de torque y velocidad, por una apropiada coordinación del motor y el convertidor. La alteración del valor de la capacitancia del filtro algunas veces proporciona un método práctico conveniente de eliminar la estabilidad.

Una modificación apropiada de los parámetros de la máquina, usualmente eliminará la inestabilidad en un sistema de frecuencia variable. Diseños especiales de motores de inducción también pueden ser usados para asegurar la estabilidad en el rango de trabajo. Sin embargo, el uso de diseños especiales puede ser antieconómico, y el funcionamiento y eficiencia de estado estable puede no ser tan bueno como en un motor normal. Por lo tanto, se han desarrollado técnicas alternativas, con las cuales se usan motores de c.a. estándar, y las oscilaciones del rotor son amortiguadas por medio de métodos de realimentación de lazo cerrado. Así, por ejemplo un motor de inducción alimentado desde un inversor puede ser estabilizado controlando la frecuencia del inversor, a partir de la f.e.m. del motor, o de la derivada

de la corriente del enlace de c.d.

2.3. ESPECIFICACIONES DE LOS MOTORES.

Los controles de estado sólido de los motores de c.a. usualmente emplean motores de inducción jaula de ardilla o motores de reluctancia. Motores estándar son usados frecuentemente aunque para un funcionamiento óptimo, a veces es necesario usar diseños especiales de motores. La coordinación del motor y de la fuente de potencia es el factor importante para obtener las características de operación requeridas y asegurar que el sistema permanezca estable para todas las condiciones de operación. Torques parásitos y pulsaciones de velocidad pueden también ser minimizados por una apropiada selección de los parámetros del sistema.

La velocidad de un motor de inducción jaula de ardilla normalmente está dentro de una pequeña desviación de la velocidad sincrónica, y esto es adecuado en muchas aplicaciones donde un control de velocidad muy preciso no es esencial. Si el voltaje y la frecuencia pueden ser reducidos para el arranque, las condiciones en línea directa normales no son aplicables, y el problema de la excesiva corriente de arranque no es válido. Por lo tanto, el motor de inducción es diseñado con una resistencia de rotor más pequeña que lo usual, y de esta manera se obtiene una regulación de velocidad de 1 a 2 %

desde la condición sin carga, a plena carga. Un funcionamiento mejorado puede lograrse empleando técnicas de compensación de deslizamiento en la cual la frecuencia del estator es incrementada, mientras se aplica carga al motor. Alternativamente, los métodos de lazo cerrado convencionales para control de velocidad pueden ser usados.

2.3.1. Pérdidas armónicas y dimensionamiento del motor.

Para la operación a frecuencia variable, no es factible filtrar la salida de un convertidor estático y, consecuentemente los efectos armónicos pueden ser significativos. Como se mostró en la sección 2.2, las corrientes armónicas tienen un efecto despreciable en el torque promedio desarrollado por el motor, pero también se desarrollan torques pulsantes, que producen un movimiento no uniforme del rotor a bajas velocidades. Así mismo, puede ocurrir inestabilidad del motor y también se produce un aumento en el ruido acústico debido a la magnetoestricción.

Como se ha dicho, un motor de inducción con un convertidor de frecuencia variable, deberá tener una resistencia de rotor pequeña a fin de reducir la regulación de velocidad y mejorar la eficiencia del motor bajo carga. Las pérdidas de cobre armónicas en el rotor, son una de las principales causas para reducir la eficiencia con fuentes no-sinusoida-

les, y un rotor con baja resistencia reducirá significativamente esta contribución a las pérdidas armónicas. El uso de una construcción no oblicua del rotor es también deseable a fin de eliminar la pérdida armónica por dispersión oblicua. El diseño de la máquina podría ser optimizado todavía más para pérdidas mínimas usando un computador digital, o bien las condiciones de la fuente de alimentación para un motor estándar podrían ser optimizadas para proporcionar el torque y velocidad deseada con pérdidas mínimas. Sin embargo, a frecuencias en exceso de 150 ó 200 Hz, las pérdidas del núcleo en una máquina estándar son usualmente excesivas, y esto pone un límite a la máxima frecuencia de operación.

Las pérdidas armónicas adicionales también deben tomarse en cuenta cuando se opera un motor de c.a. desde una fuente no sinusoidal. Como se mostró en la sección 2.2, la reducción en la eficiencia del motor usualmente no es excesiva, ya que el incremento en pérdidas es menor que 20 %. Sin embargo, a fin de evitar sobrecalentamientos, es necesario reducir los valores nominales de potencia continua y torque del motor. El subdimensionamiento requerido depende del grado de distorsión armónica. Con una forma de onda de voltaje de seis escalones, teniendo una componente fundamental igual al voltaje de onda sinusoidal nominal, la mayoría de los motores de c.a. toman una corriente rms total que no es más que 10%

mayor que la corriente de onda sinusoidal nominal. Esto produce un incremento de 20 % en las pérdidas de cobre del estator y la temperatura del motor es aproximadamente 5°C mayor que en una fuente de ondas sinusoidales. Como resultado, la potencia de utilización del motor debe ser igual a un 10 % - por abajo de su valor nominal. Con un motor de alta reactancia el subdimensionamiento es menor, y con una fuente de voltaje de doce escalones, la reducción de la potencia nominal del motor es usualmente despreciable.

Métodos de control de voltaje tales como control de desplazamiento de fase o modulación simple del ancho de pulso, producen excesivas armónicas a bajos voltajes de salida, y esto - necesita un subdimensionamiento considerable del motor de c.a., a menos que se tomen medidas para reducir el contenido armónico del voltaje o la corriente. Las corrientes armónicas son atenuadas diseñando el motor con grandes inductancias de dispersión, o insertando inductores externos en serie en las terminales de estator del motor. Así, la reactancia inductiva presentada a las corrientes armónicas es mayor que la presentada a la corriente fundamental, y por lo tanto se reduce la distorsión de corriente y se aumenta la eficiencia del motor. Sin embargo, también se reduce el torque de ruptura fundamental. Sistemas más complejos de modulación múltiple del ancho de pulso, en los cuales el ancho del pul-

so es modulado sinusoidalmente durante cada medio ciclo, tienen un contenido armónico reducido y no se requieren inductores serie auxiliares. Tales sistemas proporcionan una forma de onda de voltaje de salida, casi sinusoidal, pero los circuitos de control son más complejos y costosos.

2.3.2. Características de los motores a frecuencia variable.

La característica torque-velocidad de un motor de c.a. está determinada por la característica voltaje-frecuencia del convertidor estático. Una característica Voltios/Hertz constante, da una densidad de flujo en el entrehierro aproximadamente constante y mantiene un torque en el eje casi constante en el rango de velocidad. Así, un motor de 440 v, 50 Hz requiere 220 V a 25 Hz y 880 V a 100 Hz. Los efectos resistivos se hacen significantes a bajas frecuencias y el flujo en el entrehierro se reduce. A fin de mantener constante el torque de salida, los Voltios/Hertz del estator deben ser aumentados progresivamente cuando la frecuencia se reduce por debajo de 20 Hz. La elevación de Voltios/Hertz requerida, depende del tamaño y diseño de la máquina, pero un aumento de 10 % a 15 Hz, y un 20 % a 10 Hz, es típico.

Con una salida de torque constante, la potencia nominal de la máquina es proporcional a la velocidad, y una gran potencia será requerida a alta velocidad. Así, un motor que en

traga 5.0 HP a 1.000 rev./min., desarrollará 20.0 HP a 4.000 rev./min., con tal que el motor sea capaz de disipar las pérdidas de potencia extras. Una ventilación mejorada a altas velocidades, podría permitir densidades de corriente incrementadas. La potencia nominal de la máquina entonces incrementa más rápidamente que la velocidad, y son factibles entonces motores de alta potencia compactos, cuando es posible la operación a alta frecuencia. La corriente nominal a una velocidad particular, depende de los métodos de enfriamiento y el tipo de envoltura que se use. La ventilación reducida a bajas velocidades podría necesitar alguna reducción en la potencia del motor.

Para una salida de torque constante, el flujo del motor deberá ser mantenido a altas velocidades, incrementando el voltaje del estator linealmente con la frecuencia. El voltaje aplicado está limitado por el aislamiento del motor y por el voltaje de pico nominal de los tiristores en el circuito del convertidor. Con un motor de inducción, por lo tanto, se proporcionará un modo de operación de caballos de potencia constante, a velocidades por arriba del rango de torque constante, operando el motor con un voltaje terminal constante.

CAPITULO III

GENERADORES DE FRECUENCIA VARIABLE.

En los capítulos precedentes, se han analizado las características físicas y de funcionamiento de los diversos tipos de motores eléctricos. Se han estudiado las características del motor de inducción jaula de ardilla, en lo referente a costo, relación potencia/peso, valores nominales de velocidad, voltaje y corriente, bajo mantenimiento y facilidad de operación en condiciones ambientales adversas. Por otra parte, se ha visto que la única manera de obtener un método de variación de velocidad óptimo para los motores de inducción jaula de ardilla, es la variación de la frecuencia de la fuente de alimentación al mismo. Por lo tanto, en el presente capítulo se prestará atención a los métodos disponibles para generar potencia eléctrica de frecuencia variable.

La idea de usar una fuente de frecuencia variable para controlar la velocidad de los motores de c.a. no es nueva, y por muchos años se han empleado convertidores de frecuencia rotativos. Incluso ahora, se usan principalmente en sistemas multimotores en fábricas y en aplicaciones especiales donde una alta frecuencia de operación es escogida a fin de permitir el uso de motores de c.a. compactos. Sin embargo, los métodos de generación de potencia de c.a. de frecuencia variable a base de máquinas giratorias, están siendo ampliamente suplantados por métodos de conversión estáticos.

La provisión de una fuente de frecuencia variable por medio de conjuntos

Las máquinas rotativas o convertidores estáticos, es costosa. Consecuente-
mente, el alto costo del equipo de conversión de frecuencia siempre com-
pensa el ahorro en costos, debido al reemplazo del motor de c.d. por la
máquina jaula de ardilla más barata. Sin embargo, el convertidor de fre-
cuencia estático proporciona un sistema de frecuencia variable, cuyo fun-
cionamiento en términos de precisión y confiabilidad nunca antes ha sido
logrado, y el costo inicial es justificado por el mejorado funcionamiento
y bajos costos de operación. Los sistemas de frecuencia variable son par-
ticularmente atractivos en conjuntos multimotores, donde un gran número de
pequeños motores son alimentados simultáneamente con la misma frecuencia.
En tales aplicaciones, el costo del convertidor de frecuencia es justifica-
do por la reducción significativa en los costos de las máquinas, debido al
gran número de motores involucrados. Si se requiere que estos motores ope-
ren a velocidades cercanamente coordinadas, un sistema de frecuencia varia-
ble es altamente ventajoso, ya que los modernos convertidores estáticos de
frecuencia, pueden desarrollar una frecuencia de salida de extremada preci-
sión y gran estabilidad, llegándose a obtener fácilmente precisiones en la
variación de velocidad de 0.001 %, o mejores (7). Estos sistemas multimo-
tores se usan ampliamente en las industrias textiles, de fibras sintéticas,
químicas de papel, y en varias líneas de proceso donde una exacta coordina-
ción de velocidad es esencial a fin de mantener la calidad del producto.
En estas aplicaciones, la confiabilidad del sistema es también vital, ya
que una falla puede llevar a sustanciales pérdidas de producción. Esta
confiabilidad está asegurada con el convertidor de frecuencia estático y
el motor de c.a. sin escobillas. Los sistemas de frecuencia variable para

motores simples, se han usado cuando los métodos alternativos de control de velocidad no proporcionan suficiente precisión. También se han usado en ambientes industriales adversos, y en aplicaciones donde un motor con convertidor no es aceptable debido a los requerimientos de mantenimiento.

El convertidor de frecuencia estático incluye mucho circuito electrónico especializado, y su mantenimiento podría parecer dificultoso. Sin embargo, adoptando técnicas de construcción modular con unidades renovables, el circuito falloso puede ser fácilmente localizado y reemplazado. La reparación de la unidad fallosa puede ser efectuada por personal especializado en condiciones más favorables. La confiabilidad de los circuitos electrónicos puede ser mejorada empleando circuitos integrados monolíticos. Por otra parte, el tiristor que constituye el dispositivo básico, tiene vida limitada con tal que las especificaciones de los fabricantes no sean excesivas.

Cuando recién se desarrolló el tiristor, su costo era prohibitivo, pero ahora está bajando con el crecimiento de la producción. Por esta razón, los sistemas de control de velocidad de c.a. que usan convertidores estáticos de frecuencia, se están haciendo más competitivos con los métodos más establecidos. La prueba de esto, está en la amplia aplicación de tales equipos, y en el amplio rango de unidades, desde unos pocos KVA a varios cientos de KVA, que están ahora disponibles por varios fabricantes.

5.1. CONVERTIDORES ROTATIVOS.

Los convertidores de frecuencia rotativos o giratorios, pueden ser de dos tipos. Primero, en los que la frecuencia puede ser variada - continuamente; y, segundo, en los que la frecuencia se cambia a un valor fijo.

Un convertidor rotativo del primer tipo, puede consistir de un generador sincrónico movido a velocidad variable por medio de un motor - de c.d. Si la corriente de campo se mantiene constante, el alternador desarrolla una salida de voltaje y frecuencia variables, con la relación voltios/hertz constante, puesto que el voltaje de salida y la frecuencia son proporcionales a la velocidad. A bajas velocidades se incrementa la corriente de campo, elevando los voltios/hertz, para obtener un funcionamiento aceptable a baja frecuencia. El alternador con su motor principal pueden estar ubicados en una posición conveniente donde se pueda efectuar el mantenimiento del conmutador, y el motor de c.a. cuya velocidad se controla, puede estar - situado en localizaciones peligrosas o inaccesibles.

Los convertidores rotativos del segundo tipo, tienen aplicación en sistemas de distribución en los que la energía eléctrica tiene dos frecuencias, por ejemplo 25 Hz y 60 Hz. En los grandes sistemas urbanos, en los llamados sistemas de superpotencia que distribuyen la potencia combinada de diversas instalaciones generadoras considerablemente separadas, se emplean las dos frecuencias para alimentar ne

cesidades particulares de las cargas, por lo que entonces resulta ne
cesario o económicamente conveniente interconectar circuitos de dife-
rentes frecuencias con objeto de que los generadores de una de las
frecuencias, puedan utilizarse para ayudar a los de la otra frecuen-
cia.

El dispositivo más sencillo para lograr este objetivo, consiste en
dos máquinas sincrónicas con sus ejes directamente acoplados para -
funcionar a la misma velocidad, y cada una de ellas con el número a
decuado de polos para que correspondan con la frecuencia de la línea
a la cual se conectan. En general, si las frecuencias son f_1 y f_2 ,
y los respectivos números de polos P_1 y P_2 , la velocidad sincrónica
común n rpm, exige que:

$$\frac{120 f_1}{P_1} = \frac{120 f_2}{P_2} = n$$

O sea,

Si $f_1 = 60$ y $f_2 = 25$, se deduce que

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{60}{25} = \frac{12}{5} = \frac{24}{10}$$

En otras palabras, el número menor de polos que pueden emplearse con
estas frecuencias particulares es 24 para la máquina a 60 Hz, y 10 -
para la de 25 Hz. Dos máquinas sincrónicas acopladas mecánicamente
de esta forma, constituyen un convertidor sincrónico-síncrónico de fre -

cuencia.

La variación de la frecuencia desde un valor a otro, generalmente, - de un valor inferior a otro superior, puede también llevarse a efecto teniendo en cuenta el hecho de que el devanado del rotor de una máquina de inducción desarrolla f.e.m. y corrientes que tienen una frecuencia que difiere de la línea en una cantidad que depende del deslizamiento. En este caso, los circuitos primario y secundario, que llevan corrientes de frecuencias diferentes, se encuentran unidos por un campo magnético común; mientras que en el convertidor síncrono-síncrono de frecuencia los dos circuitos tienen circuitos magnéticos separados y distintos, y el enlace es totalmente mecánico. En ambos casos, se puede aplicar el término de convertidor de frecuencia (5).

5.1. CONVERTIDORES ESTÁTICOS.

El funcionamiento y confiabilidad de un sistema de c.a. de velocidad variable es mejorado si se reemplaza al convertidor de frecuencia rotativo por un método estático de generación de potencia de frecuencia variable. En general, los convertidores estáticos usan dispositivos tipo switch, los cuales están encendidos o apagados. En la condición de encendido, el dispositivo se aproxima a un switch cerrado ideal, teniendo caída de voltaje cero y una corriente que es determinada por el circuito externo. En la condición de apagado, el dispositivo se aproxima a un switch abierto ideal, que tiene una im

pedancia infinita bloqueando el flujo de corriente en el circuito. Además, la transición del estado de apagado al de encendido, puede lograrse por medio de una señal de control de baja potencia.

El rectificador de arco de mercurio con rejilla controlada y el tiratrón, tienen estas características, y muchos de los circuitos usados en estos días, fueron desarrollados originalmente usando estos dispositivos. Sin embargo, estos primeros circuitos no fueron lo suficientemente atractivos técnica y económicamente. En la figura 3.1, se muestra un diagrama de un ignitrón, nombre comercial de la válvula de arco de mercurio [5].

El desarrollo del tiristor, que es la contraparte semiconductor del tiratrón, y su disponibilidad en valores de alta potencia, han proporcionado un renovado interés por los métodos estáticos de generación de c.a. de frecuencia variable, debido a las mejoradas características del mismo, en comparación con las del tiratrón. El tiristor es un dispositivo de switcheo más eficiente, ya que la caída de voltaje en la condición de encendido es solamente alrededor de 1 V., en comparación con 20 V. o más para el tiratrón y las válvulas de arco de mercurio. Además, los tiempos de switcheo del tiristor son de un orden de magnitud mucho menor que los del tiratrón. Así, el reducido tiempo de apagado permite una reducción significativa en los dispositivos auxiliares necesarios para lograr la conmutación forzada. El tiristor es también un dispositivo más robusto, durable y compacto, aún con su disipador de calor asociado. Por tratarse de un dis

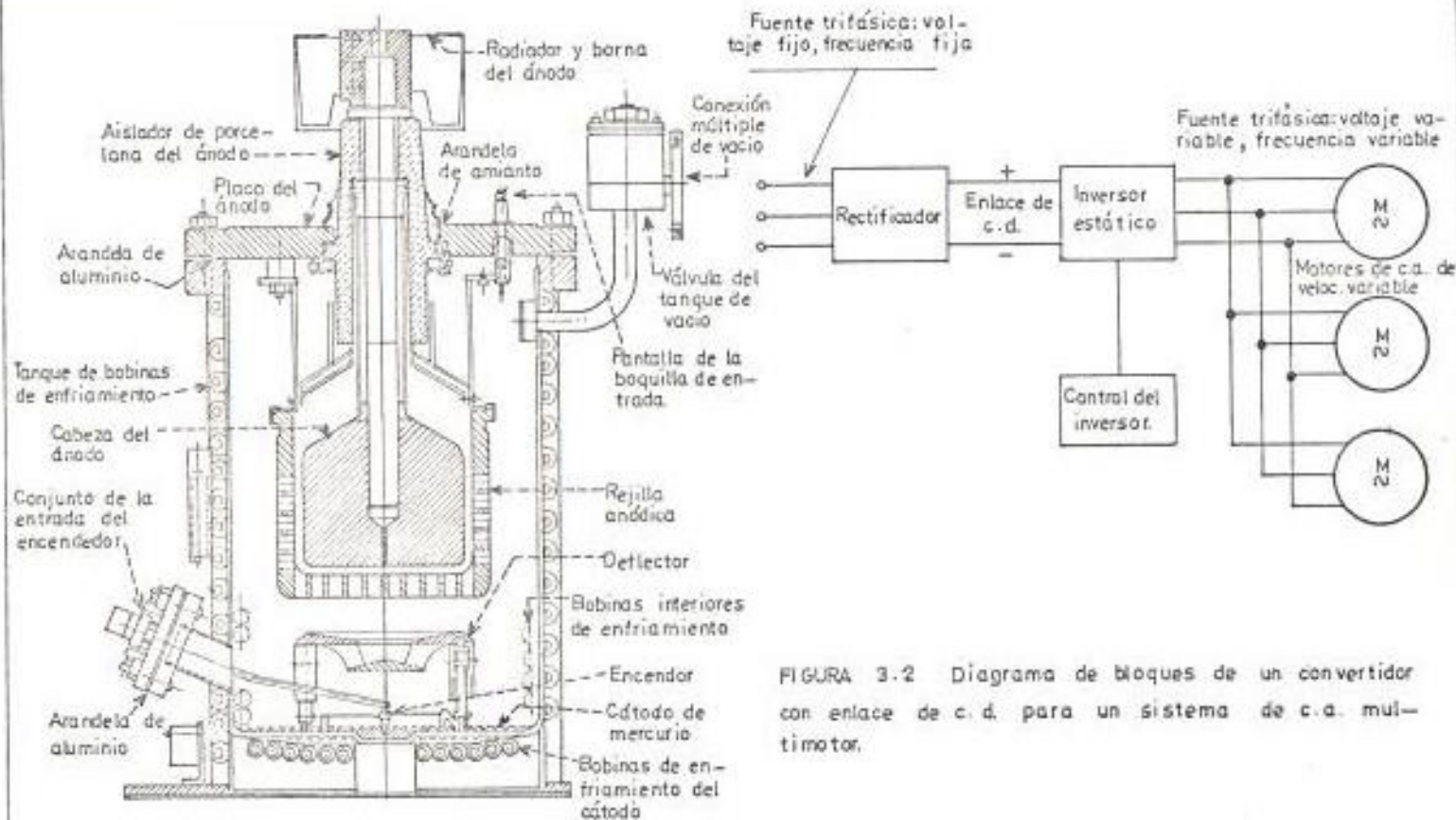


FIGURA 3.1 Sección transversal de un ignitrón, donde se muestra su construcción.

FIGURA 3.2 Diagrama de bloques de un convertidor con enlace de c.d. para un sistema de c.a. multimotor.

positivo semiconductor, el tiristor no necesita tiempo de calentamiento, y así se elimina la fuente de calentamiento para el filamento del tiratrón.

Los convertidores de frecuencia estáticos tienen muchas ventajas sobre los convertidores de frecuencia rotativos, aunque el costo inicial es usualmente mayor, particularmente cuando se requiere frenado regenerativo. Sin embargo, los mínimos requerimientos de mantenimiento, la reducción en "tiempo muerto" y el funcionamiento optimizado siempre justifican el mayor costo de capital.

En un convertidor de frecuencia rotativo que usa un conjunto motor-generador, la aplicación de carga a los motores controlados impone un incremento de carga al alternador y su motor principal, reduciendo por lo tanto el voltaje y frecuencia de salida. Similarmente, cuando varios motores operan desde la misma fuente de frecuencia variable, el arranque de un motor adicional producirá una caída momentánea en el voltaje y frecuencia desarrollados a los otros motores. A fin de obtener un control de velocidad preciso con un convertidor de frecuencia rotativo, se debe usar realimentación de lazo cerrado por medio de un tacogenerador. Alta precisión demanda un sobredimensionamiento del alternador y una alta ganancia de lazo, con el riesgo consiguiente de inestabilidad del sistema. En un convertidor estático, la frecuencia de salida está determinada solamente por una señal referencia, siendo por lo tanto completamente independiente de fluctuaciones en la frecuencia y el voltaje de la fuente de c.a., y

es también independiente de las variaciones de carga. Consecuentemente, se obtiene una regulación de frecuencia cero. Otras ventajas del convertidor de frecuencia estático son:

1. Los convertidores estáticos tienen costos de instalación bajos, ya que no requieren fundaciones elaboradas o alineaciones cuidadosas de máquinas. El equipo estático requiere menores requerimientos de espacio, y tiene un bajo nivel de ruido.
2. Los costos de operación son bajos, debido a la alta eficiencia y a la ausencia de partes móviles que se deterioran con el tiempo y requieren cambios periódicos.
3. El convertidor estático tiene mayor facilidad de control, ya que el voltaje y frecuencia de salida pueden ser variados independientemente en un amplio rango, y se pueden usar fácilmente métodos de realimentación de lazo cerrado.

Existen dos tipos básicos de convertidores de frecuencia estáticos, el rectificador-inversor y el cicloconvertidor.

3.2.1. El rectificador-inversor.

La figura 3.2 muestra un diagrama de bloques de un rectificador-inversor, también llamado convertidor con enlace de c.d. La potencia trifásica de c.a. es primeramente rectificada a c.d. en un rectificador controlado o estándar, y la potencia de c.d. resultante es alimentada al inversor estático. Un

inversor es un dispositivo que usa tiristores (o transistores) para convertir potencia de c.d. a potencia de c.a., para lo cual los tiristores son encendidos o disparados secuencialmente de modo que se desarrolle una forma de onda de voltaje alterno a la salida. La frecuencia de salida es determinada por la tasa a la cual son disparados los tiristores del inversor, y ésta es controlada por un oscilador de referencia y circuitos lógicos, los cuales generan y distribuyen los pulsos de disparo en la secuencia correcta a los varios tiristores. Al final del período de conducción, cada tiristor debe ser apagado por medio de un circuito de conmutación auxiliar. Existen muchos circuitos inversores, que difieren entre sí, especialmente en los métodos usados para la conmutación de los tiristores.

La frecuencia de salida de un inversor puede ser controlada desde cero a varios cientos de Hz, variando la frecuencia del oscilador de referencia. La forma de onda del voltaje de salida es no-sinusoidal, sin embargo no se emplean circuitos filtros debido a la dificultad de obtener operación efectiva en un amplio rango de frecuencias; por lo tanto, la salida del inversor es alimentada directamente al motor de c.a. y los efectos armónicos deben ser tomados en cuenta cuando se especifique el motor. Normalmente, se ha visto que la distorsión del voltaje de salida no impone alguna limitación

sería, aparte de una ligera reducción en el valor nominal y en la eficiencia del motor. Los Voltios/hertz de salida del inversor pueden ser controlados por medio de la variación del voltaje de c.d. de entrada al inversor. Alternativamente, el voltaje de entrada puede ser mantenido constante, mientras que la relación Voltios/hertz se ajusta dentro del circuito inversor. Existen, por lo tanto varias técnicas de control de voltaje.

El convertidor con enlace de c.d., involucra una conversión de energía doble; sin embargo, en la práctica se logran eficiencias de 85 a 95 %, y la frecuencia es escogida para satisfacer cualquier aplicación. No obstante, el convertidor con enlace de c.d. básico no puede operar regenerativamente a menos que el enlace de c.d. pueda retornar energía a la red de c.a. Esto no es posible con un circuito rectificador simple, y se requiere circuitos adicionales que incrementan lógicamente el costo y la complejidad del sistema. Cuando no se necesita frenado regenerativo, el convertidor de enlace de c.d. entonces proporciona un sistema de velocidad variable que es altamente competitivo con métodos más convencionales.

3.2.2. El cicloconvertidor.

La segunda forma básica de convertidor estático de frecuen -

cia a base de tiristores, es el cicloconvertidor, y éste también ha sido usado en los sistemas de c.a. de velocidad variable. En un cicloconvertidor, la frecuencia de la línea es convertida directamente a una frecuencia de salida menor, sin rectificación intermedia. Los tiristores se usan para conectar selectivamente la carga a la fuente de alimentación, y la forma de onda del voltaje de salida de baja frecuencia es fabricada de segmentos de las formas de onda del voltaje de alimentación. La frecuencia de salida debe ser menor que aproximadamente un tercio de la frecuencia de entrada, de modo que el sistema es apropiado solamente para operación a baja velocidad de motores, si la entrada está a la frecuencia normal de la línea. Sin embargo, la forma de onda del voltaje de salida se aproxima cercanamente a una onda seno, particularmente a bajas frecuencias. Como en el inversor, la frecuencia de salida es determinada por medio de un oscilador de referencia independiente, y los Voltios/hertz de salida son también variados por medio del circuito de control.

Un motor de c.a. trifásico se invierte cambiando la secuencia de fase del voltaje de alimentación. En un convertidor estático, esto se logra por medio de invertir la secuencia de disparo de los tiristores en el circuito inversor o cicloconvertidor, y no es necesario intercambiar los terminales de la fuente. Una de las primeras ventajas del cicloconver-

tidor, es que es inherentemente capaz de operación regenerativa. Esto significa que la dirección del flujo de potencia puede ser invertida, de modo que la energía es retornada a la fuente desde el lado de baja frecuencia. Esto permite una rápida deceleración de un motor, retornando la energía cinética de las partes giratorias a la fuente de c.a. El frenado regenerativo así obtenido, es más satisfactorio que el frenado dinámico en el cual la energía cinética se disipa en pérdidas resistivas. El método regenerativo es más fácilmente controlado y proporciona economía de operación.

3.2.3. Comparación del rectificador-inversor y el cicloconvertidor.

El rectificador-inversor y el cicloconvertidor, ambos desarrollan un voltaje alterno a una frecuencia que es determinada por un oscilador de referencia. Esta técnica proporciona una frecuencia de salida extremadamente estable y precisa, que es independiente de fluctuaciones de frecuencia y voltaje en la alimentación. El control de la frecuencia es un sistema de lazo abierto sin los problemas de estabilidad de lazo cerrado, y la inversión de giro es fácilmente obtenida invirtiendo la frecuencia de disparo de los tiristores. En el cicloconvertidor, el control de voltaje es también obtenido por medio del circuito de control, lográndose así, una fuente completamente estática con una respuesta transiente

en el rango de milisegundos. Esto también es obtenido en el rectificador-inversor, ya que emplea técnicas de control de voltaje estáticas, tales como: control del desplazamiento de fase o modulación del ancho de pulso.

El cicloconvertidor tiene algunas ventajas y algunas desventajas, comparado con el rectificador-inversor. Las siguientes son las principales ventajas:

1. En un cicloconvertidor, la potencia de c.a. a una frecuencia es convertida directamente a potencia de c.a. a una frecuencia menor en una simple etapa de conversión. El rectificador-inversor tiene dos convertidores de potencia en cascada, y la potencia de salida es convertida dos veces.
2. El cicloconvertidor funciona por medio de conmutación de fase, y no son necesarios circuitos de conmutación forzada auxiliares. Esto resulta en un circuito de potencia más compacto y también se eliminan las pérdidas de circuito asociadas con la conmutación forzada.
3. El cicloconvertidor es inherentemente capaz de transferir potencia en ambas direcciones entre la fuente y la carga, y puede por lo tanto alimentar potencia de c.a. a cargas de cualquier factor de potencia. Es también ca -

páz de operación regenerativa a plena potencia sobre el rango completo de velocidad hasta el reposo. Este factor es difícil incorporar en sistemas con inversores estáticos, y por lo tanto el cicloconvertidor es preferible para sistemas grandes con inversión de giro que requieren aceleración y deceleración rápidas. Este tipo de aplicación se encuentra principalmente en la industria de laminación de metales.

4. En el cicloconvertidor, una falla de conmutación produce un cortocircuito de la fuente de c.a., pero si un fusible de un tiristor individual se funde, no es necesario una parada completa, ya que el cicloconvertidor continúa funcionando con una forma de onda de salida algo distorsionada. Una carga balanceada es presentada a la fuente de c.a., aún con condiciones desbalanceadas a la salida.
5. El cicloconvertidor desarrolla una forma de onda sinusoidal de alta calidad a bajas frecuencias, ya que la onda de baja frecuencia es fabricada de un gran número de segmentos de las formas de onda de alimentación. Por la otra parte, los inversores estáticos generan un voltaje de ondas de escalones, que pueden producir una rotación a saltos del motor de c.a. a frecuencias por abajo de 10 Hz. La forma de onda distorsionada también acentúa ligeramente el peligro de inestabilidad a bajas frecuencias. [7].

El cicloconvertidor también tiene las siguientes desventajas:

1. La principal desventaja es el hecho que la máxima frecuencia de salida debe ser menor que aproximadamente un tercio o un medio de la frecuencia de entrada para razonables potencia de salida y eficiencia. Esta es una seria limitación cuando se opera en fuentes de 50 ó 60 Hz, ya que se restringe la velocidad del motor a un máximo de aproximadamente 1.800 rpm aún con una máquina de dos polos. Esta desventaja puede ser sobrellevada en aplicaciones donde la potencia de c.a. es generada por medio de un generador movido por una máquina y usado exclusivamente para controlar un motor de c.a. Seleccionando una alta frecuencia del alternador, pueden obtenerse altas velocidades máximas con motores de c.a. compactos de alta frecuencia.
2. El cicloconvertidor requiere un gran número de tiristores y su circuito de control es más complejo que aquél empleado en muchos rectificadores-inversores. Estos circuitos expensivos no se justifican en instalaciones pequeñas, pero el cicloconvertidor es económico para unidades de 20 KVA o mayores. Puede ser ventajoso usar motores de dos fases a fin de reducir el número de tiristo-

res y mejorar la utilización de los mismos.

3. El cicloconvertidor tiene un bajo factor de potencia, - particularmente a voltajes de salida reducidos. En un rectificador-inversor puede obtenerse un alto factor de potencia para todas las condiciones de operación usando un rectificador de entrada simple con diodos.

Para resumir, esta comparación del cicloconvertidor y el rectificador-inversor indica que el rectificador-inversor es - más apropiado para altas frecuencias, pero el cicloconvertidor es extremadamente atractivo para sistemas reversibles de baja velocidad.

CAPITULO IV

EL CICLOCONVERTIDOR.

4.1. EL TIRISTOR.- CARACTERISTICAS Y FUNCIONAMIENTO EN CIRCUITOS CONVERTIDORES.

El tiristor o rectificador controlado de silicio (S.C.R.), fue introducido por primera vez en 1957 por la General Electric de América.

Se trata de un elemento semiconductor que consta de un arreglo de cuatro capas p-n-p-n de silicio, como se muestra en la figura 4.1.

La capa p extrema constituye el ánodo mientras que la capa n extrema el cátodo; la capa p adyacente al cátodo constituye la puerta o electrodo de disparo.

4.1.1. Características estáticas (Figura 4.2).

La característica inversa es similar a aquella de un diodo de silicio, ya que consume solamente una pequeña corriente de dispersión cuando se aplica un voltaje negativo ánodo-cátodo. Si el voltaje inverso crítico es excedido, se produce una ruptura que destruye al dispositivo.

Cuando se aplica un voltaje ánodo-cátodo positivo, nuevamente el tiristor consume una pequeña corriente de dispersión, hasta que se alcanza el Voltaje de Ruptura Directo V_{BO} , en

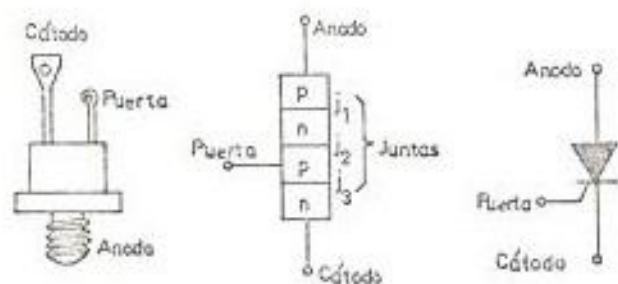


FIGURA 4.1. Apariencia, estructura y símbolo del tiristor.

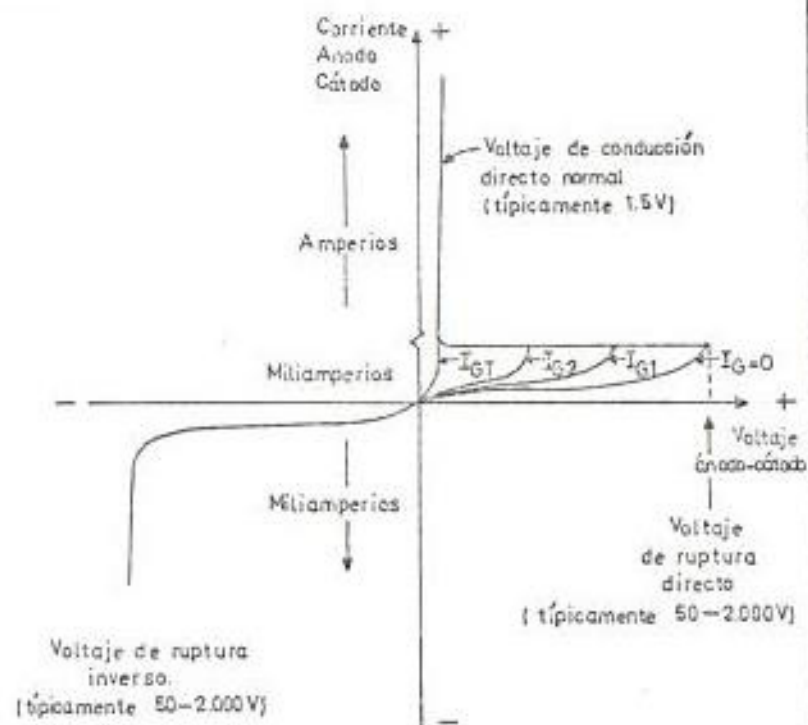


FIGURA 4.2. Característica estática ánodo-cátodo del SCR.

donde el tiristor cambia rápidamente a la condición de completa conducción. Sin embargo, este mecanismo de disparo no es aconsejado por los fabricantes.

El tiristor es normalmente disparado, por medio de la puerta. En este electrodo se inyecta una pequeña corriente que polariza positivamente a la junta puerta-cátodo I_3 y reduce el voltaje de ruptura directo. Consecuentemente el tiristor puede ser disparado a voluntad, manteniendo el voltaje directo por debajo del valor de ruptura y entonces, en el instante deseado, inyectando suficiente corriente de puerta para reducir el voltaje de ruptura por debajo del voltaje aplicado.

En esta condición, el tiristor presenta una baja impedancia y la amplitud de la corriente de ánodo es determinada esencialmente solo por las condiciones existentes en el circuito externo.

Una vez que el tiristor conduce, la puerta pierde el control. La condición de bloqueo directo solo puede obtenerse nuevamente si la señal de puerta es removida y si la corriente ánodo-cátodo, cae por debajo de un cierto valor, denominado corriente de mantenimiento. Esta es típicamente alrededor de 20 mA. para un tiristor de 50A.

En la región de conducción directa, también el tiristor tie

ne características similares a las del diodo de silicio de aproximadamente la misma corriente nominal. Así, la caída de voltaje directa es del orden de 1.0 a 1.5 voltios y se incrementa ligeramente con la corriente. Los valores nominales de los tiristores han sido notablemente incrementados desde su aparición y en la actualidad, existen con valores nominales de voltajes directo e inverso de hasta 3.000 voltios y corrientes de cientos de amperios.

Por esta razón el tiristor es usado en un amplio campo de aplicaciones, desde aquellas que requieren unos pocos cientos de vatios, hasta los que requieren varios miles de kilovatios.

La señal de puerta, no debe ser removida hasta que la corriente de ánodo alcance un valor mayor que la corriente de cierre, la cual es mayor que la corriente de mantenimiento. Con cargas resistivas, pulsos de puerta cortos son satisfactorios, pero con cargas inductivas son necesarios pulsos de puerta más largos, ya que la inducción retarda la formación de la corriente de ánodo. Para la aplicación en inversores es deseable el disparo por medio de pulsos de puerta empinados, de modo que sea seguro que tiristores con diferente sensibilidad de puerta, se enciendan en el preciso instante. En general, un tiristor de tamaño medio con una corriente de ánodo de 500A necesita una señal de puerta del orden de

4V. y 200 mA.

4.1.2. Características dinámicas.

Las características estáticas no dan ninguna indicación relativa a la velocidad con la cual el tiristor es capaz de cambiar del estado de bloqueo directo al estado de completa conducción y viceversa. De hecho, la transición de un estado a otro, no ocurre instantáneamente y ocupa un período finito de tiempo. Con el fin de asegurar un funcionamiento correcto y confiable del tiristor es necesario conocer además cómo ocurren estas transiciones.

4.1.2.1. Encendido del tiristor.

Cuando la corriente de disparo es inyectada a la puerta de tiristor, por un corto período de tiempo, el tiristor continúa bloqueando el voltaje de ánodo aplicado a él, casi de la misma manera como si no se hubiese aplicado el pulso de puerta. De ahí en adelante, la impedancia directa comienza a decrecer, pero es necesario que un período de tiempo adicional haya transcurrido, para que el tiristor alcance el estado de completa conducción.

Como se muestra en la figura 4.3, el tiempo de encendido total, es dividido en dos distintos perío-

dos, llamados tiempo de retardo y tiempo de crecimiento. Estos períodos de tiempo son definidos en términos de las formas de onda del voltaje y corriente de ánodo obtenidas en un circuito en el cual la carga del ánodo consiste en una resistencia pura.

El tiempo de retardo es el período transcurrido entre el punto al cual la corriente de puerta alcanza el 90 % de su valor final y el punto al cual la corriente de ánodo resultante alcanza el 10 % de su valor final. El tiempo de crecimiento es el período tomado por la corriente de ánodo para crecer de 10 a 90 % de su valor final.

El tiempo de retardo y el tiempo de crecimiento están ambos relacionados al tiempo de crecimiento y amplitud de la corriente de disparo de puerta. Si se requiere mantener estos tiempos al mínimo, es necesario desarrollar un pulso de disparo con un rápido tiempo de crecimiento, idealmente en el orden de 0.1 μ seg, pero no en exceso de 1 μ seg; y con una amplitud en el orden de 3 a 5 veces la corriente de puerta mínima requerida para disparar el dispositivo. El ancho de los pulsos de disparo deberá ser como mínimo de 10 a 20 μ seg. Tiempos -

de retardo y de crecimiento obtenidos con estos - pulsos de disparo podrían estar típicamente en el orden de 0.5 y 3.5 μ seg., respectivamente. Con - pulsos de disparo suaves, con crecimiento lento y relativamente baja amplitud, por otra parte, ambos tiempos pueden incrementarse varias veces.

Desde un punto de vista práctico, el tiempo de re tardo, aún con pulsos suaves, es generalmente de poca importancia en circuitos a tiristores operando a frecuencias de línea normales (hasta aproximada mente 400 Hz).

El tiempo de crecimiento sin embargo, es importante, puesto que durante este período el tiristor si multáneamente soporta un apreciable voltaje directo y conduce corriente de ánodo. La disipación de potencia instantánea por lo tanto, podría ser muy alta, y podrían producirse calentamientos locales-internos y eventualmente quemarse el tiristor. - Por esta razón es necesario asegurar que la tasa - de crecimiento de la corriente de ánodo durante el encendido del tiristor, no exceda un valor límite especificado. Siempre, esto se logra insertando - un inductor di/dt especial en el circuito de áno do del tiristor.

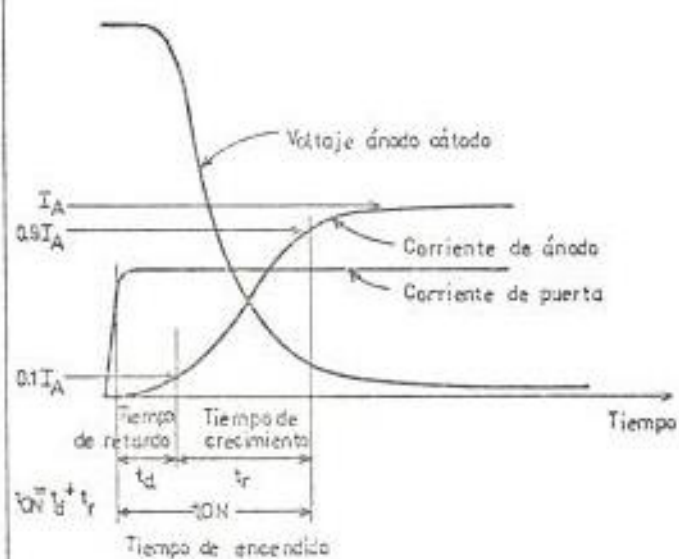


FIGURA 4.3 Formas de onda que definen el tiempo de encendido del SCR. Estas formas de onda son para una carga puramente resistiva.

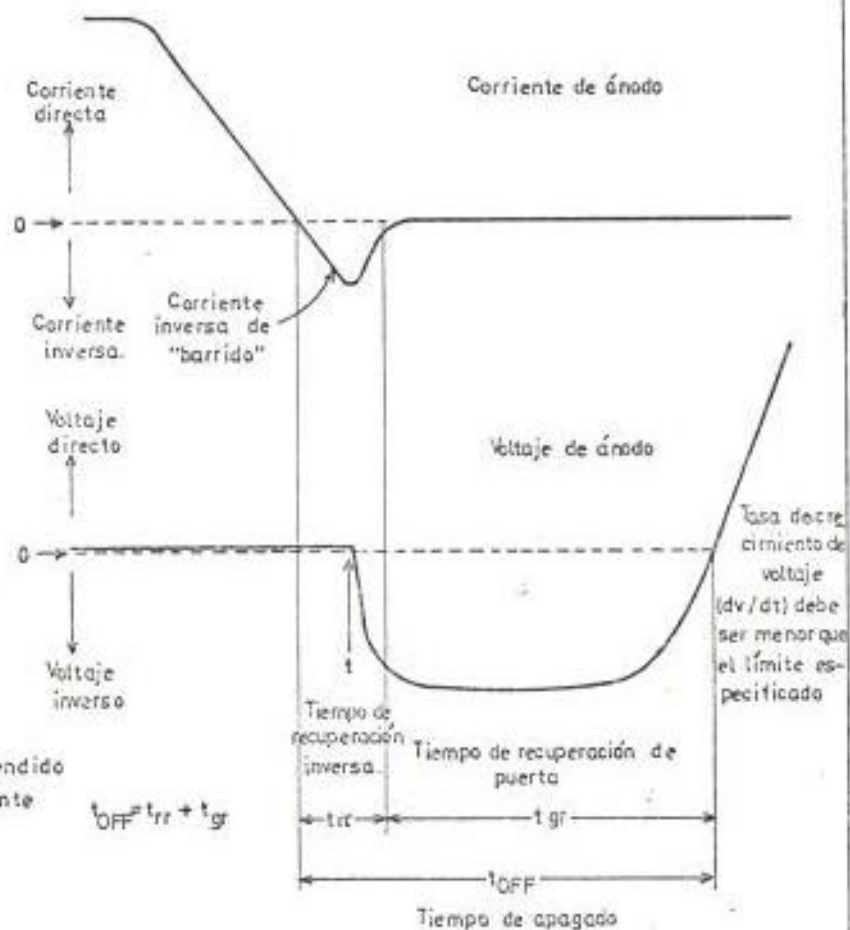


FIGURA 4.4 Formas de onda que definen el tiempo de apagado del SCR.

4.1.2.2. Apagado de Tiristor.

El tiristor es incapáz de bloquear el voltaje directo inmediatamente después que la corriente de ánodo ha sido reducida a cero. Es necesario apli-car un voltaje inverso por un período de tiempo finito, antes que se pueda reaplicar un voltaje directo. Una reaplicación prematura de voltaje directo resulta en una recuperación del estado de conducción.

El tiempo de apagado del tiristor es definido por las formas de onda de la figura 4.4. El tiempo de apagado total es dividido en dos períodos llama-dos tiempo de recuperación inversa, t_{rr} y tiempo de recuperación de puerta, t_{gr} .

Durante el tiempo de recuperación inversa, la corriente de ánodo fluye en la dirección inversa, - mientras el tiristor permanece en la condición de baja impedancia y continúa desarrollando un peque-ño voltaje positivo. En el tiempo t , el tiris-tor comienza a exhibir una impedancia de bloqueo - inversa, ya que un voltaje de ánodo inverso es desarrollado a través de él, y la corriente inversa de recuperación o de barrido decrece hacia cero.

Para un tiristor dado, el tiempo de recuperación inversa es una función de la corriente de ánodo y de la tasa de decrecimiento de la misma. Su duración podría ser típicamente 1 a 2 μ seg para tiristores de relativamente baja corriente (menos de 100 A), hasta posiblemente 6 ó 7 μ seg, para dispositivos de alta corriente. El efecto de recuperación inversa tiene un significado práctico, ya que una relativamente súbita interrupción de la corriente de ánodo inversa tiende a crear un voltaje inducido transiente de alta amplitud en la inductancia del circuito de ánodo asociado. Por esto es necesario proporcionar un circuito amortiguador resistencia-capacitancia apropiado, para absorber la energía atrapada en la inductancia del circuito de ánodo, en el instante de bloqueo del voltaje inverso del tiristor.

Durante el tiempo de recuperación de puerta, un voltaje inverso debe ser mantenido a través del SCR; sin embargo, la amplitud de este voltaje inverso no es demasiado crítica. El tiristor será capaz de bloquear la reaplicación del voltaje directo, una vez que ha transcurrido el tiempo de recuperación de puerta. Pero, aún entonces la ta

sa de crecimiento de este voltaje directo (dv/dt), debe ser menor que un límite especificado, a fin de evitar un dañino disparo del tiristor. Típicamente, este valor crítico de dv/dt , podría ser del orden de 100 V/ μ seg.

Para un tiristor dado, el tiempo de recuperación de puerta es dependiente de varios factores, siendo los más importantes la temperatura de la junta del dispositivo, y la tasa de reaplicación del voltaje directo. Tiempos de recuperación de puerta para los tiristores actuales, van desde 10 μ seg para dispositivos de relativamente baja corriente y rápido switcheo, hasta posiblemente 200 μ seg para dispositivos de alta corriente y lento switcheo.

En aplicaciones prácticas, es necesario asegurar que el tiempo de apagado proporcionado al tiristor por el circuito, sea mayor que el tiempo de apagado crítico del dispositivo, por un aceptable margen de seguridad.

4.1.3. Conmutación del tiristor.

Como se ha explicado, la puerta pierde el control cuando el tiristor es llevado al estado de conducción. El proceso de interrumpir el flujo de corriente en un tiristor que conduce

es conocido como conmutación, y el método usado para lograr tal conmutación es una de las principales distinciones entre los circuitos a tiristores.

Cuando el tiristor está en estado de conducción, contiene una alta concentración de portadores de corriente positivos y negativos (huecos y electrones). La manera más simple de conmutar un tiristor es interrumpir la corriente por medio de un switch mecánico. Las cargas del tiristor, entonces se recombinan y éste recupera su habilidad de bloqueo directo. Sin embargo, esto no es posible para la operación a altas frecuencias, y métodos de conmutación estáticos más efectivos han sido desarrollados.

Los circuitos a tiristores pueden ser clasificados en términos del método usado para lograr la conmutación. Conmutación de fase o natural ocurre en los circuitos operados a corriente alterna (c.a.). En circuitos que operan desde una fuente directa (c.d.), la corriente del tiristor debe ser forzada a cero mediante la aplicación de un voltaje ánodo-cátodo inverso que es producido por componentes auxiliares en el circuito. Este proceso se llama conmutación forzada y el equipo extra necesario se llama circuito de conmutación.

4.1.4. Conmutación de fase en circuitos de c.a. monofásicos.

En un circuito a tiristores operado desde una fuente de c.a.,

La inversión natural del voltaje de la fuente cada medio ciclo, es usada para conmutar los tiristores en estado de conducción y no son necesarios dispositivos o circuitos adicionales.

El circuito a tiristores más simple que usa conmutación de -fase es el rectificador de media onda monofásico. La figura 4.5 muestra el circuito con una carga resistiva.

El tiristor bloquea el flujo de corriente en ambas direcciones hasta que es disparado. Si el pulso de puerta es aplicado durante el medio ciclo positivo del voltaje de ánodo, el tiristor inmediatamente conduce y el voltaje de la fuente aparece a través de la carga por el resto del medio ciclo positivo. Esto asume que la caída de voltaje directa del tiristor es despreciable comparada con el voltaje de la fuente, como es usualmente el caso. Las formas de onda del voltaje y la corriente de carga son idénticas en el caso de una carga puramente resistiva, y al final del medio ciclo positivo la corriente del tiristor cae a cero, y el voltaje de la -fuente se invierte. Esto aplica una polarización inversa a través del tiristor y rápidamente se apaga. El breve pulso de corriente inversa que fluye por unos pocos microsegundos, es ignorado en la figura. El tiristor es ahora polarizado -inversamente para el medio ciclo negativo del voltaje de la fuente, y esto proporciona más que suficiente tiempo de recu

peración para el tiristor, a menos que la frecuencia de la fuente se incremente a decenas de KHz.

Cuando se usa un diodo normal en este circuito, el medio ciclo positivo completo del voltaje de la fuente aparece a través de la carga. El ángulo por el cual el tiristor retarda el comienzo de la conducción se llama ángulo de disparo o ángulo de retardo, α . La variación de α desde 0° a 180° reduce el voltaje de salida de c.d. promedio desde un valor máximo a cero. Este proceso se conoce como control de fase.

Cuando la carga es inductiva, la corriente crece gradualmente en el comienzo de la conducción y subsecuentemente la corriente inductiva decreciente mantiene el tiristor en conducción después de $\omega t = \pi$. El voltaje de la fuente negativa entonces se opone a la corriente inductiva, reduciéndola a cero, y el tiristor se apaga y queda polarizado inversamente para el resto del medio ciclo negativo. Con cargas inductivas, es recomendable usar pulsos de disparo con una forma de onda rectangular y con duración desde $\omega t = \alpha$ hasta π . Estos pulsos sostenidos permiten que la corriente de carga inductiva se incremente por arriba del valor de la corriente de cierre del tiristor.

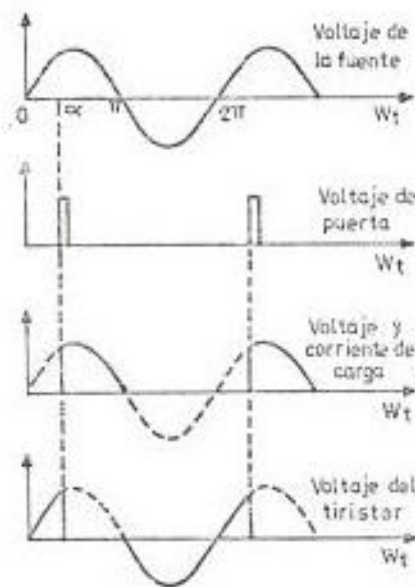
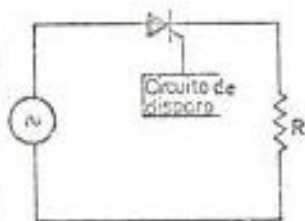
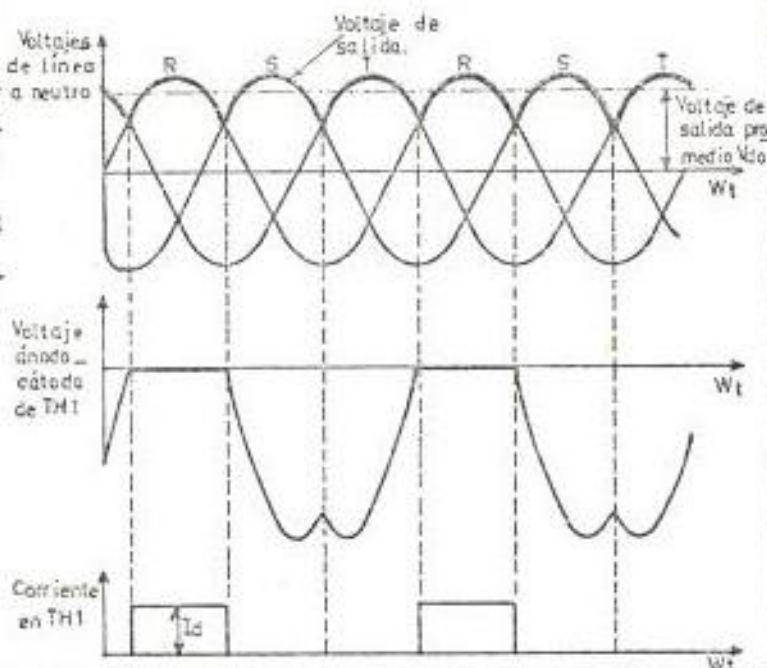
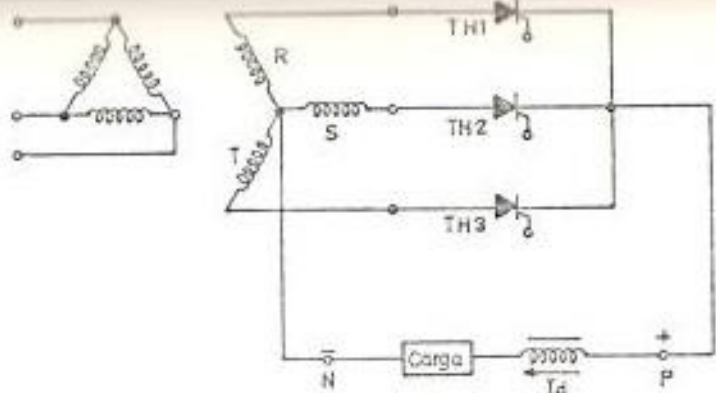


FIGURA 4.5. Rectificador de media onda monofásico, con carga resistiva.

FIGURA 4.6. Rectificador trifásico de media onda, con una carga altamente inductiva y ángulo de disparo cero



4.1.5. Rectificación e inversión de fase controlada en circuitos de c.a. trifásicos.

El rectificador monofásico tiene un voltaje de salida pulsante y una pobre utilización del transformador. Por lo tanto, en aplicaciones industriales de gran potencia se usan circuitos polifásicos. El circuito rectificador más simple es el mostrado en la figura 4.6 que es un circuito rectificador de media onda trifásico.

Los 3 tiristores tienen el cátodo común y forman el terminal positivo de la salida de c.d. rectificada. El neutro del transformador constituye el terminal de salida negativo.

En estos circuitos de c.a. polifásicos, el proceso de conmutación natural consiste en una cíclica transferencia de corriente de un tiristor al siguiente. En la figura 4.6. los tiristores tienen un ángulo de disparo $\alpha = 0^\circ$ y por lo tanto actúan como diodos normales. Cada tiristor entonces conduce la corriente de salida total por un tercio de ciclo mientras su voltaje de ánodo es el más positivo de los tres. En la figura 4.6 se muestran también los voltajes de fase con respecto al neutro y el voltaje de salida rectificado, asumiendo una caída de voltaje directa de los tiristores de cero. Se observa, que el terminal de carga positivo P es automáticamente conectado por medio de un tiristor en estado

de conducción a cualesquiera fase que es más positiva, mientras que los tiristores que no conducen son inversamente polarizados con respecto al cátodo común.

4.1.6. Comutación retardada (7).

El voltaje de salida promedio es controlado usando un circuito a tiristores con comutación retardada. El ángulo de disparo o ángulo de retardo α , es medido desde el punto donde la comutación ocurre cuando se usan diodos corrientes. La figura 4.7 muestra las formas de onda de voltaje y corriente para una carga inductiva que mantiene una corriente constante.

Los pulsos de disparo, ahora son retardados y cada tiristor bloquea el voltaje positivo de ánodo por un ángulo α . Esto obliga a la fase precedente a continuar suministrando corriente a la carga, aunque no sea la más positiva. Cuando el tiristor siguiente es disparado, la corriente de carga inmediatamente se transfiere a él y una polarización inversa se aplica a través de tiristor anterior, apagándolo. Como se observa en la figura 4.7 el voltaje de salida promedio, obviamente se ha reducido.

Se demuestra que la expresión general para el voltaje de salida promedio de un rectificador de media onda de m fases -

es:

$$V_d = \sqrt{2} \cdot V_{ph} \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \sin \left[\frac{\pi}{m} \right] \cdot \cos \alpha \quad (4.1)$$

donde V_{ph} es el valor rms del voltaje de fase del secundario del transformador.

Cuando el ángulo de retardo es cero, V_d tiene un valor máximo de:

$$V_{do} = \sqrt{2} \cdot V_{ph} \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \sin \left[\frac{\pi}{m} \right] \quad (4.2)$$

y, la expresión para el voltaje de salida promedio, con control de fase, será:

$$V_d = V_{do} \cdot \cos \alpha \quad (4.3)$$

Esta fórmula asume una conducción de corriente continua y no es válida si el flujo de corriente se hace discontinuo como resultado de la conmutación retardada. En la figura 4.8 se ilustran las formas de onda de voltaje y corriente para un rectificador de media onda trifásico con un ángulo de disparo de $\alpha = 60^\circ$, para una carga altamente inductiva y para una carga resistiva.

Cuando la carga de c.d. es altamente inductiva, ésta tiende a mantener una corriente de salida constante aún con ángulos de retardo grandes, y la corriente de cada uno de los tiris-

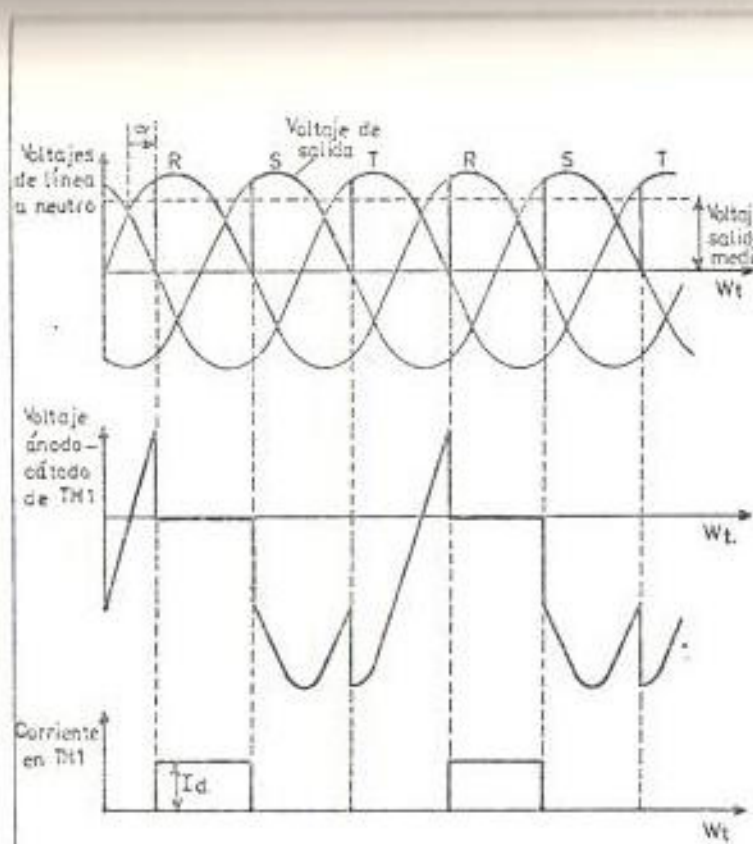


FIGURA 4.7. Rectificador trifásico de media onda, con una carga altamente inductiva y conmutación retardada.

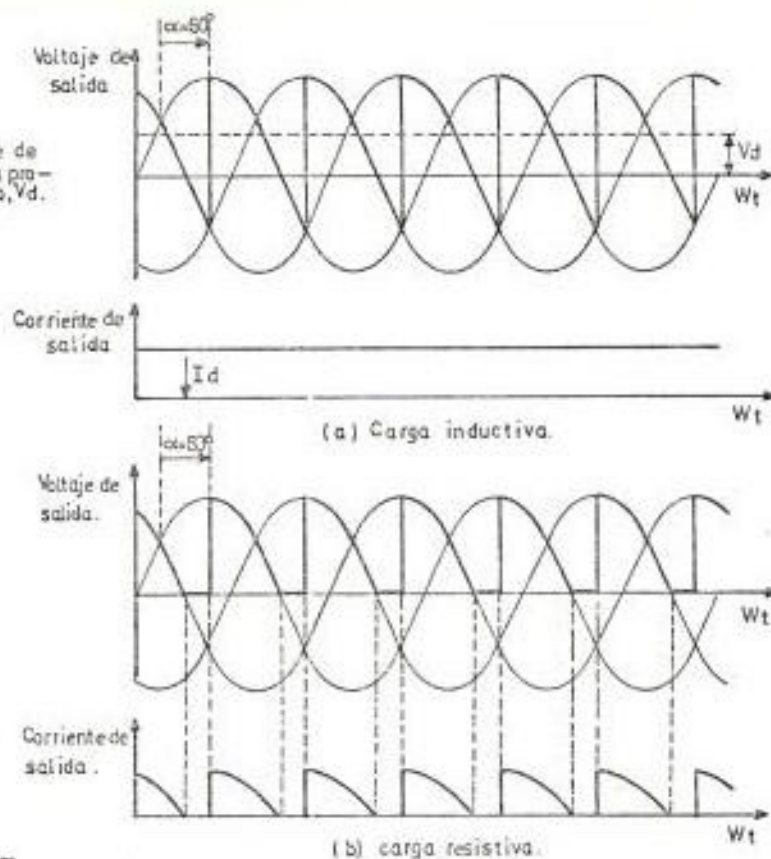


FIGURA 4.8. Formas de onda de voltaje y corriente cuando la conmutación es retardada por 60° ; a) con una carga altamente inductiva; b) con una carga resistiva.

tores retiene su forma de onda rectangular. Consecuentemente la f.e.m. en la inductancia de carga, mantiene el flujo de corriente aún cuando la polaridad del ánodo se invierte. Esto significa que la energía está regresando desde el campo magnético de la inductancia a través del transformador hacia la fuente y el circuito está actuando temporalmente como un inversor. Sin embargo, con un ángulo de disparo $\alpha = 60^\circ$ el voltaje de salida promedio, V_d , es positivo y existe un flujo de potencia neto desde la fuente de c.a. hacia la carga. Con un retardo de 90° , V_d es cero y la energía oscila entre el inductor y la fuente sin un flujo neto de potencia. Si el disparo es retardado más allá de 90° , V_d es negativo y puede obtenerse operación como inversor, introduciendo una fuente de c.d. en serie con la inductancia.

En el caso de una carga resistiva, cada tiristor cesa la conducción tan pronto como su voltaje de ánodo se hace negativo. En general, se obtiene flujo de corriente discontinuo en circuitos de media onda cuando el ángulo de retardo es mayor que $(\pi/2 - \pi/m)$; esto es: 30° en el caso de un circuito trifásico. Para ángulos de retardo menores a 30° la fórmula $V_d = V_{do} \cdot \cos \alpha$ es válida, pero para ángulos de retardo mayores que 30° , la fórmula para el voltaje de c.d. promedio es,

$$V_d = V_{do} \cdot \frac{1 - \sin(\alpha - \pi/m)}{2 \cdot \sin(\pi/m)} \quad [4.4]$$

4.1.7. Sobreposición (7).

En los análisis anteriores se ha asumido que la corriente de carga I_d se conmuta instantáneamente de un tiristor al siguiente. En la práctica el transformador de alimentación tiene una inductancia de dispersión, la cual se opone a la transferencia instantánea de corriente. Como resultado, hay un período de conmutación o ángulo de sobreposición, μ , durante el cual dos tiristores conducen simultáneamente cortocircuitando dos fases del transformador. La diferencia de voltaje entre las fases hace circular una corriente de conmutación, la misma que reduce la corriente a cero en el tiristor anterior e incrementa la corriente a I_d en el tiristor actual, como se muestra en la figura 4.9.

En un rectificador de fase controlada, el ángulo de sobreposición μ , disminuye según el ángulo de retardo α aumenta. Esto se debe a que el voltaje de conmutación disponible se encuentra incrementando a grandes ángulos de retardo.

Para un rectificador de media onda, se demuestra que:

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu) = \frac{m \cdot I_d \cdot X}{V_{do}} \quad (4.5)$$

donde X es la reactancia de dispersión equivalente o reactancia de conmutación por fase.

Durante el período de sobreposición el terminal de carga positivo es conectado simultáneamente a dos fases y asume un voltaje igual al valor promedio de las dos fases. Cuando el tiristor actual es disparado, el voltaje de salida salta a este valor promedio y permanece ahí hasta que la conmutación es completada, cuando el voltaje salta al valor del voltaje de fase correspondiente. El voltaje de salida promedio V_d por lo tanto, está por debajo del valor teórico obtenido con conmutación instantánea. Se demuestra que la caída de voltaje debido a la sobreposición es independiente del ángulo de retardo α y está dada por $(mI_d X / 2\pi)$. En general por lo tanto, el voltaje de salida promedio de un rectificador de media onda con ángulo de retardo y sobreposición es:

$$V_d = V_{do} \cos \alpha - \frac{m-1}{2\pi} d \cdot X \quad (4.6)$$

en donde V_{do} es el voltaje de salida sin retardo y sin sobreposición. Así, para un ángulo de retardo fijo α , el voltaje de salida decrece linealmente con la corriente de carga.

4.1.8. El inversor de fase controlada.

En un circuito de c.d. una inversión en la dirección del flujo de potencia normalmente es asociado con una inversión

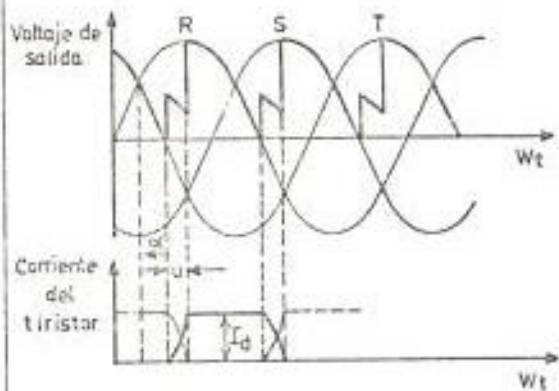


FIGURA 4.9. Formas de onda de voltaje y corriente para un rectificador de fase controlada con conmutación retardada y reactancia de conmutación finita.

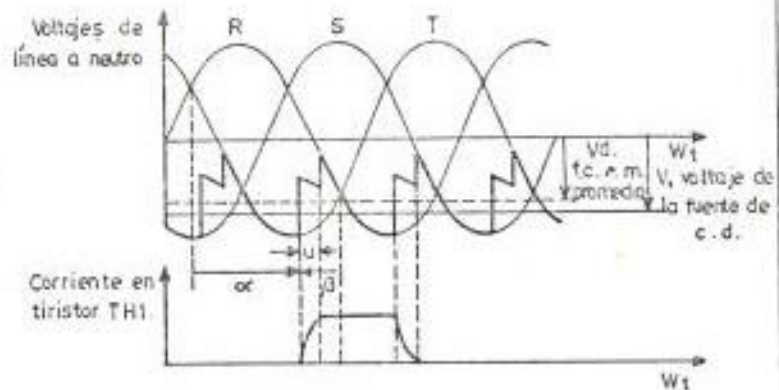
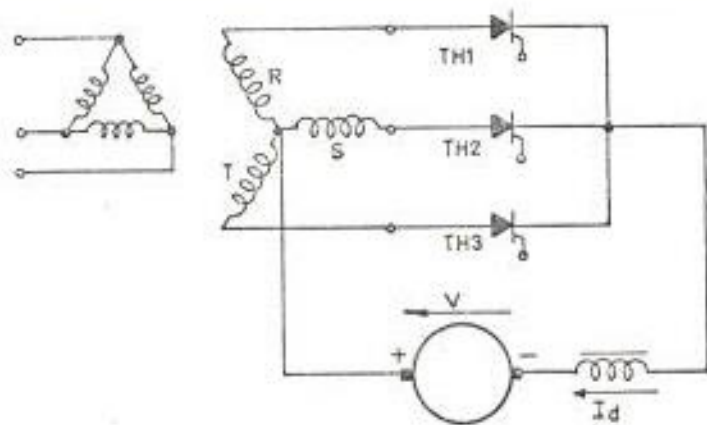


FIGURA 4.10. Circuito y formas de onda para el inversor de fase controlada.

en la dirección de la corriente; pero, el mismo efecto se obtiene si la polaridad del voltaje se invierte y se mantiene la dirección de la corriente.

En un rectificador normal, cada fase de la fuente de c.a. desarrolla corriente a través de un tiristor mientras el voltaje de fase o de ánodo es positivo. La corriente fluye de ánodo a cátodo y la dirección del flujo de energía solo puede invertirse, si la fuente de c.a. desarrolla corriente durante periodos de voltaje de ánodo negativos. Esto se logra retardando la conmutación hasta que el voltaje de ánodo se hace negativo y entonces forzando la corriente en oposición al voltaje de fase negativo. La fuente de c.d. que produce esta corriente, desarrolla energía hacia la fuente de c.a. y se logra operación inversora.

Para la inversión, el instante de conmutación debe ser retardado más allá de 90° de modo que el voltaje promedio $V_d = V_{do} \cos \alpha$ se hace negativo. La figura 4.10 muestra las formas de voltaje y corriente, asumiendo que se mantiene una corriente constante I_d por medio de un inductor. El neutro del transformador es ahora el terminal positivo de c.d. y el voltaje de la fuente de c.d. V , excede a la fuerza contraelectromotriz promedio V_d , por la cantidad necesaria para hacer circular la corriente I_d a través de la resistencia del circuito.

Se obtiene conmutación de fase debido a que el tiristor siguiente es disparado mientras su ánodo es más positivo que el ánodo del tiristor actual. La diferencia de voltaje entre las fases hace circular una corriente de conmutación en la manera usual.

Si el ángulo de disparo α , es mayor que π , este voltaje de conmutación ya no está disponible y la conducción continúa dentro del medio ciclo positivo. El voltaje rectificado, a ayuda al voltaje de la fuente de c.d. y se produce una condición de cortocircuito. Por lo tanto la conmutación debe ser completada antes del instante al cual los voltajes de fase se hacen iguales. El ángulo por el cual se avanza el disparo adelante de este punto se denota por β , de modo que $\beta = \pi - \alpha$; y, el ángulo β siempre deberá ser suficiente grande para permitir suficiente tiempo para la sobreposición y el apagado del tiristor.

4.2. EL CICLOCONVERTIDOR.

Los principios de operación del cicloconvertidor fueron desarrollados en los años 1930, cuando apareció el rectificador de arco de mercurio de rejilla controlada. Las técnicas fueron aplicadas en Alemania, donde la fuente trifásica de 50Hz, fue convertida en monofásica de $16 \frac{2}{3}$ Hz para la tracción de trenes. En los Estados Unidos un esquema de 400 HP en el cual un motor sincrónico fue alimentado -

desde un cicloconvertidor que comprendía dieciocho tiratrones, se puso en operación por algunos años como fuente auxiliar de una estación de potencia. Sin embargo, estos primeros esquemas no fueron suficientemente atractivos técnica ni económicamente y se descontinuaron.

En los años recientes, la invención del tiristor y el desarrollo de circuitos de control conmutables, han llevado a un aumento de interés por los principios del cicloconvertidor. Circuitos de control con diversos grados de sofisticación permiten la conversión de una frecuencia de entrada fija, a una salida de frecuencia y voltaje variables, esquemas que resultan muy atractivos para el control de motores de c.a. Por otra parte, la solidez y poco peso del cicloconvertidor de estado sólido, lo hace también atractivo para sistemas eléctricos de aviones, los cuales requieren la producción de una frecuencia de salida constante, desde un alternador de velocidad variable.

4.2.1. Principios básicos de operación.

El cicloconvertidor consiste de un número de circuitos convertidores de fase controlada conectados a una fuente de c. a. la cual proporciona los voltajes necesarios para la conmutación de fase retardada. Los circuitos individuales son controlados de modo que una forma de onda de voltaje de salida de baja frecuencia, es fabricada por segmentos de los voltajes de entrada polifásicos.

Considerando un rectificador de fase controlada de media on da trifásico, que alimenta a una carga inductiva que mantiene un flujo de corriente continuo y, por simplicidad despreciando la caída de voltaje directa del tiristor y la sobreposición de conmutación, se obtuvo que el voltaje de salida promedio está dado por $V_d = V_{do} \cdot \cos \alpha$; donde α , es el ángulo de retardo o de disparo y V_{do} es el voltaje de salida promedio con ángulo de retardo cero.

Si el ángulo de disparo del rectificador es variado suavemente, como se muestra en la figura 4.11. En el punto A hay cero retardo y el voltaje de salida promedio tiene su máximo valor, V_{do} . En el punto B del voltaje de salida es ligeramente reducido por la introducción de un pequeño ángulo de retardo. Reducciones adicionales se obtienen en C, D y E, mientras que en F el ángulo de disparo es $\pi/2$ y V_d es cero.

Así, si los circuitos de disparo son convenientemente diseñados, una variación sinusoidal puede ser superpuesta sobre el voltaje de salida V_d . En la figura 4.11 se muestra que el rectificador conduce durante intervalos de voltaje de salida negativo. Esto significa que el circuito está actuando temporalmente como inversor, retornando la energía reactiva desde la carga hacia la fuente de c.a. Sin embargo, para ángulos de disparo entre cero y $\pi/2$ el flujo neto de potencia es desde la fuente de c.a. hacia la carga.

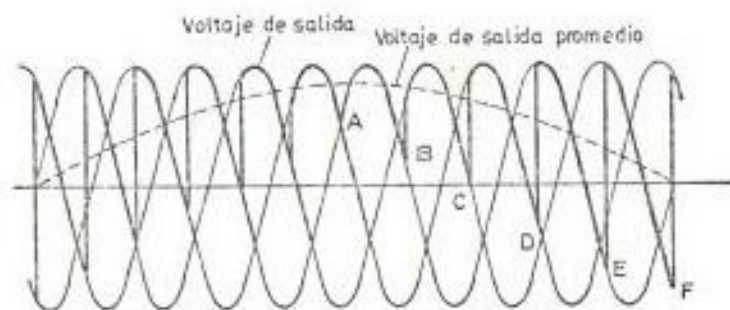


FIGURA 4.11. Variación sinusoidal del voltaje de salida promedio de un rectificador de fase controlada.

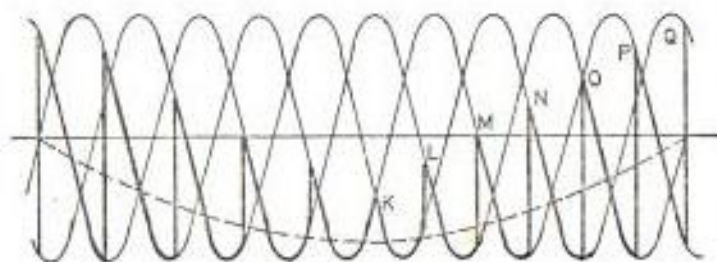


FIGURA 4.12. Variación sinusoidal de la f. c. e. m promedio de un inversor de fase controlada.

La fuerza contraelectromotriz (f.c.e.m.) promedio de un inversor también puede ser controlada de una manera sinusoidal por medio de una adecuada variación del ángulo de disparo entre $\pi/2$ y π . En la figura 4.12, la f.c.e.m. tiene su máximo valor $-V_{do}$ en el punto K, en donde $\alpha = \pi$. Por medio de reducir α , la f.c.e.m. es también reducida como se indica en los puntos L, M, O, P y Q.

Para operación inversora, el flujo de potencia neto es hacia la fuente de c.a. y un voltaje externo debe ser disponible para forzar el flujo de corriente contra la f.c.e.m. del inversor. En el cicloconvertidor este voltaje es proporcionado por medio de la f.e.m. inducida en una carga reactiva, o por medio de la operación regenerativa de un motor de c.a.

Si el ángulo de disparo es variado desde cero hasta π y nuevamente hasta cero, un ciclo completo de la variación de baja frecuencia es superpuesto sobre el voltaje de salida promedio. La frecuencia superpuesta es determinada solamente por la tasa de variación de α y es independiente de la frecuencia de la fuente. La figura 4.13 muestra la producción de un ciclo completo de la forma de onda de baja frecuencia.

Esta figura enfatiza el hecho que el cicloconvertidor es básicamente un arreglo de switches. Cada switch o tiristor abre y cierra en instantes apropiados de modo que una forma-

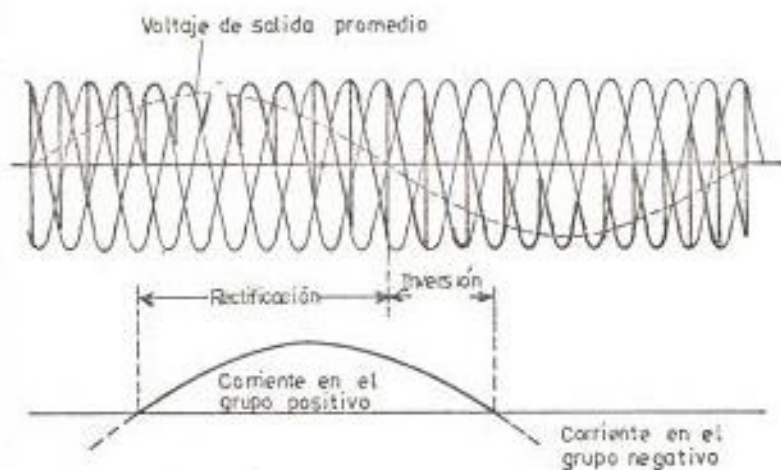


FIGURA 4.13 Formas de onda de voltaje y corriente para el grupo positivo de un cicloconvertidor de fase controlada, alimentando una carga inductiva de factor de potencia 0.6.

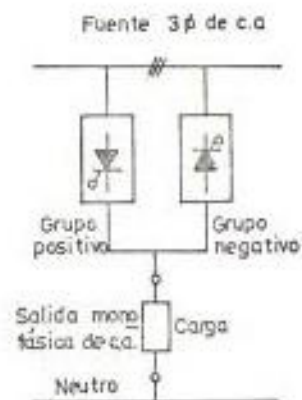


FIGURA 4.14. Diagrama esquemático de un cicloconvertidor con fuente trifásica y carga monofásica

de onda de salida de baja frecuencia es fabricada de segmentos de las formas de onda de entrada.

El contenido armónico del voltaje de salida decrece, mientras la relación de la frecuencia de salida a la de entrada es reducida y el número de fases de la fuente es incrementado.

El voltaje de salida promedio de un convertidor de fase controlado puede, por lo tanto, ser variado sinusoidalmente a través de un ciclo completo, por medio de una apropiada variación del ángulo de retardo. Sin embargo, la corriente solamente puede fluir en una dirección a través del circuito y, a fin de producir un ciclo completo de corriente de baja frecuencia, dos circuitos similares deben conectarse en anti-paralelo.

El grupo rectificador positivo permite el flujo de corriente durante el medio ciclo positivo de la onda de salida de baja frecuencia, mientras que el grupo negativo permite el flujo de corriente durante el medio ciclo negativo. El arreglo resultante se muestra en la figura 4.14 en forma esquemática, en donde una fuente trifásica produce una salida de baja frecuencia monofásica. Cualquier configuración de convertidor puede usarse en los circuitos de los grupos positivo y negativo.

Puesto que los grupos positivo y negativo están conectados en anti-paralelo, sus voltajes de salida promedio deben ser siempre iguales en magnitud y opuestos en signo, a fin de evitar grandes corrientes circulantes a la frecuencia de salida. Esto se logra cuando los ángulos de retardo de los grupos positivo y negativo α_p y α_n , están relacionados por la fórmula $\alpha_p = \pi - \alpha_n$. Sin embargo los voltajes de salida instantáneos de los dos grupos son bastante diferentes, y grandes corrientes armónicas circularán alrededor del circuito de baja impedancia, a menos que se usen técnicas apropiadas para reducir las mismas.

Cuando se requiera una salida trifásica, tres cicloconvertidores monofásicos con un desplazamiento de fase de 120° entre sus salidas, pueden conectarse como se muestra en la figura 4.15.

Anteriormente se ha asumido que la frecuencia de salida del cicloconvertidor es menor que la frecuencia de la fuente. Sin embargo, el cicloconvertidor es también capaz de operar como un elevador de frecuencia, pero la potencia de salida es limitada y las pérdidas en el circuito son altas. En la práctica se obtiene una potencia de salida y una eficiencia razonable, solamente en la región reductora de frecuencia, con frecuencias de salida desde cero hasta aproximadamente un tercio de la frecuencia de entrada. Cuando la frecuen -

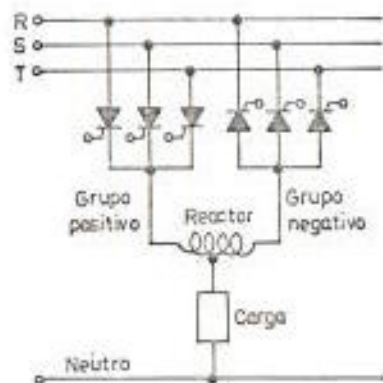


FIGURA 4.16. Circuito de un cicloconvertidor monofásico con reactor intergrupos para limitar las corrientes circulatorias.

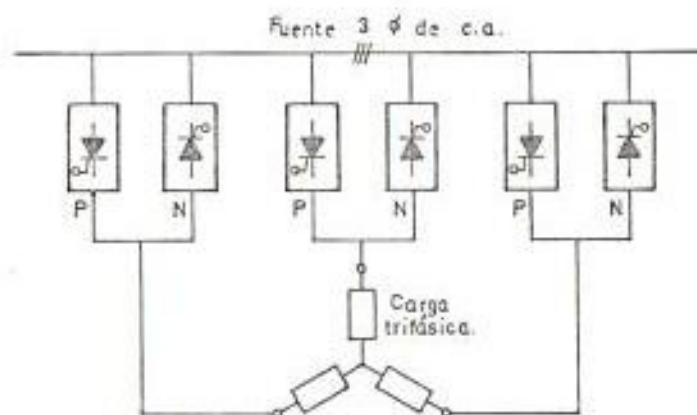


FIGURA 4.15. Diagrama esquemático de un cicloconvertidor con fuente trifásica y carga trifásica.

cia de salida del cicloconvertidor se aproxima a la frecuencia de la fuente, la distorsión armónica en el voltaje de salida se incrementa puesto que la forma de onda del voltaje de salida estará compuesta de segmentos más pequeños de los voltajes de entrada. Como resultado, las pérdidas en el cicloconvertidor y en el motor de c.a. se hacen excesivas y habrá una caída de la eficiencia global. Usando circuitos con convertidores más complejos, la forma de onda del voltaje de salida se mejora y la máxima relación útil de las frecuencias de salida a entrada aumenta a aproximadamente un medio. Normalmente el motor de c.a. presenta una alta impedancia a la frecuencia del voltaje de rizado, y por lo tanto la corriente de salida es cercanamente sinusoidal y ningún filtrado adicional será necesario.

4.2.2. Corrientes circulatorias.

Como se ha explicado, el cicloconvertidor desarrolla una corriente alterna de baja frecuencia a cada fase de la carga a través de dos grupos de tiristores conectados en antiparalelo. El grupo positivo tiene un ángulo de disparo α_p y desarrolla corriente positiva a la carga. El grupo negativo tiene un ángulo de disparo α_n y permite el flujo de corriente en la dirección opuesta o negativa. Los ángulos de disparo deben ser controlados de modo que $\alpha_p = \pi - \alpha_n$, para que el voltaje de salida promedio del grupo rectificador

se mantenga igual a la fuerza contraelectromotriz promedio del grupo inversor, a fin de evitar la circulación de grandes corrientes de baja frecuencia entre los grupos. Sin embargo, los voltajes instantáneos de los dos grupos no son idénticos y grandes corrientes armónicas circularán a menos que sean limitadas o suprimidas. Estas corrientes intergrupos son indeseables, ya que incrementan las pérdidas en el circuito e imponen una carga mayor sobre los tiristores. También reducen el factor de desplazamiento (factor de potencia) del sistema. El flujo de corrientes armónicas puede reducirse mediante la introducción de un reactor intergrupo, o puede ser completamente suprimido por medio de re mover los pulsos de disparo del grupo no conductivo.

4.2.2.1. Limitación por medio de un reactor intergrupo.

El reactor se conecta entre los dos grupos a fin de limitar el flujo de corrientes armónicas y la carga se conecta a una derivación central como se muestra en la figura 4.16.

La corriente de salida de baja frecuencia del cicloconvertidor es opuesta por la reactancia X debida a la mitad del reactor intergrupo. Como las dos mitades del reactor están acoplados fuertemente el flujo de corrientes armónicas entre los grupos es opuesto por una reactancia de $4kX$ donde k es el orden de la armónica. Una selección apropiada de induc -

tancia limitará el flujo de corrientes armónicas, sin afectar seriamente la corriente de salida fundamental.

En la figura 4.17 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente para la conexión antiparalelo de media onda trifásica de la figura 4.16, asumiendo una carga altamente inductiva. El grupo positivo actúa como un rectificador con un ángulo de disparo α_p , que es menor a $\pi/2$; mientras que el grupo negativo opera en la región inversora con un ángulo de disparo $\alpha_n = \pi - \alpha_p$. Así, los voltajes promedios de los dos grupos son iguales, pero los valores instantáneos son bastantes diferentes, y la diferencia de voltaje aparece a través del reactor intergrupo y tiene la forma de onda mostrada. La corriente circulatoria fluye a través de los dos circuitos a tiristores conectados en serie y es limitada solamente por la inductancia del reactor intergrupo, asumiendo que la resistencia del circuito es despreciable.

La corriente circulante es por lo tanto, proporcional a la integral del voltaje intergrupo y tiene la forma que se muestra. En el sistema de media onda trifásico en consideración, la máxima corriente circulatoria ocurre cuando los ángulos de disparo son $\alpha_p = 60^\circ$ y $\alpha_n = 120^\circ$. Durante los intervalos cuando los grupos positivo y negativo tienen voltajes instantáneos diferentes, el reactor intergrupo se comporta como un divisor de voltaje y el voltaje de salida en la deri

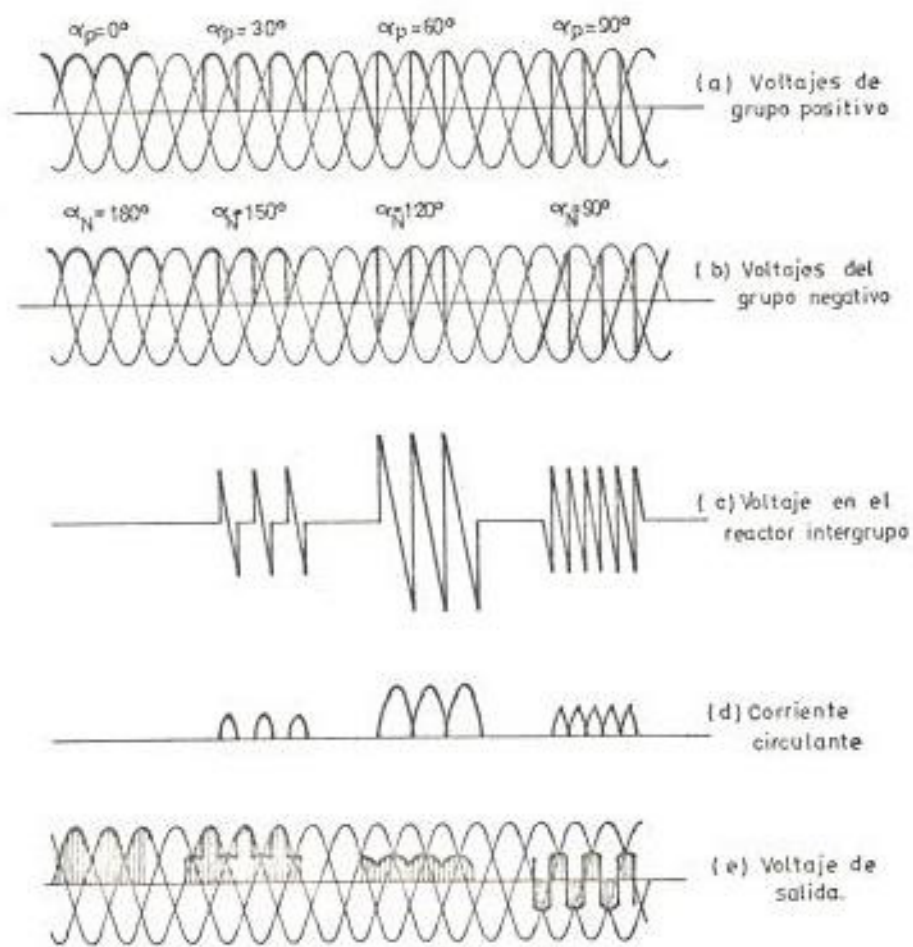


FIGURA 4.17. Formas de onda de voltaje y corriente para el cicloconvertidor de la figura 4.16.

vacación central es el promedio de los dos voltajes de grupos, como se muestra.

En el cicloconvertidor, los ángulos de disparo α_p y α_n son modulados continuamente y la forma de onda del voltaje de salida, pasa suavemente a través de cada una de las etapas mostradas.

4.2.2.2. Supresión por inhibición de grupos.

En versiones modernas de cicloconvertidores la corriente circulante usualmente se suprime bloqueando todos los tiristores en el grupo convertidor que no está desarrollando corriente a la carga. Esto se logra removiendo los pulsos de disparo por periodos determinados. Un dispositivo sensor de corriente se incorpora en cada fase de salida del cicloconvertidor, el mismo que detecta la dirección de la corriente de salida y manda una señal al circuito de control, el que se encarga de inhibir el disparo de tiristores en el grupo no conductor. De esta manera el reactor intergrupo de la figura 4.16 puede ser reducido en su tamaño o puede eliminarse por completo. Por otra parte si existe una sobrecarga o fluye una corriente de falla en el sistema el control podría actuar remo -

viendo todos los pulsos de disparo a fin de proteger a los tiristores.

La supresión de la corriente circulatoria por medio de la inhibición de grupos mejora la eficiencia y factor de desplazamiento del cicloconvertidor. También se incrementa la máxima frecuencia de salida útil.

4.3. CIRCUITOS DE FUERZA (8).

Existen muchos arreglos alternativos de circuitos cicloconvertidores, teniendo variados grados de complejidad, y proporcionando salidas monofásicas o polifásicas.

Como en el caso de los circuitos convertidores de fase controlada, desde el punto de vista de reducir los voltajes y corrientes armónico externos a un mínimo, el número de pulsos del circuito cicloconvertidor deberá ser tan alto como sea posible. Por supuesto, esto necesariamente implica que deberá usarse en el circuito un número relativamente grande de tiristores, y por lo tanto este requerimiento generalmente no puede ser logrado económicamente.

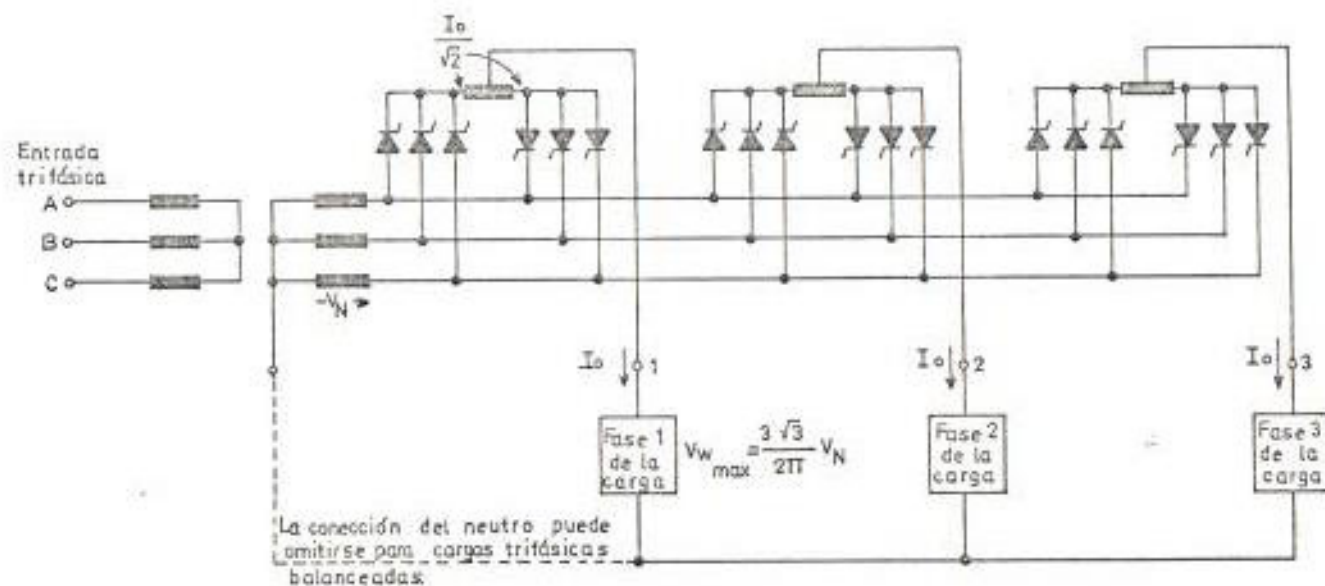
Afortunadamente, en la práctica una característica de funcionamiento externo menos que ideal puede usualmente ser tolerada, de modo que siempre es posible emplear un circuito relativamente simple.

Generalmente, se asume que la entrada es trifásica y que se requiere una salida ya sea monofásica o trifásica. Circuitos cicloconvertidores operando desde una fuente monofásica, también son factibles sin embargo, estos circuitos se consideran ser relativamente triviales y en cualquier caso - tienen una aplicación limitada debido a su pobre característica de funcionamiento.

En cada diagrama circuitual se incluyen reactores intergrupos y reactores interfase, donde son apropiados. Como se ha explicado anteriormente los reactores para las corrientes circulatorias intergrupos pueden o no ser requeridos, dependiendo - del método de control del cicloconvertidor y de los requerimientos de funcionamiento. Por otra - parte, los reactores interfase no son esenciales, sin embargo, considerables beneficios surgen del uso de estos reactores, en términos de utilización de tiristores y transformadores, por lo que desde un punto de vista práctico éstos pueden considerarse como parte esencial de los circuitos.

4.3.1. Circuito de punto medio de tres pulsos simétrico.

En la figura 4.18 se muestra un diagrama de un circuito ci-



$V_{w\max}$ = Voltaje de salida rms máximo.

I_o = Corriente de salida rms.

V_N = Voltaje de línea a neutro rms.


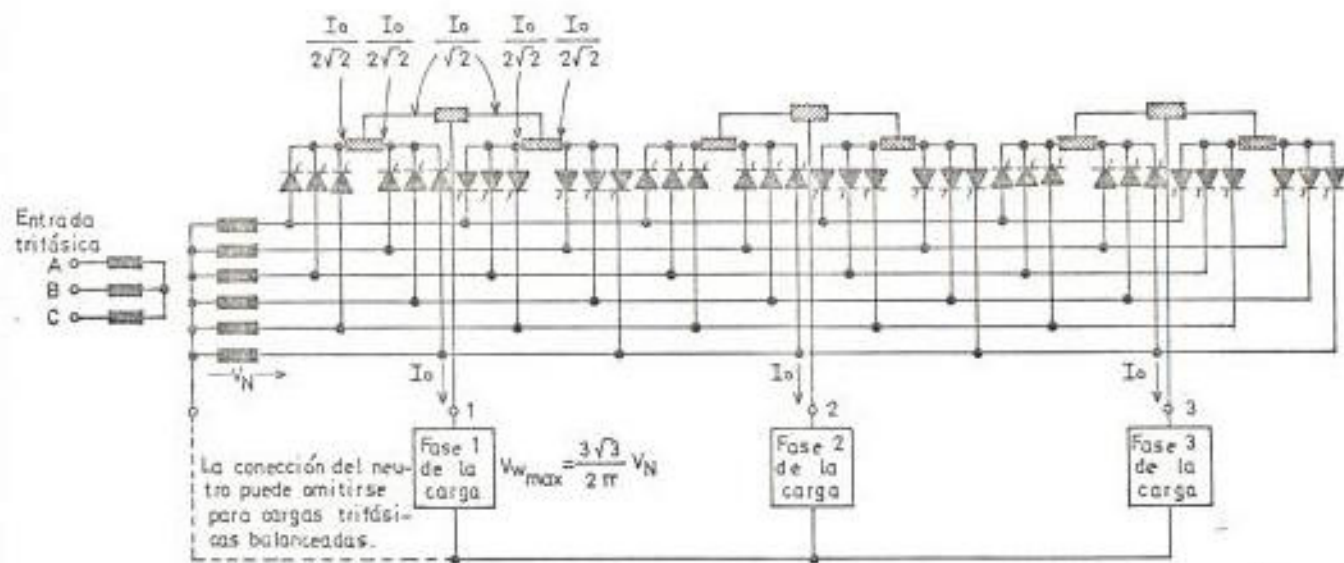
 = Reactor de corrientes circulares.

FIGURA 4.18. Circuito cicloconvertidor de punto medio de 3 pulsos.

cicloconvertidor de punto medio de 3 pulsos simétrico. Está formado por 3 convertidores de 2 grupos de 3 pulsos idénticos, uno para cada fase. El secundario del transformador común alimenta las terminales de entrada de los 3 convertidores. Teóricamente, para una carga trifásica balanceada, no hay componentes de secuencia cero de corriente en las líneas de entrada, de modo que no hay magnetización de secuencia cero del núcleo del transformador y el arreglo de zig-zag del devanado secundario del transformador, usado normalmente para un convertidor de 3 pulsos no es necesario. En la práctica a fin de prevenir positivamente el flujo de corrientes de secuencia cero, puede omitirse la conexión entre el neutro de la carga y el secundario del transformador. Para una carga monofásica, por supuesto, la producción de corrientes de secuencia cero es inevitable y la conexión zig-zag del secundario del transformador es obligatoria.

4.3.2. Circuito de punto medio de seis pulsos simétrico.

La figura 4.19 muestra un diagrama de un circuito cicloconvertidor de punto medio de seis pulsos simétrico. Está formado por tres convertidores de 4 grupos de 6 pulsos idénticos, uno para cada fase. Los terminales de entrada de los 3 convertidores están conectados al secundario del transformador común.



$V_{w_{max}}$ = Voltaje de salida rms máximo,

I_o = Corriente de salida rms,

V_N = Voltaje de línea a neutro rms,

 = Reactor interfase

 = Reactor de corrientes circulantes

FIGURA 4.19. Circuito cicloconvertidor de punto medio de 6 pulsos.

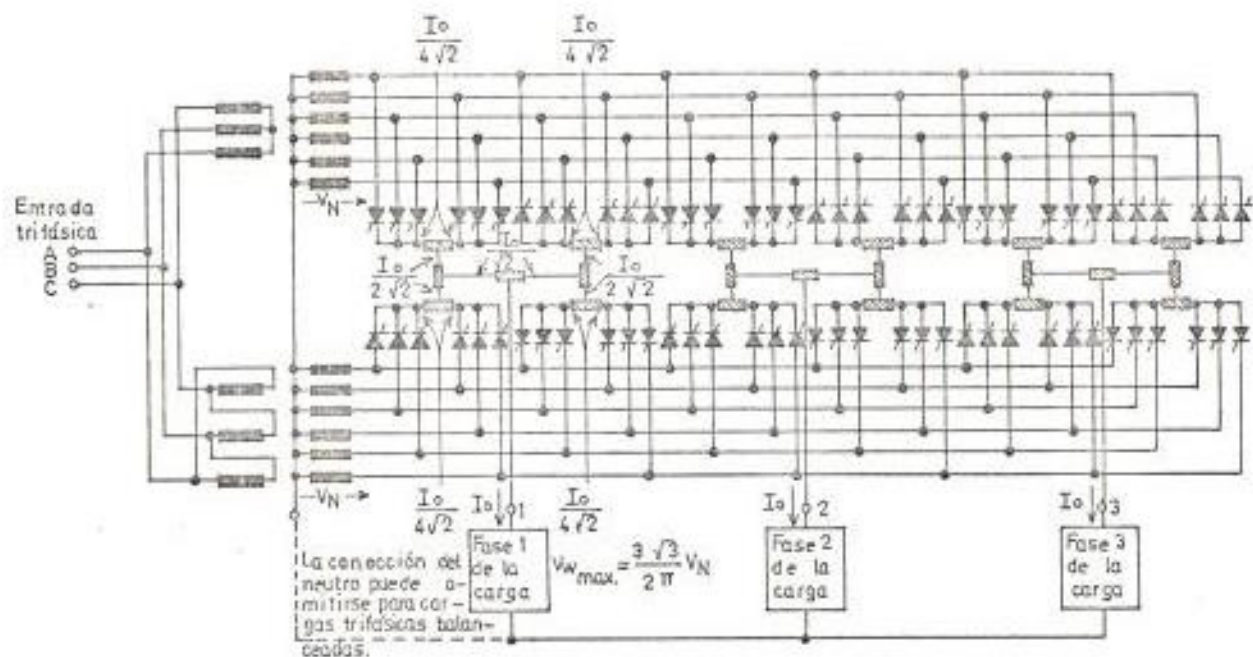
4.3.3. Circuito de punto medio de doce pulsos simétrico.

En la figura 4.20 se muestra un diagrama de un circuito cicloconvertidor de punto medio de 12 pulsos simétrico. Está formado por 3 convertidores de 8 grupos de 12 pulsos idénticos, uno para cada fase. Así mismo, los tres convertidores comparten los devanados secundarios del transformador de entrada.

4.3.4. Circuito tipo puente de seis pulsos simétrico con cargas aisladas.

Con circuitos cicloconvertidores tipo puente de 6 pulsos, alimentando cargas trifásicas, se necesario proporcionar aislamiento eléctrico ya sea entre las entradas a los puentes individuales, o entre los circuitos de carga a la salida. Esto es debido a que no hay punto de conexión común, ni es permisible, entre los lados de entrada y salida del circuito.

En la práctica, lo más económico si es posible, es aislar las cargas de cada fase entre una y otra, evitando así el requerimiento de un transformador con tres devanados secundarios aislados. Este tipo de circuitos es comúnmente usado para cargas de máquinas de c.a. trifásicas, ya que usualmente estas tienen los devanados trifásicos aislados.





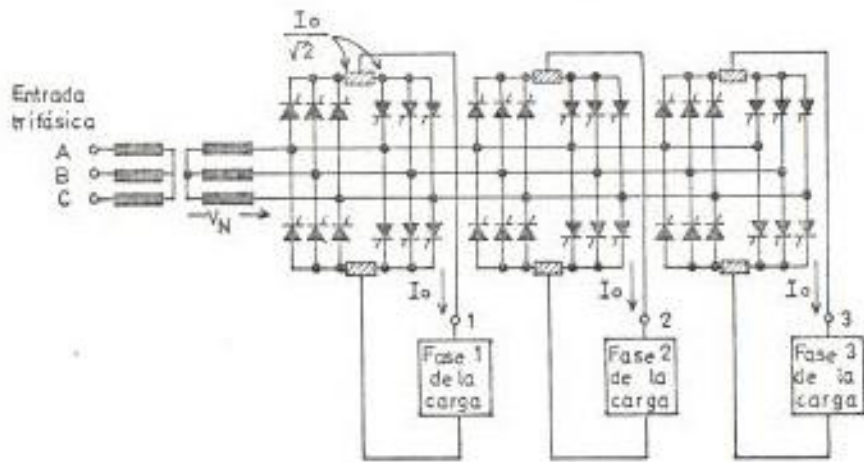
- $V_{w\max}$ = Voltaje de salida rms máximo.
- I_o = Corriente de salida rms.
- V_N = Voltaje de línea a neutro rms.
-  = Reactor interfase
-  = Reactor de corrientes circulares

FIGURA 4.20. Circuito cicloconvertidor de punto medio de 12 pulsos.



$$V_{w_{max}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_N$$

- $V_{w_{max}}$ = Voltaje de salida r.m.s. máximo.
- I_o = Corriente de salida r.m.s.
- V_N = Voltaje de línea a neutro r.m.s.
- = Reactor de corrientes circulares

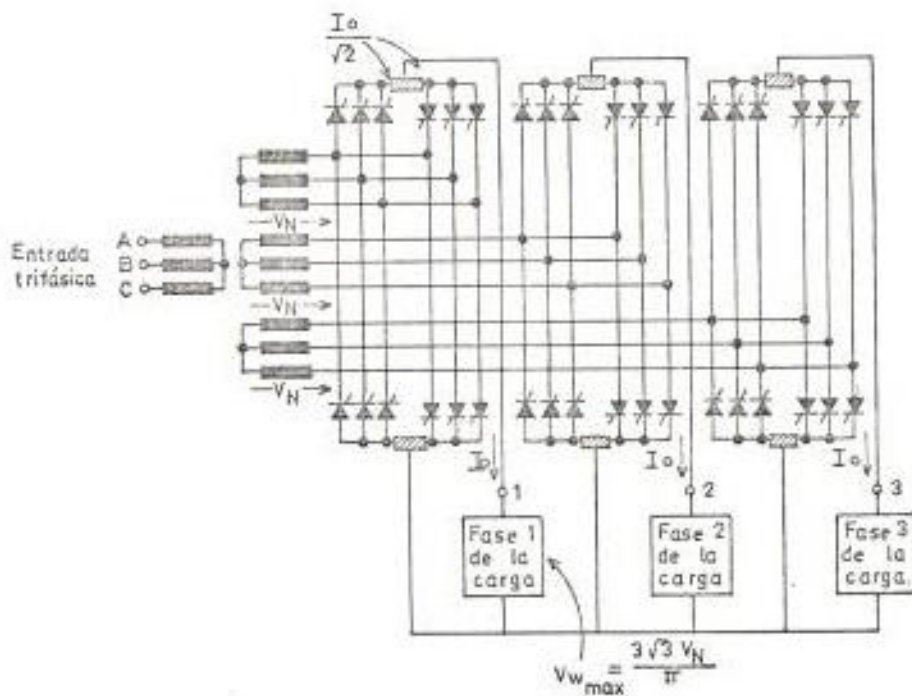
FIGURA 4.21. Circuito cicloconvertidor tipo puente de 6 pulsos, con cargas aisladas.

En la figura 4.21 se muestra un diagrama de un circuito cicloconvertidor tipo puente de 6 pulsos simétrico. Está formado por 3 convertidores tipo puente de 6 pulsos idénticos, uno para cada fase.

4.3.5. Circuito tipo puente de seis pulsos simétricos con cargas no aisladas.

En la figura 4.22 se muestra un circuito cicloconvertidor de este tipo. Está formado por 3 convertidores tipo puente de 6 pulsos idénticos, uno para cada fase. Los terminales de entrada de cada uno de los tres convertidores son alimentados desde un devanado secundario aislado del transformador de entrada. Así, no hay conexión entre los terminales de salida de los circuitos tipo puente y sus conexiones de entrada y, entonces si es permisible hacer conexiones entre las cargas trifásicas.

Con este circuito, los voltio - amperios totales manejados por los tres devanados secundarios aislados del transformador son aproximadamente 22 % mayores que los voltio - amperios primarios. Esto es debido a que, cada secundario del transformador "ve" un cicloconvertidor separado alimentando a una carga monofásica y por lo tanto lleva las corrientes - armónicas debido a la potencia pulsante de la carga monofásica asociada.




- $V_{w_{max}}$ = Voltaje de salida r.m.s. máximo
 I_o = Corriente de salida r.m.s.
 V_N = Voltaje de línea a neutro r.m.s.
 = Reactor de corrientes circulares

FIGURA 4.22. Circuito cicloconvertidor tipo puente de 6 pulsos, con cargas no aisladas.

4.3.6. Circuito tipo puente de doce pulsos simétrico.

En la figura 4.23 se muestra un circuito cicloconvertidor de este tipo. Está formado por tres convertidores tipo puente de 12 pulsos idénticos, uno para cada fase. Los terminales de entrada de cada uno de los 6 convertidores de 6 pulsos individuales, están alimentados desde devanados secundarios separados del transformador de entrada. Debería notarse que no es permisible usar el mismo devanado secundario para más que un convertidor. Esto es debido a que cada convertidor de 12 pulsos, por si mismo, requiere dos devanados secundarios aislados del transformador.

4.3.7. Circuitos cicloconvertidores en delta abierto.

Si se requiere una salida trifásica, realmente no es esencial usar tres circuitos cicloconvertidores monofásicos para generar independientemente tres voltajes de salida. Básicamente, esto es debido a que para un conjunto de voltajes trifásicos balanceados, uno cualquiera de los vectores de voltaje puede ser derivado de la suma de los otros dos. Así, es posible usar solamente dos circuitos cicloconvertidores independientes, con sus terminales de salida conectados en una configuración delta abierto, para producir una salida trifásica.

Con este tipo de conexión, entonces solo dos, en lugar de tres, convertidores separados son requeridos y así, para un circuito de un número de pulsos dado, el número total de tiristores necesarios, junto con los circuitos de disparo asociados y otros componentes auxiliares, son reducidos en un 33 %. Sin embargo, el factor de utilización de los convertidores y del transformador de entrada, es menor que aquél de los circuitos simétricos, y esto en cierta forma disminuye la ventaja de la reducida complejidad del circuito de potencia. También puede ser más dificultoso controlar los convertidores para producir una salida trifásica balanceada, debido a la inherente naturaleza asimétrica del circuito. Sin embargo, las ventajas económicas a ganarse con el uso del circuito en delta abierto, podrían superar estas limitaciones técnicas.

El principio básico de la conexión delta abierto se ilustra por medio del diagrama de circuito equivalente simplificado de la figura 4.24., donde se muestran también los diagramas vectoriales de voltaje y corriente asociados. En esta representación simplificada, los voltajes de rizado generados en los terminales de salida de los convertidores son despreciados y se asume, por lo tanto, que cada convertidor produce solamente la componente de voltaje sinusoidal deseada.

Es evidente que, ya que ninguna corriente puede fluir alrede

dor del delta abierto, las corrientes llevadas por cada uno de los dos convertidores, no son las mismas que existirían en un circuito delta cerrado. Así la corriente a través del convertidor 1, de 2 a 1, es la corriente de línea I_1 , y la corriente a través del convertidor 2, de 3 a 2, es la corriente de línea invertida, $-I_3$. Así, considerando por ejemplo, el caso de una carga con factor de desplazamiento unidad, la carga llevada por el convertidor 1 es $\sqrt{3}$ veces la corriente de la delta de la carga, a un ángulo de 30° retrasado del voltaje; y, la corriente a través del convertidor 2 es $\sqrt{3}$ veces la corriente de la delta de la carga a un ángulo de 30° adelantado del voltaje. Los voltio-amperios totales llevados por los dos convertidores son 1.15 veces los voltio-amperios totales de la carga. También, puesto que el factor de desplazamiento reflejado al lado de entrada del cicloconvertidor es inherentemente en retraso, sin importar si el factor de desplazamiento de la carga es en atraso o en adelanto, significa que el factor de desplazamiento en el lado de entrada del sistema es el correspondiente a una carga con ángulo de desplazamiento de 30° , aunque en realidad el ángulo de desplazamiento de la carga es de 0° .

Para el caso más general de una carga con factor de potencia diferente de la unidad, el factor de desplazamiento de entrada del circuito en delta abierto es invariablemente menor

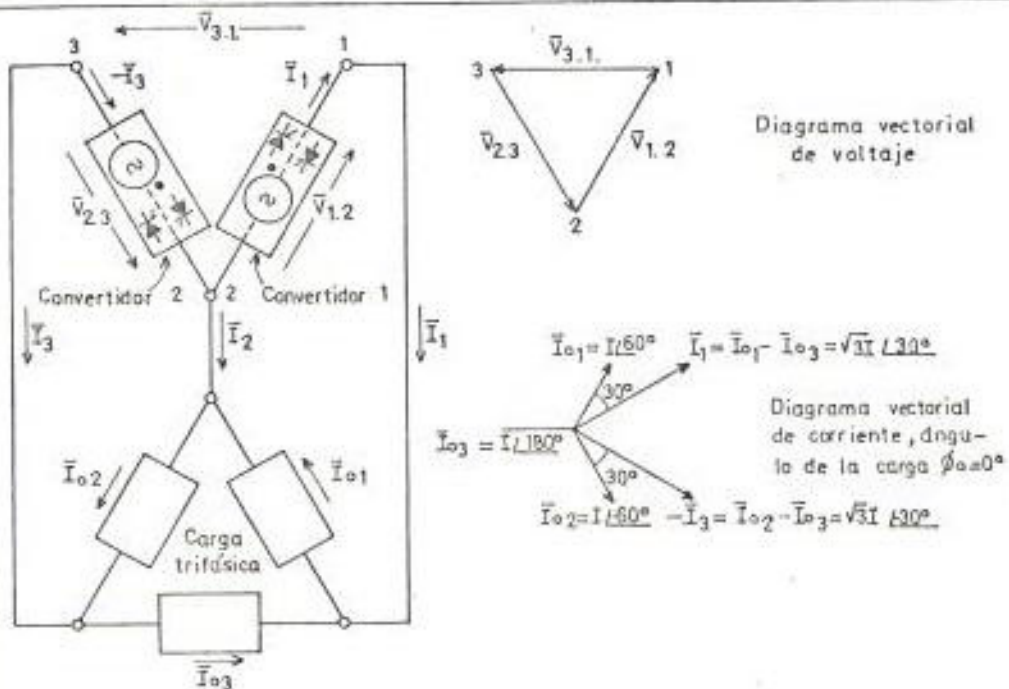


FIGURA 4.24 Diagrama esquemático de un cicloconvertidor conectada en delta abierto.

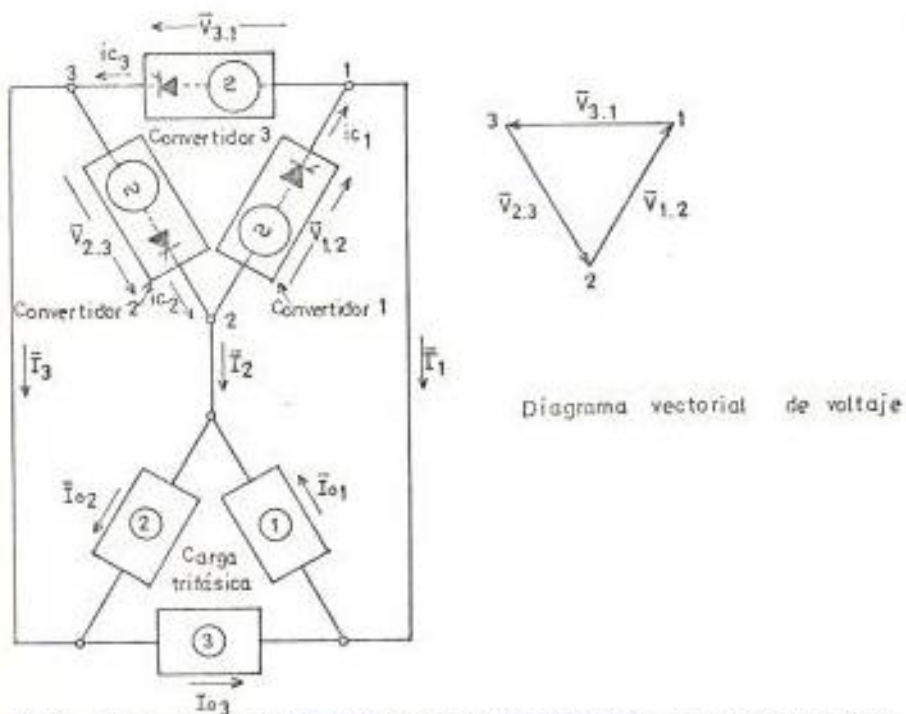


FIGURA 2.25. Diagrama esquemático de un cicloconvertidor conectado en anillo.

que aquél de los circuitos simétricos. Un factor adicional es que aunque es posible generar un conjunto balanceado de componentes de voltajes deseados a través de la delta, es inevitable que los voltajes armónicos que aparecen en los tres puntos de la delta sean disimilares el uno al otro, y esta asimetría de los voltajes armónicos puede dar origen a un desbalance bastante apreciable de las corrientes armónicas.

Los circuitos convertidores de la conexión delta abierto, pueden ser uno cualquiera de los circuitos mostrados. Por ejemplo, podría ser un circuito cicloconvertidor de punto de medio de tres pulsos, o un circuito cicloconvertidor tipo puente de seis pulsos.

4.3.8. Circuitos cicloconvertidores conectados en anillo.

Con el objeto de reducir la complejidad del circuito de potencia del cicloconvertidor, pero sin sacrificar los beneficios de un circuito de un número dado de pulsos, un arreglo alternativo al circuito en delta abierto, para una salida trifásica es el circuito conectado en anillo. Este arreglo usa tres convertidores de dos cuadrantes, esto es convertidores que llevan corriente en un solo sentido, con sus terminales de salida conectados en un anillo cerrado. La carga trifásica es conectada en cada punto de conexión de un

convertidor con el siguiente.

Una representación esquemática simplificada del arreglo conectado en anillo se muestra en la figura 4.25. Aunque el convertidor conectado en cada rama de la delta es capaz de llevar corriente solamente en una dirección, la corriente de línea de salida puede fluir en cualquier dirección. Así por ejemplo, corriente positiva en la línea 1 fluye a través del convertidor 1, y corriente negativa a través del convertidor 3.

Con este tipo de conexión, se requieren tres convertidores - de 2 cuadrantes y por lo tanto, para un circuito de un número dado de pulsos el número total de tiristores, junto con los circuitos de disparo asociados y otros componentes auxiliares se reducen en un 50 % comparados con un arreglo simétrico. Sin embargo, como podría esperarse intuitivamente, y como en verdad es el caso en la práctica, una severa penalidad se paga en términos del factor de utilización de los convertidores y del transformador de entrada. Sin embargo, para ciertas aplicaciones la relativa simplicidad de este tipo de conexión podría ser un factor decisivo.

4.4. CIRCUITOS DE CONTROL DE LOS PULSOS DE DISPARO.

A fin de controlar el voltaje de salida del cicloconvertidor, es

necesario controlar la fase de los pulsos de disparo de los tiristores. Para lograr este fin existen algunos principios alternativos. A continuación se verán algunos de los más modernos y sofisticados.

4.4.1. Método del cruce de la onda coseno.

Con referencia a los circuitos rectificadores, se observa - que si el ángulo de disparo se hace responder a un control a nalógico o voltaje de referencia, de tal manera que el cose no del ángulo de disparo es proporcional a este voltaje de - referencia, entonces para una salida de c.d. estable, con - conducción continua, la relación resultante entre el volta - je de referencia y el voltaje promedio en las terminales de c.d. del convertidor es lineal y el convertidor de fase con trolada, se hace esencialmente un amplificador con una característica de transferencia de voltaje lineal .

Considerando el cicloconvertidor, podría esperarse intuitiva - mente que, con una relación coseno entre el ángulo de dispa - ro y el voltaje de referencia, con la substitución del volta - je de referencia de c.d. por un voltaje de referencia sinu - soidal alterno, se produzca una forma de onda del voltaje - de salida con una envolvente promedio correspondiendo exacta - mente al voltaje de referencia de entrada. Por supuesto, es ta expectación estaría basada en la asunción que el ángulo de disparo es capáz de responder al continuamente cambiante

nivel del voltaje de referencia, tan rápidamente como sea - permitido por las limitaciones naturales del proceso de fabricación de la forma de onda de salida del cicloconvertidor.

La relación deseada entre el ángulo de disparo y el voltaje de referencia analógico, puede ser realizada por medio del método de control del cruce de la onda coseno. El principio básico, bastante simple, es determinar el punto de disparo para cada tiristor del punto de cruce de una onda coseno asociada, con el voltaje de referencia. La onda coseno es derivada y sincronizada con el voltaje de entrada de c.a. y su fase es tal que su pico ocurre en el mínimo ángulo de conmutación posible (i. e., $\alpha = 0$) del tiristor asociado.

El principio de control del cruce de la onda coseno se ilustra por las formas de onda de la figura 4.26. Cada pulso de disparo es iniciado en el punto en el cual la onda coseno asociada, se hace instantáneamente igual al voltaje de referencia. Esto es, cuando $\hat{V}_t \cos \Theta_i = \mathcal{V}_r$

donde : \hat{V}_t = valor de pico de la onda coseno

\mathcal{V}_r = valor del voltaje de referencia.

Por definición en este instante, Θ_i es igual a α :

Entonces, $\hat{V}_t \cos \alpha = \mathcal{V}_r$

y,

$$\cos \alpha = \frac{V_r}{\hat{V}_t}$$

Un factor natural del método de control del cruce de la onda coseno es que si las amplitudes de las ondas coseno, son permitidas variar en correspondencia con las variaciones en las amplitudes de los voltajes de c.a. que alimentan el cicloconvertidor, lo cual en la práctica, surge como un resultado natural al derivar las primeras directamente de las últimas, entonces, con un voltaje de referencia constante, el voltaje terminal de c.d. promedio del convertidor teóricamente permanece constante. La razón para esto es que cualquier variación en la amplitud de las ondas coseno, causada por - una correspondiente variación de amplitud en los voltajes de c.a. del convertidor, resulta en un desplazamiento del ángulo de disparo que es inherente en tal dirección como para - mantener un voltaje promedio constante en los terminales de c.d.

El método del cruce de la onda coseno para controlar los pulsos de disparo, produce un ángulo de disparo en avance de - 90° con un voltaje de referencia positivo, y un ángulo de - disparo en retardo de 90° con un voltaje de referencia negativo. Así, si la referencia es un voltaje alterno, el resultado será producir una modulación de fase del ángulo de disparo alrededor del punto de equilibrio de 90° . La frecuen-

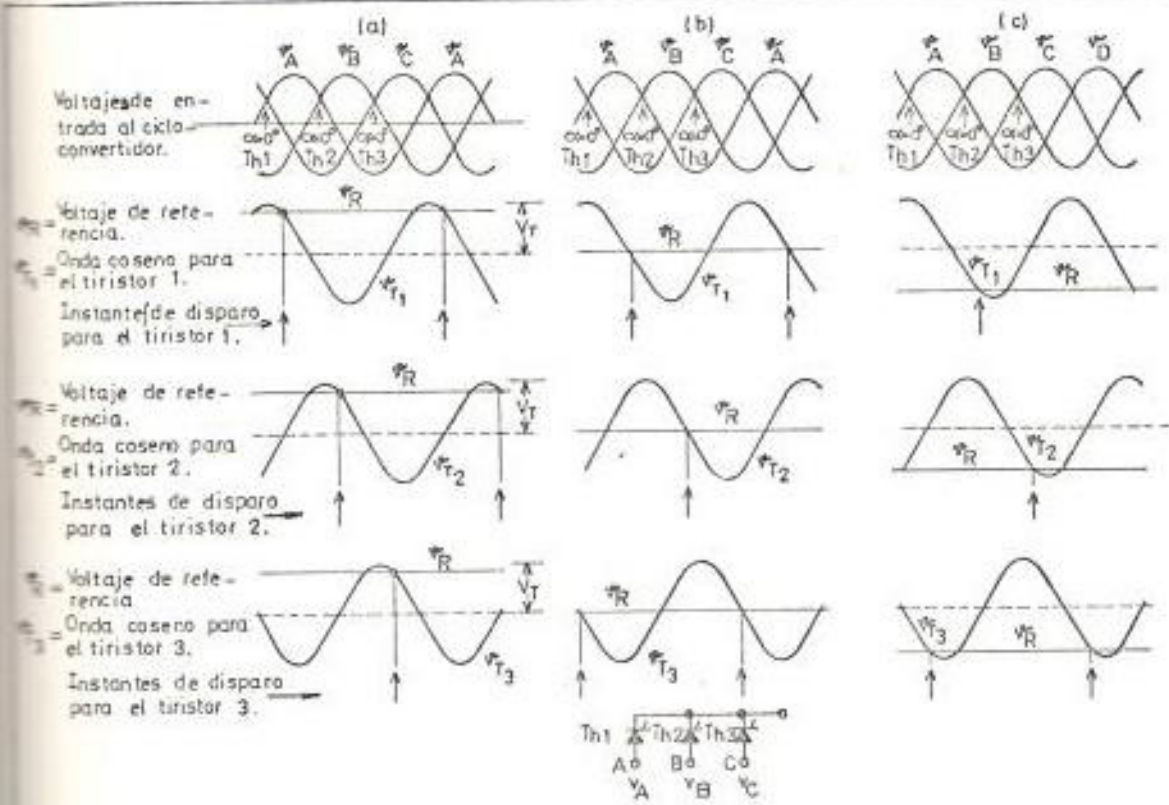


FIGURA 4.26. Formas de onda que ilustran el principio básico del método del cruce de la onda coseno: a) $\alpha=30^\circ$; b) $\alpha=90^\circ$; c) $\alpha=150^\circ$.

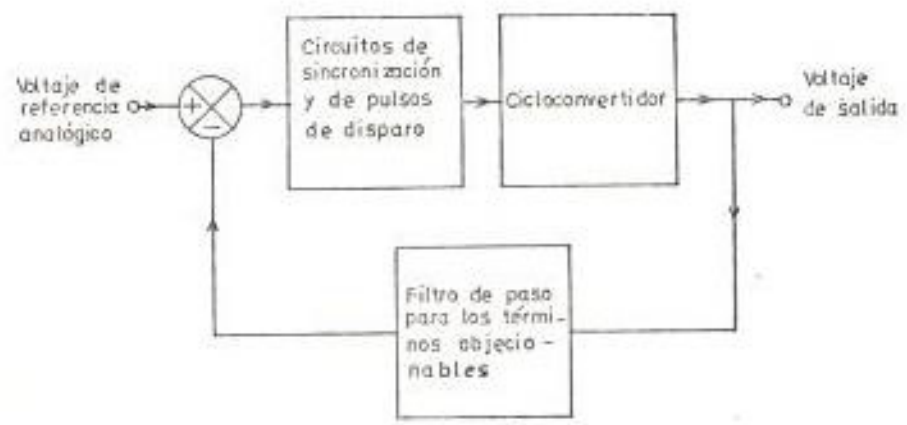


FIGURA 4.28. Diagrama de un esquema de control con realimentación negativa para la supresión de los términos de distorsión obsecionables en la salida del cicloconvertidor.

cia de esta modulación es la frecuencia del voltaje de referencia, y la profundidad de la modulación está determinada por la amplitud del voltaje de referencia.

La figura 4.27 muestra las formas de onda del voltaje de salida para un convertidor de 6 pulsos con conducción continua, obtenidas con el método de control del cruce de la onda coseno. Es claro que la amplitud y la frecuencia de la envolvente promedio de la forma de onda del voltaje de salida se corresponde con la amplitud y frecuencia del voltaje de referencia, de modo que el efecto general es el de un amplificador lineal.

Sin embargo, aunque la onda de salida tiene la apariencia general deseada, no es fácil juzgar de una inspección superficial, si es teóricamente la mejor forma de onda que es posible generar. Se puede demostrar que el método del cruce de la onda coseno para determinar los instantes de los pulsos de disparo tiene la propiedad única que produce teóricamente la mínima distorsión armónica r.m.s. total posible de la onda de voltaje de salida (8). Como un resultado de esta deducción puede concluirse que los instantes de disparo determinados por este principio de control son los instantes "naturales" para el cicloconvertidor.

El método de control del cruce de la onda coseno es, en sí

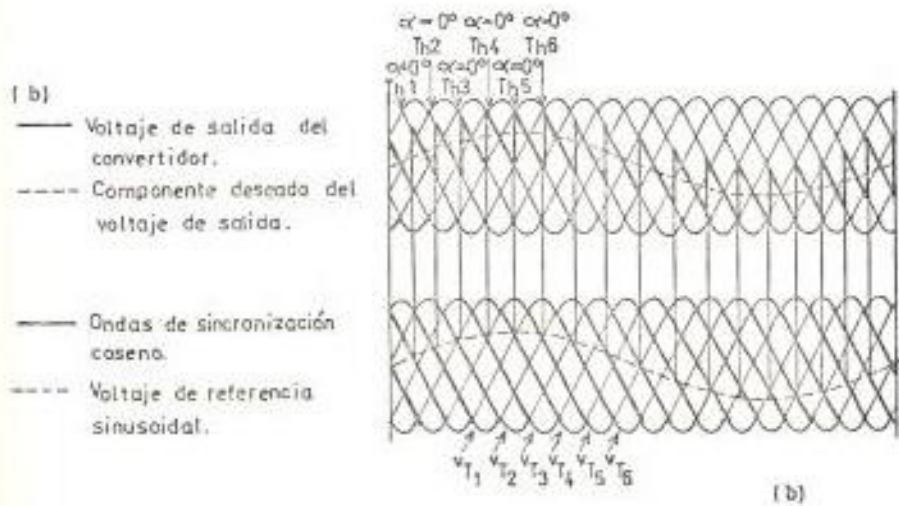
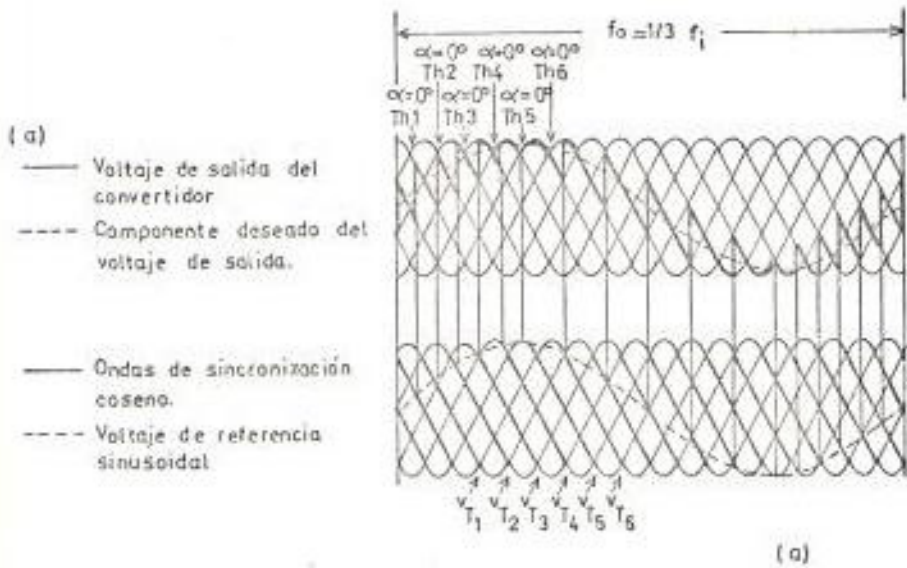


FIGURA 4.27. Formas de onda que ilustran la operación del método del cruce de la onda coseno para determinar los instantes de disparo de un cicloconvertidor. a) 100% voltaje de salida. b) 50% voltaje de salida.

mismo, un método de control de lazo abierto, ya que su función es generar los instantes de disparo para los tiristores del cicloconvertidor de acuerdo con un procedimiento preordenado y puramente mecánico, el cual ocurre sin ninguna intervención del voltaje de salida producido como resultado de este proceso. Anteriormente, ya se ha visto que un control del ángulo de disparo de lazo abierto, da origen a distorsión innecesaria del voltaje de salida en el evento que la corriente de carga se haga discontinua. Aparte de esto, sin embargo, aún si la corriente de carga es completamente continua, un control de lazo abierto de los pulsos de disparo, en la práctica puede producir ciertos componentes de distorsión altamente objeccionables en la salida, lo cual puede dar origen a una inaceptable operación del sistema. Por esta razón, algún medio de realimentación de lazo cerrado desde las ondas de salida del cicloconvertidor a los circuitos de control de pulsos, es siempre necesario.

Esto lleva al concepto de usar realimentación negativa desde la salida del cicloconvertidor a la etapa de entrada del voltaje de referencia analógico, con el propósito de eliminar los términos de distorsión objeccionable que aparecen en la salida. Sin embargo, puesto que la principal parte de la distorsión presente en el voltaje de salida se produce inherentemente en el mecanismo básico del cicloconvertidor,

es necesario que los circuitos de realimentación sean hábiles para hacer una clara distinción entre los términos de distorsión "necesarios" y "objecionables". Esto es debido a que los primeros, inherentemente no pueden ser eliminados, y una realimentación de estos componentes a la entrada puede llevar a un modo inestable de operación, con una consecuente deterioración de la forma de onda de salida. Así, el control debe ser tal que los instantes de disparo sean determinados básicamente por los puntos de cruce de la onda coseno, con las señales de realimentación simplemente proporcionando la precisa corrección necesaria a los instantes de los pulsos, para eliminar los términos de distorsión objecionables.

Tal sistema de control puede ser implementado de muchas maneras, y es posible, dependiendo de la aplicación, usar realimentación ya sea de voltaje o de corriente desde la salida del cicloconvertidor. La última es muchas veces preferida, ya que la distorsión "necesaria" de esta forma de onda usualmente es mucho más pequeña que aquella del voltaje y, además los efectos de los términos de distorsión "objecionables" son más fáciles de medir en la forma de onda de corriente.

La figura 4.28, muestra en forma simplificada, los elementos básicos del tipo de control con realimentación bajo dis

cusión. Los términos de distorsión objectionables a ser suprimidos a través de la acción de los circuitos de control de los pulsos de disparo, son separados por medio de un circuito filtro apropiado, y entonces son adicionados, en sentido negativo junto con el voltaje de referencia sinusoidal, como la entrada de los circuitos de control de pulsos. U - sando diseños apropiados, este tipo de sistema de control - de lazo cerrado puede proporcionar un medio muy efectivo para suprimir los términos de distorsión objectionables en la salida del cicloconvertidor.

4.4.2. Esquemas basados en el método de control del cruce de la on da coseno.

La función del generador de pulsos de disparo, es desarro - llar pulsos de disparo con una forma apropiada y en el instante correcto a las puertas de los tiristores del ciclocon - vertidor. Casi invariablemente, la fase de los pulsos de - disparo, con relación al voltaje de entrada del convertidor, es controlada por medio de una señal de referencia analógi - ca, usando uno cualquiera de los métodos de control existen - tes. Se asume que el diseño del generador de pulsos de dis - paro es compatible con la producción de pulsos de disparo - "extendidos", definiéndose como tales, aquellos cuya dura - ción cubre el período completo hasta el punto en el cual el

siguiente tiristor, en el mismo grupo de conmutación, es disparado. En la práctica, bajo la mayoría de circunstancias, solamente el borde inicial del pulso de disparo, realmente es usado para encender el tiristor y el resto del pulso es redundante. Sin embargo, a fin de asegurar una operación correcta del convertidor de potencia bajo toda circunstancia, se usa el pulso de disparo extendido.

4.4.2.1. Esquema que usa comparadores individuales para los instantes de disparo.

Un diagrama funcional de un generador de pulsos de disparo de 3 pulsos, usando el principio de control del cruce de la onda coseno, junto con las formas de onda asociadas, se muestra en la figura 4.29.

Este esquema consiste básicamente de tres canales idénticos, uno para cada pulso de disparo. En cada canal, una onda coseno, obtenida a través de un filtro y un transformador desde el voltaje de entrada al cicloconvertidor, se aplica a un terminal de entrada del comparador. El voltaje de salida del comparador cambia de nivel en el punto de intersección de la onda coseno con el voltaje de referencia, y esto produce un correspondiente

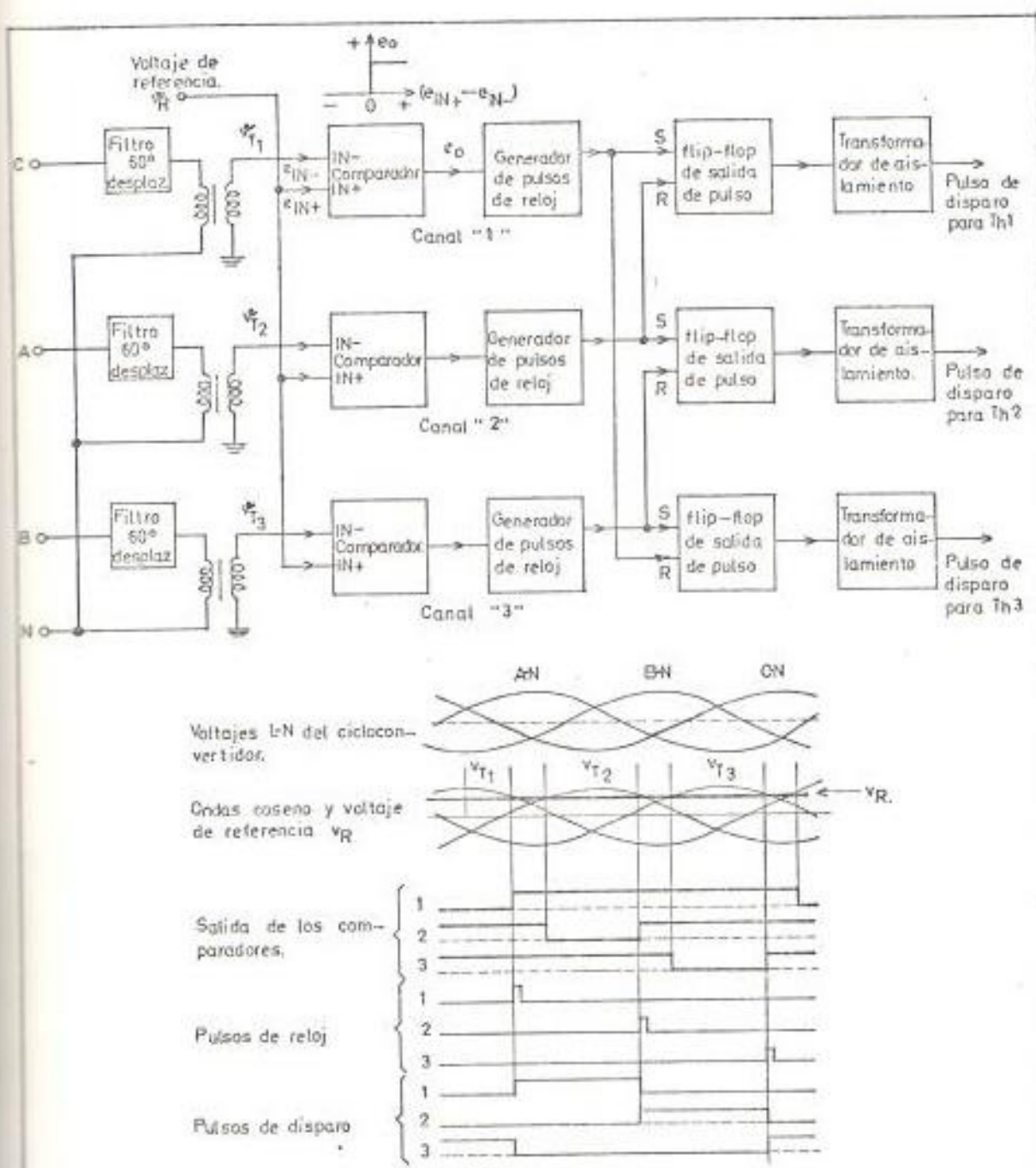


FIGURA 4.29 Diagrama de un esquema generador de pulsos de disparo, usando el principio de control del cruce de la onda coseno, con las formas de onda asociadas.

pulso de reloj en la salida del generador de pulsos de reloj asociado. El pulso de reloj energiza (set) el flip-flop de salida de pulso asociado, iniciando por lo tanto un pulso de disparo en este canal de salida. El flip-flop de pulso es desenergizado (reset) por el pulso de reloj del canal siguiente. Por este medio, el ancho del pulso de disparo es ajustado automáticamente para cubrir el período de tiempo completo entre instantes de disparo consecutivos, independientemente del ángulo de disparo.

4.4.2.2. Esquema que usa multiplexación de las ondas coseno.

Una simplificación práctica del esquema descrito anteriormente, resulta de observar el hecho que no es necesario comparar continuamente cada onda coseno con el voltaje de referencia. Así, no hay necesidad de comenzar la comparación de cualquier onda coseno hasta el punto al cual la onda coseno anterior intersecta al voltaje de referencia. Por lo dicho, tampoco hay necesidad de seguir comparando una onda coseno dada, una vez que su punto de cruce ha sido alcanzado y se ha iniciado el pulso de disparo asociado.

el esquema resultante, junto con las formas de onda asociadas, se muestra en la figura 4.30. Una vez que el pulso de disparo "1" ha sido iniciado, es innecesaria la comparación de la onda coseno $\mathcal{O} T_1$, durante el período de tiempo hasta el punto donde el pulso "3" se inicia, ya que nunca se requiere reiniciar el pulso "1" antes que los pulsos "2" y "3" hayan ocurrido. Así en cualquier tiempo dado, es necesario comparar solamente aquella onda coseno que a continuación iniciará un pulso de disparo.

Es evidente que si cada onda coseno es comparada solamente durante el período necesario, lo cual puede ser logrado por medio de un arreglo multiplexador (multiplexing) el cual automáticamente selecciona las ondas coseno en secuencia, una después de otra, entonces puede usarse un solo comparador para el control de todos los pulsos de disparo. De esta manera, la señal de salida del comparador produce un pulso de reloj en cada instante de disparo; entonces, para un circuito de 3 pulsos, estos ocurren a 3 veces la frecuencia de línea, y es necesario traducirlos a pulsos de disparo que ocurran en rotación en los 3 canales de salida. Es

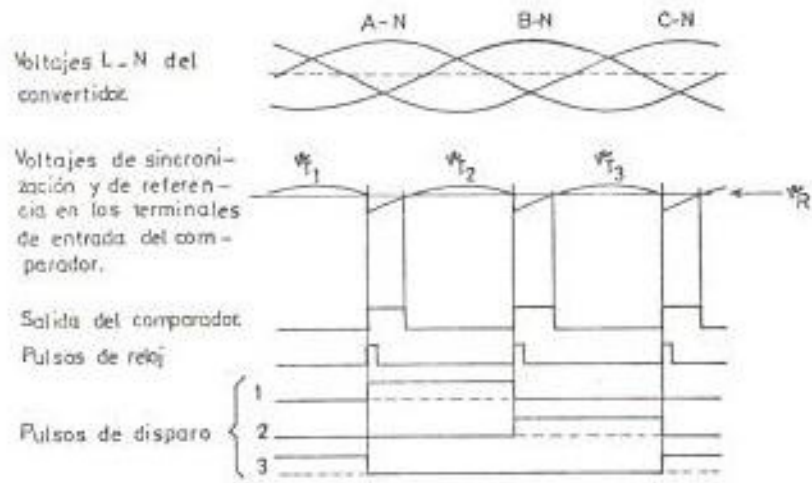
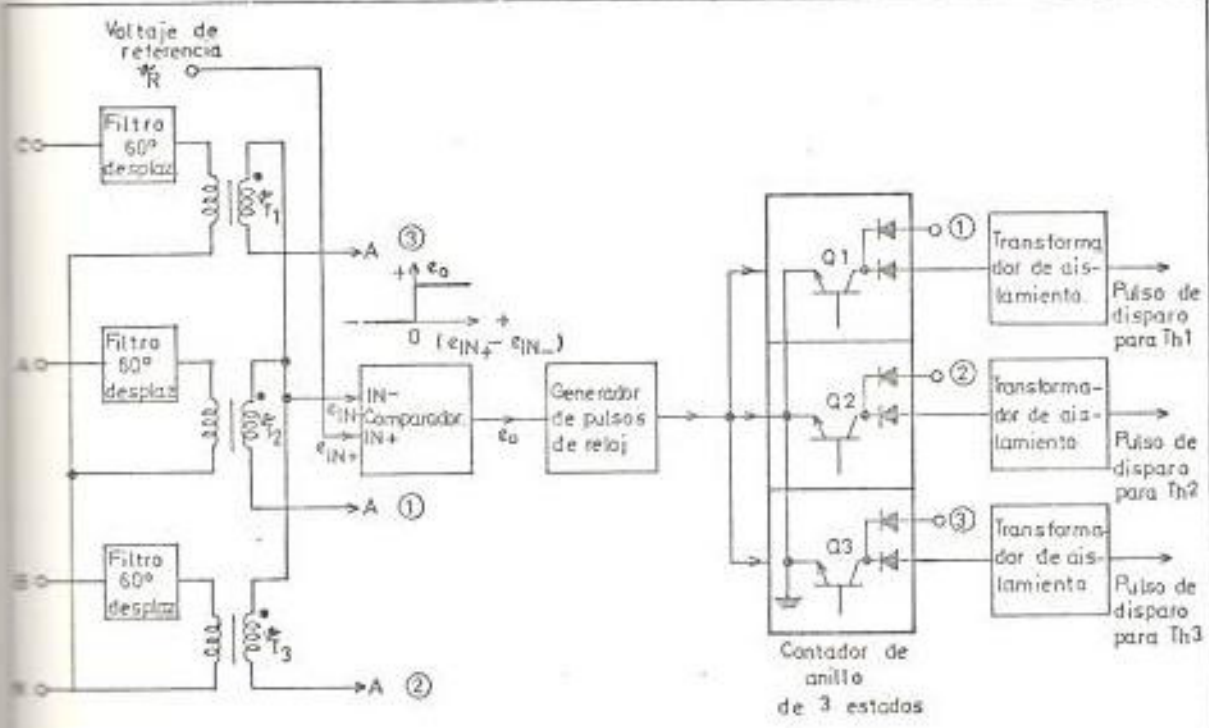


FIGURA 4.30 Diagrama de un esquema generador de pulsos de disparo, usando el principio de control del cruce de la onda coseno, con multiplexación de las ondas de sincronización, con las formas de onda asociadas.

to puede lograrse, alimentando los pulsos de reloj como una entrada de encendido a un contador de anillo de 3 estados, el propósito del cual es simultáneamente distribuir y formar los pulsos de disparo. El diseño de este contador de anillo es tal que solamente uno de los 3 estados es encendido (on) en cualquier tiempo. Cada pulso de reloj sucesivo cambia el estado del circuito, de modo que los estados de encendido de las etapas ocurren en una secuencia regular, una después de otra. Así por ejemplo, cuando el estado "1" es encendido, los estados "2" y "3" son apagados (off) y un pulso de disparo es desarrollado para el tiristor 1. El siguiente pulso de reloj cambia al estado "2" a encendido y al estado "1" a apagado, desarrollando esta vez un pulso de disparo para el tiristor 2, y así sucesivamente.

Considerando ahora el medio para conectar las ondas coseno al comparador en la secuencia correcta, se observa que, puesto que el período de un pulso de disparo dado, corresponde exactamente con el período durante el cual se requiere comparar la onda coseno siguiente, es posible usar el mismo

dispositivo cambiador en el circuito contador de anillo, para realizar la doble función de formar el final del pulso de disparo y conectar la siguiente onda coseno a la entrada del comparador.

4.4.3. Otros principios de control de los pulsos de disparo.

Hasta ahora se ha discutido solamente el principio de control de los pulsos de disparo del cruce de la onda coseno, debido a que este método es el teóricamente más apropiado. Esto no quiere decir sin embargo, que el método de control del cruce de la onda coseno es invariablemente la aproximación práctica mejor para determinar los pulsos de disparo. En verdad, comúnmente se usan otros principios de control alternativos, ya sea debido a su particular conveniencia para determinada aplicación, o debido a la relativa simplicidad de los circuitos asociados, o simplemente por razones de experiencia en la utilización de circuitos de control existentes.

En la primera categoría de principios de control alternativos, pueden ubicarse varios métodos que usan el mismo principio básico de determinar los instantes de los pulsos de disparo de la intersección del voltaje de referencia con un conjunto de ondas sincronizadas a los voltajes de entrada. Las diferencias esenciales entre estos varios métodos reside so

lamente en la forma de las ondas y en la manera de derivar las mismas. Así por ejemplo, una onda diente de sierra lineal, sincronizada al cruce por cero de la onda del voltaje de entrada es siempre usada en lugar de la onda coseno. Estos tipos de métodos de control de los pulsos de disparo contienen solamente una mínima diferencia conceptual del método de control del cruce de la onda coseno y no se discutirán con más detalle.

Existen otros varios métodos de control de los pulsos de disparo, que son basados en principios más fundamentalmente diferentes. Dos de estos métodos se discuten a continuación.

4.4.3.1. Control Integral.

Una dificultad práctica con el método de control del cruce de la onda coseno, surge debido a la presencia de distorsiones o picos en las ondas del voltaje de entrada. Estos picos, que pueden tener origen en disturbios externos en el sistema de la fuente, o pueden ser un resultado directo de las conmutaciones del cicloconvertidor mismo, pueden causar intersecciones agudas de las ondas coseno con el voltaje de referencia, dando origen a pulsos de disparo ubicados incorrectamente. Con el fin de superar esta dificultad, las ondas coseno

pueden ser obtenidas de las ondas de voltaje de entrada del cicloconvertidor a través de filtros, - los cuales eliminan los picos de voltaje y desarrollan ondas puras al sistema de control. Típicamente los filtros de las ondas coseno, comprenden circuitos resistencia-capacitancia, que dan un desplazamiento de fase de 60° . Proporcionando esta cantidad precisa de desplazamiento de fase, las ondas coseno, tendrán la posición de fase correcta con respecto a los voltajes de entrada del convertidor.

Para aplicaciones en las cuales la frecuencia de entrada es variable, sin embargo, es difícil proporcionar un filtrado adecuado, y al mismo tiempo mantener siempre la relación de fase deseada de las ondas de coseno. En este caso, un principio de control fundamentalmente diferente, denominado como el principio de control integral, podría proporcionar una base altamente satisfactoria para el control de los pulsos de disparo.

El principio básico del método de control integral puede ser explicado considerando un ejemplo simple en el cual un convertidor de 6 pulsos opera con un ángulo de disparo estable produciendo un voltaje de salida promedio así mismo estable. Una forma -

de onda de salida típica obtenida con pulsos de disparo que tienen una precisión de rastreo perfecta se muestra en la figura 4.31.a); y en b) y c) muestra cómo este voltaje de salida está formado de un componente de c.d. estable con un componente de rizado de c.a. superpuesto. Examinando la forma de onda del voltaje de rizado de c.a., se ve que durante el intervalo entre cualesquiera dos puntos de disparo sucesivos, la integral neta-voltaje-tiempo de esta onda es cero; en otras palabras, las áreas de la forma de onda por arriba y por abajo del eje cero son exactamente iguales las unas a las otras. Así, si esta forma de onda de voltaje se aplica a la entrada de un circuito integrador, la salida de éste sería instantáneamente cero en cada punto de disparo como se muestra en la figura 4.31. d).

Este fenómeno sugiere que un principio de control simple, es generar un pulso de disparo cada vez que la integral de la forma de onda del voltaje de rizado se hace instantáneamente igual a cero. Puesto que, por definición, el voltaje de salida promedio es requerido a ser proporcional al voltaje de referencia, la forma de onda del voltaje de

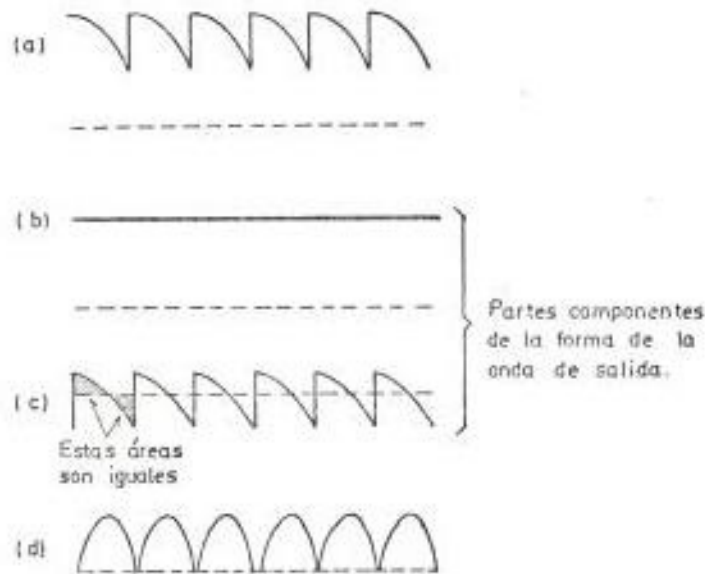


FIGURA 4.31. Formas de onda que ilustran el principio básico del método denominado "control integral": a) Voltaje de salida del convertidor, b) Componente directa del voltaje de salida, c) Componente de rizado de c. a del voltaje de salida, d) Forma de onda de voltaje de rizado integrada.

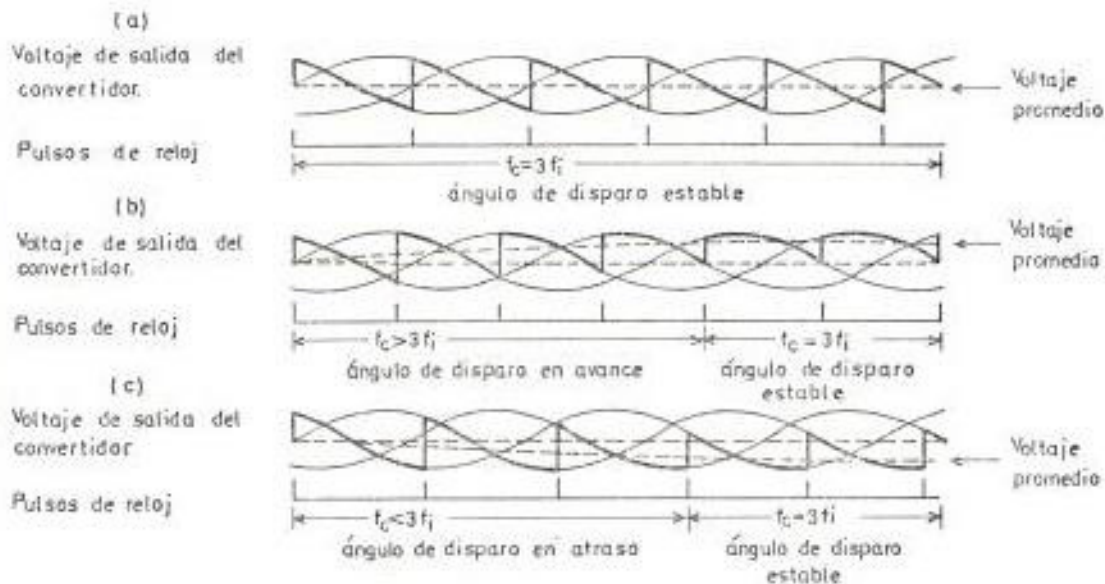


FIGURA 4.33. Formas de onda que ilustran el principio básico del método de control del oscilador de fase fijada. t_c = frecuencia de reloj a la cual se producen los pulsos de disparo. f_i = frecuencia de entrada.

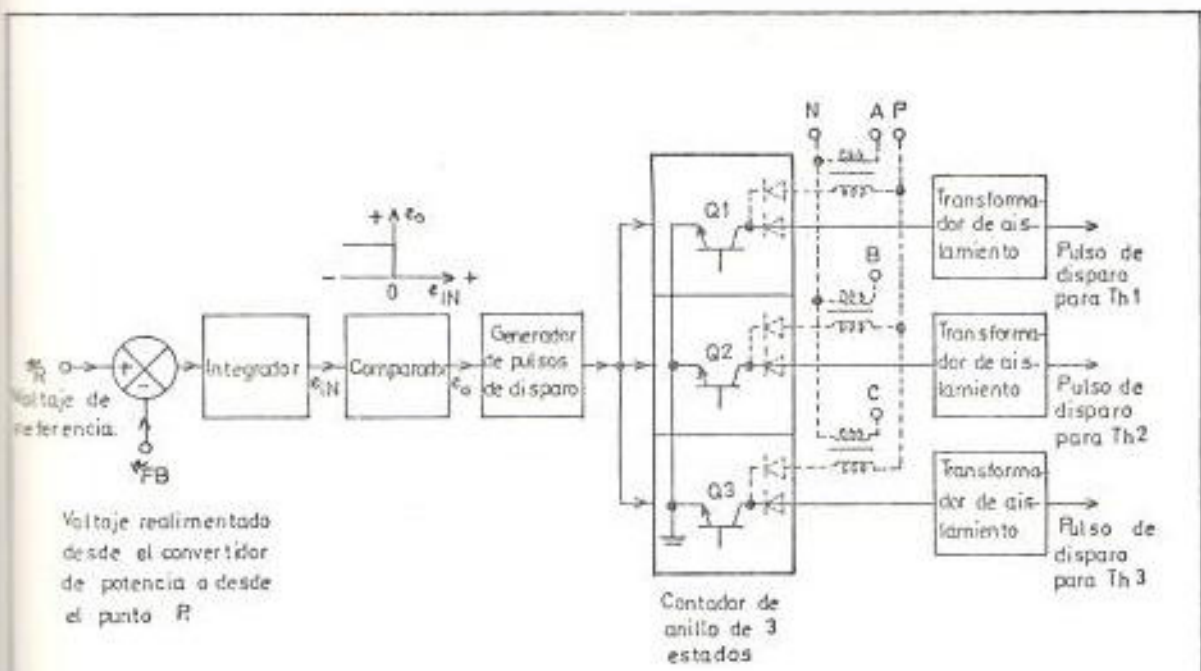
rizado puede ser obtenida simplemente, restando la referencia de la forma de onda de salida actual. Con tal esquema se asegura que cada uno y todos - los segmentos del voltaje de rizado tienen un valor medio de cero, y por lo tanto entre cada dos - puntos de disparo el valor promedio del voltaje de salida es igual al voltaje de referencia. Así, un control muy ajustado pulso por pulso es ejercido - sobre la forma de onda del voltaje de salida, y , de hecho, este principio automáticamente proporciona un control de lazo cerrado cercanamente regulado del voltaje de salida.

Este principio de control tiene dos factores importantes. Primeramente, puesto que los pulsos de - disparo son generados en los valores cero del integral del voltaje de rizado, es insensible a cambios en la frecuencia de la fuente. En otras palabras, aunque la amplitud de la forma de onda del integral del voltaje de rizado cambia con los cambios de frecuencia de la fuente, sus valores cero siempre corresponden con los instantes de disparo deseados. En segundo lugar, cualquier pico que - pueda aparecer en la forma de onda del voltaje de salida del convertidor, no tendrá un efecto inmediato.

diato o drástico sobre los instantes de los pulsos de disparo, ya que el valor integral del voltaje de rizado de salida es apenas influenciado por es tos picos.

En la práctica, aunque el principio de control integral básico descrito es teóricamente factible - si se requiere producir una salida de c.d. estable, no es satisfactorio, en sí mismo, para producir un voltaje de salida alterno. Para una salida de c.a. puede ser demostrado matemáticamente que aunque este principio de control podría operar aparentemente de manera satisfactoria para un número de pun - tos de disparo sucesivos, eventualmente los inter - valos de tiempo entre pulsos de disparo consecuti - vos se hacen más y más irregulares, hasta que finalmente el control se pierde por completo (8). Además, aún con una salida de c.d. estable, este - control integral muestra una tendencia, bajo cier - tas condiciones, a ajustarse a un modo de opera - ción asimétrico, con los instantes de los pulsos - de disparo ocurriendo a intervalos irregulares.

En la figura 4.32 se muestra un diagrama simplifi - cado de un generador de pulsos de disparo, usando el principio de control integral junto con las for



Voltaje realimentado desde el convertidor de potencia a desde el punto R

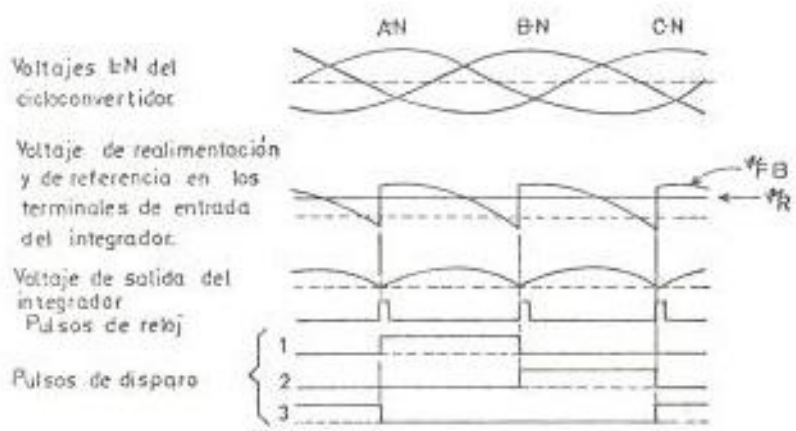


FIGURA 4.32 - Diagrama de un esquema generador de pulsos de disparo, usando el principio del control integral, con las formas de onda asociadas.

mas de onda asociadas.

4.4.3.2. Control por medio de un oscilador de fase fijada.

Otra técnica para determinar los instantes de los pulsos de disparo se basa en el simple hecho que bajo condiciones de estado estable (con una salida de d.c. estable), los pulsos para tiristores sucesivos son producidos en intervalos de tiempo igualmente espaciados. Así, el período de tiempo entre cualesquiera dos conmutaciones consecutivas es igual al período de la onda de voltaje de entrada - dividido para el número de pulsos del convertidor.

En teoría entonces, para cualquier ángulo de disparo estable dado, los instantes de disparo podrían ser determinados desde un oscilador de pulsos de - reloj independiente, en tanto que éste mantiene - precisamente la frecuencia y fase deseadas. Esto es ilustrado por las formas de onda de la figura - 4.33. a). Las formas de onda de la figura 4.33. b) y c) demuestran que un incremento en la frecuencia del reloj por encima del valor de sincronismo, resulta en un establemente incrementado nivel de voltaje de salida, en virtud del hecho que cada punto de disparo sucesivo está relativamente más avanza-

do que el punto previo; mientras que, un decre -
mento en la frecuencia del reloj, resulta en un
establemente decrementado nivel del voltaje de -
salida, debido a que, en este caso, cada punto -
de disparo sucesivo está relativamente más retar
dado que el punto previo.

Por supuesto, en la práctica no es posible idear
un oscilador independiente el cual mantendría -
precisamente la frecuencia deseada; así, un méto -
do de control de pulsos de disparo de lazo abier -
to básico de este tipo no es practicable, ya que
inevitablemente se produciría un corrimiento con
tínuo del ángulo de disparo del convertidor. Sin
embargo, el esquema puede transformarse en un mé -
todo de control práctico, usando un lazo de rea -
limentación negativa para fijar el oscilador, de
modo que su frecuencia y fase son forzadas a co
rresponder con las condiciones deseadas a la sa -
lida del convertidor. Esto puede ser logrado ,
por ejemplo, diseñando el oscilador de pulsos de
reloj de modo que su frecuencia es controlada de
acuerdo con un voltaje directo. Si este voltaje
es obtenido del error entre un valor de referen -
cia y el parámetro de salida del convertidor que

se desea controlar, entonces la acción del lazo de control completo es automáticamente tal, que ajusta el oscilador al ángulo de disparo deseado.

En todas las aplicaciones prácticas, se requiere un control de lazo cerrado de uno u otro de los parámetros de salida del convertidor. De modo que el hecho que una realimentación de lazo cerrado es un ingrediente inherente del método de control del oscilador de fase fijada, no es una limitación práctica; por el contrario, es uno de los factores básicos de este principio de control.

En la figura 4.34 se muestra un diagrama funcional simplificado de un generador de pulsos de disparo usando el método de control del oscilador de fase fijada, junto con las formas de onda asociadas.

4.4.4. Control de los extremos del rango de disparo.

Hasta ahora, se ha asumido tácitamente que la operación del circuito de control es tal que los pulsos de disparo son iniciados en algún punto dentro del rango de control de los mismos; esto es, que el ángulo de disparo está entre 0° y un ángulo límite ligeramente menor que 180° . En la práctica, podría haber una tendencia, bajo ciertas condiciones, del ángu

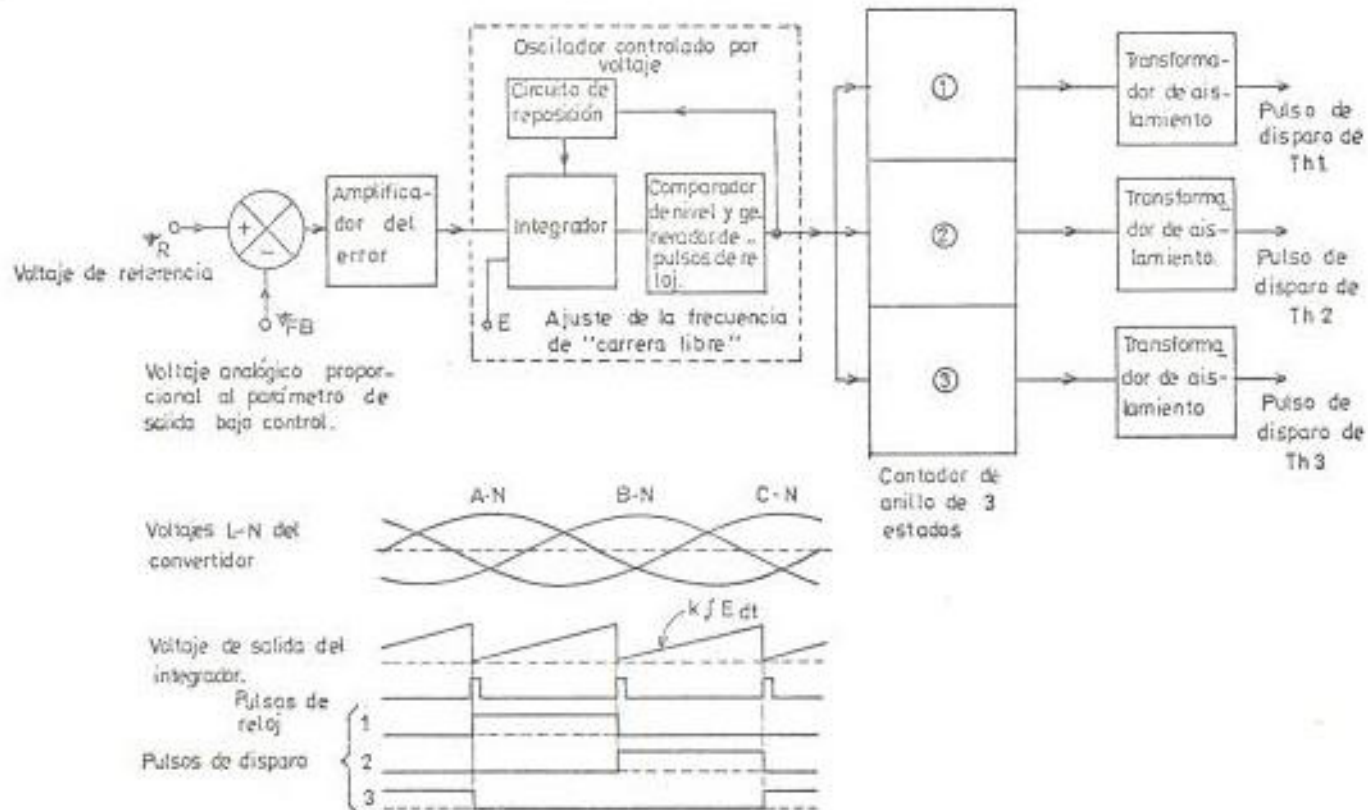


FIGURA 4.34. Diagrama de un esquema generador de pulsos de disparo, usando el principio de control del oscilador de fase fijada, con las formas de onda asociadas.

lo de disparo a producirse más allá de los límites del rango de control permisible, en la ausencia de un control de disparos perdidos o inefectivos con las consecuentes fallas de conmutación en el convertidor de potencia, lo que generalmente puede producir un modo de operación del sistema intolerable, y hasta catastrófico.

Entonces, es esencial incorporar algún medio al circuito de control de los pulsos de disparo, para asegurar que el ángulo de disparo no exceda los límites del rango de control seguro.

4.4.4.1. Método que usa la fijación de un voltaje de referencia.

Para el método de control del cruce de la onda coseno y similares, un método simple de asegurar que el ángulo de disparo estará dentro del rango deseado es poner un límite en el posible rango de variación del voltaje de referencia analógico, así visto desde el comparador, de modo que este voltaje siempre estará dentro de los niveles de pico a pico de las ondas coseno. Así, se asegura que un punto de cruce entre los voltajes de referencia y coseno es siempre obtenido, y por lo tanto no habrá pulsos perdidos. Al mismo tiempo un seguro

contra fallas de conmutación puede lograrse poniendo apropiadamente el nivel límite del voltaje de referencia en la región inversora de operación. Una simple manera de lograr este resultado es fijar los niveles de voltaje de referencia del comparador, por medio de un par de diodos zener conectados inversamente.

Aunque es satisfactorio para algunas aplicaciones, este método simple de proporcionar un control de los extremos del ángulo de disparo tiene sus limitaciones, debido al hecho que cualquier corrimiento en el nivel de voltaje fijado, así como en el voltaje de compensación del comparador, debidos a cambios de temperatura, así como variaciones en las amplitudes de las ondas coseno, son reflejados como cambios correspondientes en los límites del rango de control del ángulo de disparo. Por supuesto, es factible idear circuitos de fijación de voltaje bastantes sofisticados, los cuales, al menos parcialmente son autocompensados contra tales efectos. Sin embargo, debido a la tendencia inherente para el corrimiento en circuitos analógicos de este tipo, esta técnica de control es generalmente satisfactoria solamente para aplicaciones en

las cuales es permitido poner los límites nominales del rango de control, con cierto margen de seguridad dentro de los límites teóricos.

4.4.4.2. Métodos que usan información dependiente del tiempo.

Una aproximación más sofisticada al problema de proporcionar el control de los extremos necesario, es derivar de las formas de onda del convertidor de potencia, información digital dependiente del tiempo actualizada, la cual define los instantes de disparo mínimo y máximo para cada tiristor. Esta información es superpuesta al mecanismo de control de los pulsos de disparo normal, de tal manera que la producción de pulsos fuera del rango de control permisible, así como pulsos perdidos, es automáticamente prevenida. Al mismo tiempo, la operación del control de los pulsos de disparo no es afectada, mientras los pulsos de disparo se producen dentro de los límites del rango permisible de control del ángulo de disparo.

4.4.4.3. Límites teóricos del rango de control del ángulo de disparo.

La función básica del control de los extremos es - generar un pulso de disparo en los límites del rango requerido de control del ángulo de disparo, en el caso que el mecanismo normal de control de los pulsos de disparo tienda a producir un pulso de - disparo fuera del rango.

En la práctica, el rango requerido de control de - los pulsos de disparo, está determinado por los re- querimientos de la aplicación particular, y siem- pre será el caso que los límites del rango de con- trol estarán dentro de los límites permitidos teó- ricamente. Puede también darse el caso que el ran- go de control esté restringido por limitaciones - prácticas en el circuito de control de los pulsos de disparo mismo; por ejemplo, con el método del cruce de la onda coseno, el mínimo ángulo de dispa- ro obtenible es usualmente mayor que 0° , debido a la dificultad práctica de detectar un punto de cru- ce en la parte plana del pico de la onda coseno.

Tales cuestiones, sin embargo, dependen de circuns- tancias específicas y no son de naturaleza funda -

mental. La cuestión más básica es determinar cuáles son los límites teóricos del rango de control de los pulsos de disparo, más allá de los cuales - la operación simétrica apropiada del convertidor - de potencia, no puede ser obtenida.

Hasta aquí, ha sido asumido que los límites teóricos del rango de control de los pulsos de disparo son, en la región rectificadora 0° y en la región inversora, casi 180° . Esta suposición fue basada en la premisa de que la conmutación de corriente - desde un tiristor al siguiente toma lugar instantáneamente. Esta simplificación es útil y válida para un entendimiento general de los principios de operación básicos del cicloconvertidor; pero, no es válida cuando se considera en detalle la cuestión del límite teórico del ángulo de disparo para la región inversora de operación.

Considerando esta cuestión más profundamente, tenemos que, cuando hay una inductancia conectada entre la fuente de voltaje de c.a. y los terminales de entrada del cicloconvertidor (la cual, en menor o mayor grado, está siempre presente), el proceso de conmutar la corriente desde un tiristor al siguiente ocupa un período finito de tiempo. Duran-

te este tiempo de superposición de la conmutación, ambos tiristores, el que entra y el que sale están en conducción. Así, el punto al cual el voltaje inverso es aplicado al tiristor saliente, no corresponde con el punto al cual el pulso de disparo es aplicado al tiristor entrante, sino que es retardado por el tiempo de superposición. Más aún - este tiempo de superposición se resta directamente del tiempo disponible para la polarización inversa del tiristor. Así, para un ángulo de disparo dado, la suma de los tiempos de superposición y de la polarización inversa es constante; y mientras más largo sea el tiempo de superposición más corto será el tiempo de polarización inversa.

El tiempo de superposición es una función del voltaje disponible para conmutar la corriente desde una inductancia de línea a la siguiente, la amplitud de la corriente a ser conmutada y del valor de la inductancia de la fuente. Así, si el límite para el ángulo de disparo en la región inversora es definido de tal manera que resulte un tiempo de polarización inversa fijo para el tiristor (en otras palabras, será el máximo punto de disparo posible al cual la operación del convertidor puede mante -

nerse sin correr el riesgo de fallas en la comuta
ción), entonces es claro que este ángulo de dispa-
ro no será rígidamente fijo, sino que es una fun-
ción de la amplitud de corriente existente a ser
conmutada y del voltaje en los terminales de c.a.
del cicloconvertidor.

Las formas de onda de la figura 4.35 ilustran la
dependencia del punto límite de disparo en la re-
gión inversora, con respecto a las amplitudes del
voltaje y de la corriente. Para cada uno de los
tres casos ilustrados, el ángulo de recuperación
del tiristor, β es el mismo. Se ve que a fin de
mantener este ángulo de recuperación fijo, es nece-
sario avanzar el ángulo de disparo límite de la re-
gión inversora, con altas corrientes y con volta-
jes de entrada de c.a. bajos.

En conclusión, entonces, mientras que el ángulo de
disparo límite para la región rectificadora tiene
una posición angular fija con respecto a la onda
de voltaje de entrada (i. e. $\alpha = 0^\circ$), sin importar
las amplitudes del voltaje o la corriente, el ángu-
lo de disparo límite para la región inversora no
es fijo, sino que depende del valor de la inductan-
cia de la fuente, de la amplitud del voltaje de

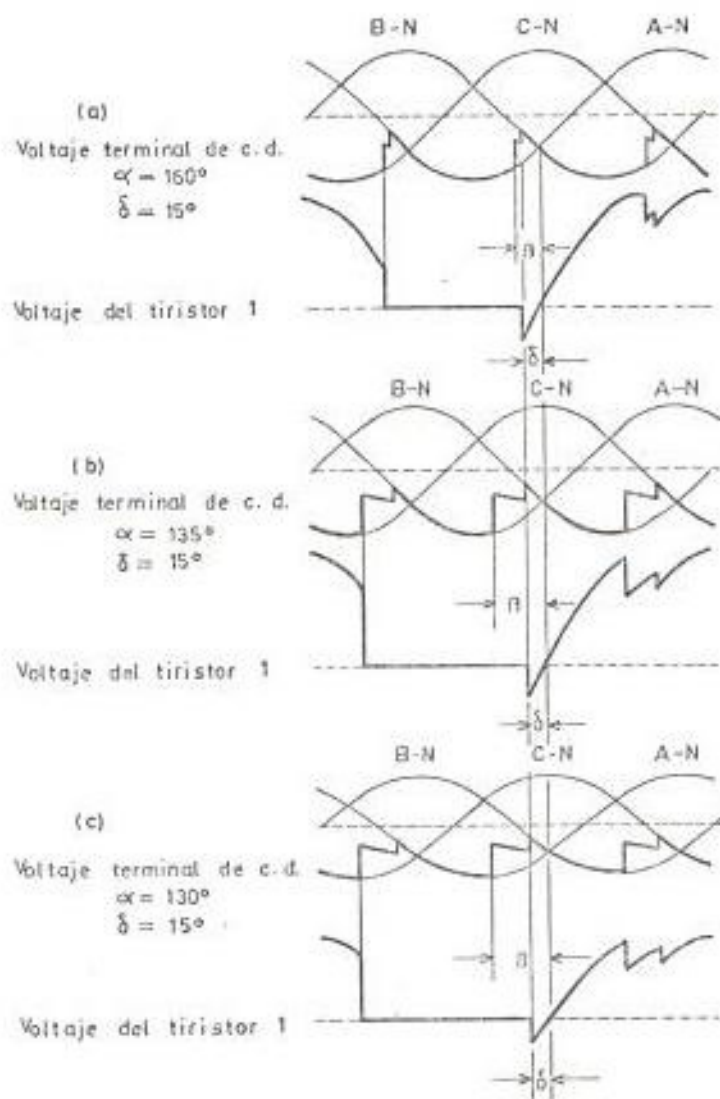


FIGURA 4.35. Formas de onda que ilustran la dependencia del ángulo de disparo límite en la región inversora, con respecto a las amplitudes del voltaje y corriente de c. a. a) carga ligera — voltaje de c. a. normal; b) carga nominal — voltaje de c. a. normal; c) carga nominal — voltaje de c. a. bajo.

entrada del convertidor y de la corriente a ser -
conmutada.

4.4.4.4. Método para determinar los puntos de disparo límites de las formas de onda del convertidor.

Para la región rectificadora, la posición del punto de disparo límite puede ser fácilmente determinada de las ondas de voltaje de c.a. de entrada - del convertidor. El mínimo punto posible en el ciclo de entrada en el que la aplicación de un pulso de disparo al tiristor tiene un resultado fructífero, es el punto al cual el voltaje de ánodo se hace positivo. Así, el ángulo de disparo límite en la región rectificadora puede ser determinado simplemente, detectando el cruce por cero del voltaje línea a línea apropiado, como se ilustra en el diagrama esquemático de la figura 4.36, ya que es sabido que el voltaje de línea, se retrasa 30° con - respecto al voltaje de fase.

La determinación del punto de disparo límite en la región inversora es más complicada, especialmente si se requiere proporcionar ajuste automático de - la posición del pulso de disparo límite en corres- pondencia con las amplitudes del voltaje y corrienen

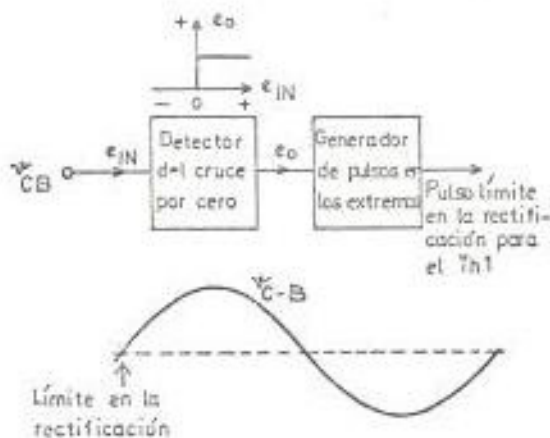
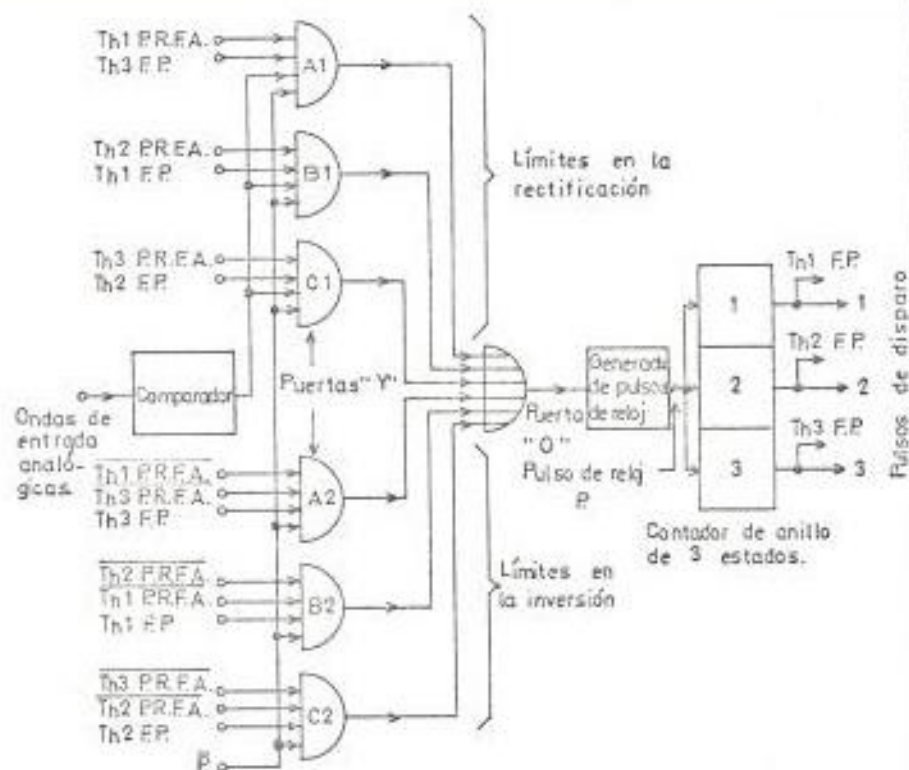


FIGURA 4.36. Diagrama de un esquema para determinar la posición límite en la rectificación.



- Th1.PR.FA. = Rango permisible del ángulo de disparo para Th1.
- Th2.PR.FA. = Rango permisible del ángulo de disparo para Th2.
- Th3.PR.FA. = Rango permisible del ángulo de disparo para Th3
- Th1.FP. = Pulso de disparo para Th1
- Th2.FP. = Pulso de disparo para Th2
- Th3.FP. = Pulso de disparo para Th3

FIGURA 4.38 Diagrama funcional de un esquema generador de pulsos de disparo, incluyendo control de los extremos

te existentes, de modo que se produzca un tiempo - de recuperación o ángulo de recuperación fijo para los tiristores. El requerimiento básico es hacer una predicción del instante de disparo, el cual - una vez que el período de sobreposición de la conmutación ha expirado, deja el período de polarización inversa deseado para el tiristor saliente.

Puesto que esto involucra una predicción de eventos futuros, inherentemente no será posible realizar un método de control del punto de disparo límite en la región inversora, que sea completamente infalible.

En el mejor de los casos, la determinación del instante del pulso de disparo puede ser basada en información obtenida desde ondas de voltaje y corriente inmediatamente precedentes, en la asunción que las ondas que se formarán una vez que el pulso de disparo ha sido desarrollado, seguirán el curso de eventos normalmente predecibles. Si, una vez que el pulso de disparo ha sido generado, las formas de onda en el convertidor de potencia, difieren apreciablemente de aquellas predichas (lo cual podría ser causado por ejemplo, por una súbita caída en el voltaje, o una súbita elevación de

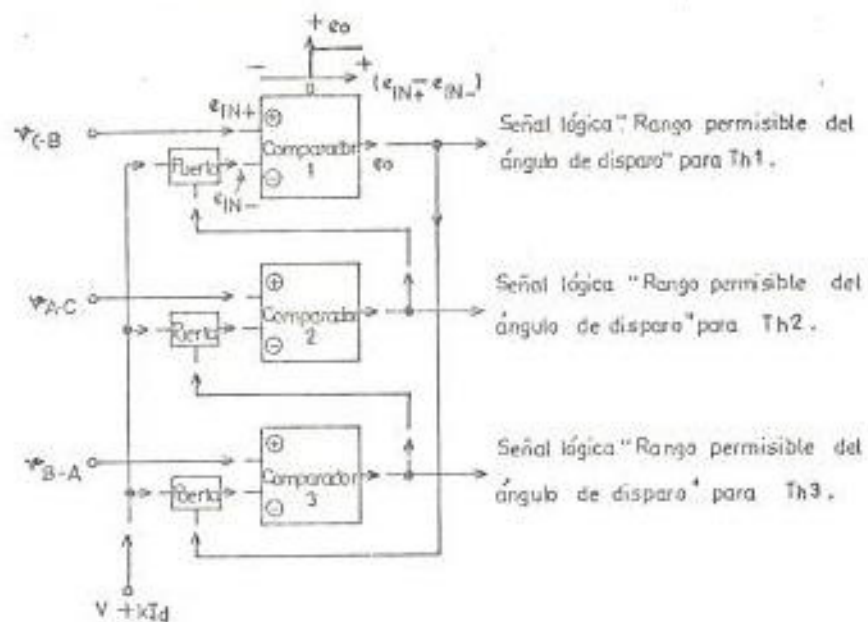
carga), entonces es bastante posible que ocurra una falla en la conmutación.

En la práctica, el diseño y complejidad de los circuitos requeridos para determinar el instante del punto de disparo límite en la región inversora, depende de una variedad de consideraciones, tales como cuán cerca del ángulo de disparo límite teórico se desea operar el convertidor, si es requerido o perar cerca de este límite en todos los niveles de carga o solamente bajo ciertas condiciones extremas, cuán ancho es el rango de variación de la corriente y del voltaje de la fuente y de la frecuencia, la susceptibilidad de la fuente de voltaje a súbitas distorsiones erráticas, la no ocurrencia de ocasionales fallas de conmutación y así por el estilo.

Puesto que están involucradas muchas consideraciones, muchas variaciones son posibles en las técnicas de diseño de circuitos para determinar el instante del punto de disparo límite en la región inversora. Un esquema no muy sofisticado para detectar la posición de este punto límite para un convertidor de 3 pulsos se muestra en la figura 4.37.

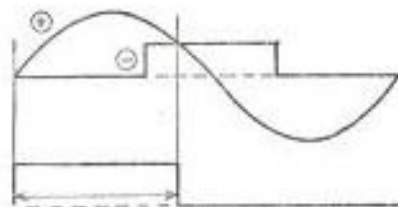
El principio básico es determinar ambas posiciones límites para la rectificación y la inversión del nivel instantáneo del voltaje de conmutación línea a línea mismo. Para cada tiristor es producida una forma de onda digital que representa el rango permisible para el control del ángulo de disparo. El mínimo punto de disparo permisible es determinado del cruce por cero del voltaje de conmutación línea a línea apropiado, y el máximo punto de disparo permisible es determinado del punto al cual el voltaje de conmutación cae a un nivel dado. En el esquema particular mostrado, el nivel del voltaje de conmutación que determina el máximo punto de disparo permisible es la suma de un nivel fijo, más un nivel proporcional a la corriente de carga.

Este principio para determinar el instante del punto de disparo límite en la región inversora, no resulta por supuesto en un ángulo de recuperación teóricamente constante, con voltaje y corriente variables. Sin embargo, por lo menos la posición del punto de disparo límite en la inversión se mueve en la dirección correcta cuando las amplitudes del voltaje y la corriente cambian. Este método de sensar las posiciones límites es bastante satis



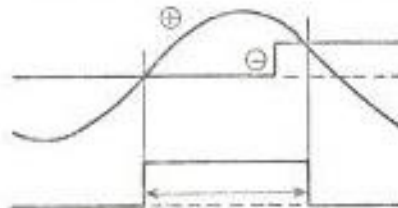
Entradas al comparador 1.

Señal lógica "Rango permisible del ángulo de disparo" para Th1.



Entradas al comparador 2.

Señal lógica "Rango permisible del ángulo de disparo" para Th2.



Entradas al comparador 3.

Señal lógica "Rango permisible del ángulo de disparo" para Th3.

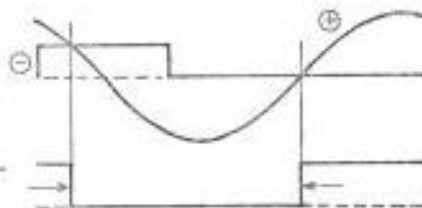


FIGURA 4.37. Diagrama funcional de un circuito que produce señales lógicas que representan el "rango permisible del ángulo de disparo"; en concordancia con el nivel de voltaje disponible para la conmutación, con las formas de onda asociadas.

factorio, mientras no es requerido operar demasiado cerca a los límites teóricos del ángulo del disparo a cualquier tasa, ni sobre un amplio rango de condiciones.

El esquema puede ser simplificado aún más, a expensas de un correspondiente más pobre control de la posición de los puntos de disparo límites, omitiendo la señal de compensación proporcional a la corriente, y determinando la posición del punto límite en la inversión, del punto al cual el voltaje de conmutación alcanza un nivel fijo dado.

4.4.4.5. Aplicación de la información sobre los puntos límites al control de los pulsos de disparo.

Una vez que la información lógica que define el rango de control del ángulo de disparo permisible ha sido obtenida por cualesquier método, es necesario aplicar esta información al circuito de control de los pulsos de disparo, de tal manera que la producción de pulsos de disparo fuera del rango permisible es prevenida automáticamente; al mismo tiempo, la operación normal del control de los pulsos de disparo no debe ser interferida, mientras los pulsos de disparo son producidos dentro de los

límites del rango de control permisible,

En la práctica, son posibles muchas variaciones en las técnicas de circuitos, para aplicar la información de los puntos límites para lograr el resultado deseado. El esquema particular considerado a continuación es aplicable a cada uno de los arreglos generadores de pulsos de disparo mostrados anteriormente, y por lo tanto es de interés general.

El método se basa en el uso de señales lógicas, para cada tiristor, las cuales definen el rango de control permisible del ángulo de disparo, y toma la forma mostrada en la figura 4.37. Estas señales, junto con otras señales generadas en los circuitos de control de los pulsos de disparo, se usan para controlar la apertura y cierre de puertas lógicas conectadas a la entrada del generador de pulsos de reloj, los cuales determinan los instantes de los pulsos de disparo.

Un esquema funcional completo para un circuito de 3 pulsos, se muestra en la figura 4.38. La parte del esquema titulada "Límites en la rectificación" consiste de tres puertas AND de 4 entradas, una asociada con cada tiristor, las cuales están inter-

puestas entre el comparador y el generador de pulsos de reloj. La señal de salida del comparador - cambia del estado "0" al estado "1" en el instante deseado de iniciación de cada pulso de disparo, y esta señal es dirigida a través de las tres puertas AND a la entrada del generador de pulsos de reloj.

Considerando por ejemplo, las condiciones previas a la iniciación de un pulso de disparo para el tiristor 1, en cualquier lugar dentro de su rango - permisible de control del ángulo de disparo. A este tiempo, la señal lógica Th1 P.R.F.A. (thyristor 1 permissible range of firing angle) tiene un valor "1"; también, previo a la iniciación del pulso de disparo 1, es necesario que el pulso de disparo 3 exista, y por lo tanto la señal lógica Th3.F.P. (thyristor 3 firing pulse) tienen un valor "1"; - también la señal \bar{P} (que es el complemento del pulso de reloj) tiene un valor "1", ya que no hay pulso de reloj en este tiempo. Por lo tanto, en el punto en el cual la señal de salida del comparador cambia de "0" a "1" la señal de salida de la puerta AND A1 toma un valor "1" y un pulso de reloj es iniciado, y se desarrolla el pulso de disparo al

tiristor 1.

Dependiendo del ángulo de disparo particular, y del mecanismo de tiempo del generador de pulsos particular, la señal de salida del comparador puede o no retornar inmediatamente al valor "0" en este tiempo. Si no lo hace aún, necesariamente deberá hacerlo antes que la señal Th_2 , P.R.F.A. asuma un valor "1", y por lo tanto, no habrá posibilidad de que un nuevo pulso de reloj sea generado antes que el instante de disparo para el tiristor 2 sea alcanzado. Si el ángulo de disparo es tal que la señal de salida del comparador retorna inmediatamente a cero tan pronto como el pulso de reloj ha sido iniciado, entonces, así mismo no hay posibilidad para que otro pulso de reloj sea iniciado hasta que, una vez más, la salida del comparador asume un valor "1" lo cual ocurre en el punto en el cual el instante del disparo para el tiristor 2 es alcanzado. La presencia de la señal \bar{P} en las entradas de cada una de las puertas AND previene positivamente de condiciones de carrera de pulsos (pulse race conditions) que posiblemente podría de otra manera ocurrir en los instantes de disparo.

La discusión anterior ilustra el hecho de que la o

peración normal del mecanismo de control de los -
pulsos de disparo, dentro del rango de control per-
misible del ángulo de disparo, no es afectada por
el circuito de control de los puntos límites, su
perpuesto. Ahora, se considera la operación del -
sistema, cuando hay una tendencia por parte del me-
canismo de control de los pulsos de disparo, a ini-
ciar un pulso de disparo prematuro. Bajo esta con-
dición, la señal de salida del comparador ya tiene
un valor "1" en el instante al cual la señal lógi-
ca P.R.F.A. cambia del valor "0" al valor "1". Así,
el pulso de disparo es automáticamente iniciado en
el mínimo punto de disparo permisible.

Esto es además explicado considerando, por ejemplo,
las condiciones durante el período inmediatamente
precediendo al rango permisible del ángulo de dis-
paro para el tiristor 1. Asumiendo que hay ya una
tendencia para que el pulso de disparo sea aplica-
do a este tiristor, entonces la señal de salida -
del comparador, así como la señal lógica Th3F.P. -
ambas tienen un valor "1" y tan pronto como la se-
ñal lógica Th1. P.R.F.A. asume un valor "1" la se-
ñal de salida de la puerta AND A1, también asume -
un valor "1" y un pulso de disparo para el tiris -

tor 1 es iniciado. El siguiente pulso de reloj es producido tan pronto como la señal Th2. P.R.F.A. asume un valor "1" y así sucesivamente, mientras continúe la tendencia del mecanismo de control normal a iniciar pulsos de disparo prematuros.

La parte del esquema titulada "Límites de la Inversión" no tiene efecto en la operación del sistema, mientras los pulsos de disparo son iniciados en avance del máximo punto de disparo permisible. Sin embargo, si el pulso de disparo para cualquier tiristor no ha sido iniciado hasta que este punto límite en el ciclo es alcanzado, entonces la señal de salida de la puerta AND apropiada inmediatamente asume un valor "1" iniciando por lo tanto el pulso de disparo límite en la inversión. Por ejemplo asumiendo que la señal lógica Th3. F.P. todavía tiene un valor "1" en el punto al cual la señal lógica $\overline{\text{Th1. P.R.F.A.}}$ cambia de "0" a "1", es decir en el punto de disparo máximo permisible para el tiristor 1, la señal de salida de la puerta AND A2 cambiará de "0" a "1" (ya que la señal $\overline{\text{Th3. P.R.F.A.}}$ ya tiene un valor "1"), y así será iniciado inmediatamente, el disparo del tiristor 1.

La razón para la conexión de la señal lógica $\overline{\text{P}}$ a

las entradas de las puertas AND de la parte "Límites de Inversión", es así mismo para prevenir condiciones de carrera de pulsos, los cuales podrían existir de otra manera, en los bordes iniciales de las señales lógicas P.R.F.A.

4.4.5. El generador de pulsos de disparo complementario.

Como se ha visto el cicloconvertidor consiste de un par de convertidores complementarios, el positivo y el negativo. Este arreglo básicamente requiere 2 circuitos generadores de pulsos de disparo, uno para cada convertidor, y con conducción continua es necesario controlar los ángulos de disparo de los dos convertidores de modo que su suma sea siempre 180° .

En algunas aplicaciones, en las cuales nunca hay necesidad de la aplicación simultánea de pulsos de disparo a ambos convertidores, es factible y económico usar un solo circuito de control de pulsos de disparo para ambos convertidores, e intercambiar los pulsos de disparo entre los dos conjuntos separados de circuitos de salida, al mismo tiempo que invertir la polaridad del voltaje de referencia analógico que controla los ángulos de disparo, en concordancia con la dirección del flujo de la corriente de carga.

Es más común, sin embargo, usar circuitos generadores de pulsos de disparo esencialmente separados para los convertidores positivo y negativo. V, la cuestión por resolver será entonces, cómo controlar los ángulos de disparo de los dos circuitos, en respuesta a un voltaje de referencia común, de modo que su suma sea siempre 180° .

Una solución posible es usar dos circuitos generadores de pulsos de disparo idénticos, pero completamente independientes, con los terminales de tierra del uno flotando con respecto al otro, y conectar los terminales del voltaje de referencia de un circuito, en antiparalelo con los del otro circuito. Esta solución, sin embargo da origen a ciertas inconveniencias, principalmente porque siempre es deseable usar un terminal de tierra común para el sistema de control completo.

Con dos circuitos generadores de pulsos de disparo idénticos, con un terminal de tierra común, las características para el control del ángulo de disparo requeridas para los dos convertidores, pueden ser obtenidas aplicando voltajes de referencia iguales y opuestos a los dos circuitos generadores de pulsos. Para esto es necesario invertir el voltaje de referencia para el circuito de disparo negativo. Al mismo tiempo, para los dos grupos convertidores de un cicloconvertidor de 3 pulsos, por ejemplo, es necesario desplazar los volta-

jes de sincronización de c.a. para los dos circuitos de disparo por 180° , los unos con respecto a los otros.

La solución al problema, que permite que el mismo voltaje de referencia sea aplicado directamente a ambos circuitos de disparo, positivo y negativo, es simplemente intercambiar las conexiones de los terminales de entrada del comparador del circuito de disparo negativo. Esta simple solución, elimina la necesidad de invertir el voltaje de referencia para el circuito de disparo negativo y además, los mismos voltajes de sincronización de c.a., sin ningún desplazamiento, pueden usarse para ambos circuitos.

4.5. CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO.

4.5.1. Ecuación de voltaje.

El voltaje de salida de c.d. promedio de un rectificador de fase controlada de media onda con ángulo de disparo cero está dado por la ec. 4.2:

$$V_{do} = \sqrt{2} V_{ph} \left(\frac{m}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{m} \right)$$

donde V_{ph} es el voltaje de fase r.m.s. y m es el número de fases. Este resultado asume una conmutación instantánea y una caída de voltaje directa del tiristor despreciable.

Si el ángulo de disparo del cicloconvertidor es variado sua-

vemente, el voltaje de salida en cualquier punto del ciclo - de baja frecuencia puede ser calculado como el voltaje de salida promedio para el ángulo de disparo apropiado. Esto ignora las rápidas fluctuaciones superpuestas a la forma de onda de baja frecuencia promedio. Asumiendo conducción de corriente continua, el voltaje de salida promedio está dado, - por lo tanto, por la ec. 4.3:

$$V_d = V_{do} \cdot \cos \alpha$$

Si V_o se denomina al voltaje r.m.s. de salida por fase - del cicloconvertidor, entonces el voltaje de salida de pico correspondiente a un ángulo de disparo cero, es :

$$\sqrt{2} V_o = V_{do} = \sqrt{2} V_{ph} \left(\frac{m}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{m} \right)$$

$$y, \quad V_o = V_{ph} \left(\frac{m}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{m} \right) \quad (4.7)$$

Sin embargo, el ángulo de disparo del grupo positivo no puede ser reducido a cero, ya que esto correspondería a un ángulo de disparo de π en el grupo negativo ($\alpha_n = \pi - \alpha_p$). En la práctica, el disparo en la región inversora no puede ser retardado en 180° , ya que debe permitirse un margen suficiente para la superposición de la conmutación y para el tiempo de recuperación del tiristor. Consecuentemente, el ángulo - de disparo del grupo positivo no puede ser reducido por deba

jo de un cierto valor finito, α_{\min} . El máximo voltaje de salida por fase, es por lo tanto:

$$V_d \max. = V_{do} \cdot \cos \alpha_{\min} = r \cdot V_{do} \quad (4.8)$$

donde $r = \cos \alpha_{\min}$, se llama el FACTOR DE REDUCCION DE VOLTAGE o RELACION DEL VOLTAGE DE SALIDA. La expresión para el voltaje r.m.s. por fase, desarrollada para el cicloconvertidor es por lo tanto, modificada a la siguiente:

$$V_o = r \left[V_{ph} \left(\frac{m}{\pi} \right) \cdot \sin \left(\frac{\pi}{m} \right) \right] \quad (4.9)$$

Puesto que α_{\min} es necesariamente mayor que cero, el factor de reducción de voltaje r , es siempre menor que la unidad. Por medio de incrementar deliberadamente α_{\min} y por lo tanto reduciendo el rango de variación de α alrededor del valor 90° , el voltaje de salida V_o puede también ser reducido, obteniéndose un método estático de control de voltaje. En la práctica, el voltaje r.m.s. de salida es, menor que el valor teórico dado por la ecuación 4.9, debido a la sobreposición en la conmutación y a las corrientes circulantes entre los grupos positivo y negativo.

4.5.2. Factor de desplazamiento.

El cicloconvertidor consiste esencialmente de un cierto número de convertidores de fase controlada operando con un ángu-

lo de disparo variable, por lo que, las corrientes de c.a. - de la fuente son no-sinusoidales y es necesario distinguir - entre FACTOR DE POTENCIA, FACTOR DE DESPLAZAMIENTO Y FACTOR DE DISTORSIÓN.

El factor de potencia λ , se define como la relación entre - la potencia real de entrada en vatios y la potencia aparente total en voltio-amperios.

El factor de desplazamiento $\cos \theta$, es el factor de potencia fundamental, ya que θ es el desplazamiento de fase entre - la corriente de fase fundamental y el voltaje de fase sinu - soidal.

El factor de distorsión U , es la relación entre la corrien - te r.m.s. fundamental y la corriente r.m.s. total.

Si la sobreposición de la conmutación entre fases es despre - ciable, el factor de desplazamiento $\cos \theta$ es igual a - $\cos \alpha$, donde α es el ángulo de disparo. Así que, cuando - $\alpha = 90^\circ$ el factor de desplazamiento es cero. En la prácti - ca, la presencia de la sobreposición tiende a incrementar θ reduciendo así el factor de desplazamiento y el factor de po - tencia del sistema.

En un cicloconvertidor se obtiene control de voltaje redu - ciendo la variación del ángulo de disparo alrededor del va -

lor 90° . En voltajes de salida bajos, por lo tanto, el desplazamiento de fase promedio entre el voltaje y la corriente de entrada es grande, y el cicloconvertidor tiene un bajo factor de desplazamiento. La corriente de entrada siempre se atrasa al voltaje de la fuente, ya que un retardo de fase está siempre presente, sin importar la naturaleza de la carga. El cicloconvertidor no puede transmitir potencia reactiva en adelanto, y la potencia reactiva en atraso que toma de la fuente es siempre mayor que aquella desarrollada a la carga. Una carga capacitiva consume potencia reactiva en adelanto; pero, esto aparece como una demanda de potencia reactiva en atraso en el lado de entrada del cicloconvertidor. Así, el factor de desplazamiento tiene su máximo valor cuando la carga es puramente resistiva, y una carga capacitiva con un factor de potencia en adelanto dado, reducirá el factor de desplazamiento, por exactamente la misma cantidad con que lo haría una carga inductiva con el mismo factor de potencia en atraso.

En el análisis clásico se asume que el cicloconvertidor tiene un número infinito de fases de entrada y reactancia de conmutación cero. Cuando el voltaje de salida tiene su máximo valor, las siguientes expresiones se obtienen para el consumo de potencia reactiva y para el factor de desplazamiento (8):

$$Q_i = Q_o \left[\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\cos \theta_o + \theta_o \cdot \sin \theta_o}{\sin \theta_o} \right] \quad (4.10)$$

$$\cos \theta_i = \frac{1}{\sqrt{1 + 4 \left(\frac{\cos \theta_o + \theta_o \cdot \sin \theta_o}{\pi \cdot \cos \theta_o} \right)^2}} \quad (4.11)$$

En estas ecuaciones, $\cos \theta_i$ es el factor de desplazamiento de entrada del cicloconvertidor y $\cos \theta_o$, es el factor de potencia de la carga, Q_i es la potencia reactiva proporcionada al cicloconvertidor; y, Q_o es la potencia reactiva consumida en la carga. Estas ecuaciones son válidas para cualquier número finito de fases de entrada.

Cuando se incorpora control de voltaje al cicloconvertidor, el factor de desplazamiento es reducido, como se observa en la figura 4.39, en donde el factor de desplazamiento ha sido graficado contra el ángulo de fase de la carga, para diferentes valores de r , el factor de reducción de voltaje. El factor de desplazamiento tiene un máximo valor de 0.843 con una carga de factor de potencia unidad y con un voltaje de salida máximo. En la práctica, como se ha explicado, el factor de reducción de voltaje r , es siempre menor que la unidad, y el máximo factor de desplazamiento es algo menor que el valor teórico. La figura 4.39 también confirma el hecho de que cargas del mismo factor de potencia en adelante y en atraso, causan reducciones similares en el factor de despla-

zamiento de entrada.

Otras relaciones útiles para el factor de potencia de entrada y el factor de distorsión son:

$$\lambda = \frac{n}{\sqrt{2}} \cdot \cos \phi_o \quad (4.12)$$

$$u = \frac{\lambda}{\cos \phi_i} = \frac{n}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\cos \phi_o}{\cos \phi_i} \quad (4.13)$$

4.5.3. Análisis armónico del voltaje de salida.

Un conocimiento del contenido armónico del voltaje de salida es necesario para poder determinar los requerimientos de filtrado para cualesquiera aplicación, así como para evaluar los límites de funcionamiento del cicloconvertidor.

En la presente discusión, la palabra "armónico" se refiere a todos los componentes de distorsión existentes en el voltaje de salida, sin importar la relación de frecuencia con la componente fundamental del mismo.

Anteriormente, se ha visto que el cicloconvertidor puede ser operado, ya sea sin corrientes circulatorias, o con una cantidad relativamente pequeña de corrientes circulatorias, o posiblemente, bajo circunstancias especiales, con una corriente circulatoria continua. Puesto que la forma de onda

del voltaje de salida depende de si uno o ambos convertidores están en conducción al mismo tiempo, el contenido armónico del voltaje de salida es por lo tanto, dependiente del modo de operación.

En la mayoría de condiciones prácticas, el cicloconvertidor es operado con una pequeña o ninguna corriente circulatoria, y por lo tanto un análisis armónico del modo de operación - sin corrientes circulatorias, es de mayor interés. Como consecuencia de este principal análisis. Se obtienen datos para el caso especial de operación con corrientes circulatorias continuas.

El análisis y los datos cuantitativos presentados son aplicables al método de lazo abierto de control de los pulsos de disparo del cruce de la onda coseno, y se asume que la forma de onda de la corriente de carga es continua. Según se ha mencionado anteriormente, y se confirma por los resultados posteriores, un control del ángulo de disparo estrictamente de lazo abierto resulta en la producción de pequeñas cantidades de términos de distorsión que pueden ser objeccionables, puesto que tienen frecuencia subarmónica. Por tanto, en la práctica, es usualmente necesario usar realimentación correctiva, el efecto de la cual es aplicar pequeños ajustes a los instantes de disparo de lazo abierto básicos, para suprimir los términos de distorsión objeccionables.

4.5.3.1. El problema analítico básico.

El voltaje de salida del cicloconvertidor consiste de segmentos seleccionados de las ondas del voltaje de entrada, los cuales son unidos para formar una forma de onda total, en la cual la componente predominante es una senoide con la frecuencia deseada. La forma y estructura exacta de la forma de onda del voltaje de salida depende principalmente de los siguientes factores:

- 1) El número de pulsos del convertidor.
- 2) La relación entre las frecuencias de salida y entrada.
- 3) El nivel relativo del voltaje de salida.
- 4) El ángulo de desplazamiento de la carga.
- 5) El método de control de los instantes de disparo.

Si se hace un intento de aplicar las técnicas convencionales del análisis armónico de Fourier, se llega a la conclusión que éste no es un método satisfactorio para un análisis general de la forma de onda del voltaje de salida del cicloconvertidor. Por supuesto que la forma de onda del voltaje de salida para algún conjunto particular de

condiciones, puede ser analizada, y los coeficientes de la serie armónica de Fourier pueden ser computados. Esta sola computación, puede ser formidable, especialmente si la relación entre las frecuencias de salida y entrada es tal que, la forma de onda de salida no se repite precisamente cada ciclo de salida; en este caso, por supuesto, no es suficiente simplemente analizar la forma de onda en un ciclo simple de la frecuencia de salida deseada.

Aún, una vez que tal computación ha sido efectuada, los resultados tienen utilidad limitada, ya que son aplicables solamente a un conjunto específico de condiciones. Aún, si se hacen muchas computaciones de este tipo, para cubrir un rango de condiciones, tal aproximación analítica punto a punto no es realmente satisfactoria, puesto que no revela las leyes naturales que gobiernan el espectro armónico de la forma de onda del voltaje de salida, ni indica directamente cómo está relacionado el espectro armónico e influenciado por las varias variables independientes.

Lo que se requiere, entonces, es una aproximación analítica general que permita expresar la serie ar

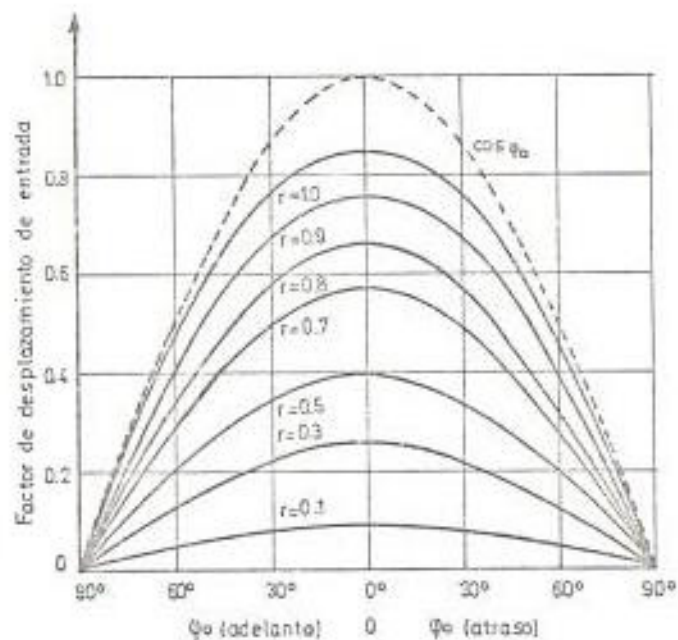


FIGURA 4.39. Variación del factor de desplazamiento de entrada para un cicloconvertidor de fase controlada.

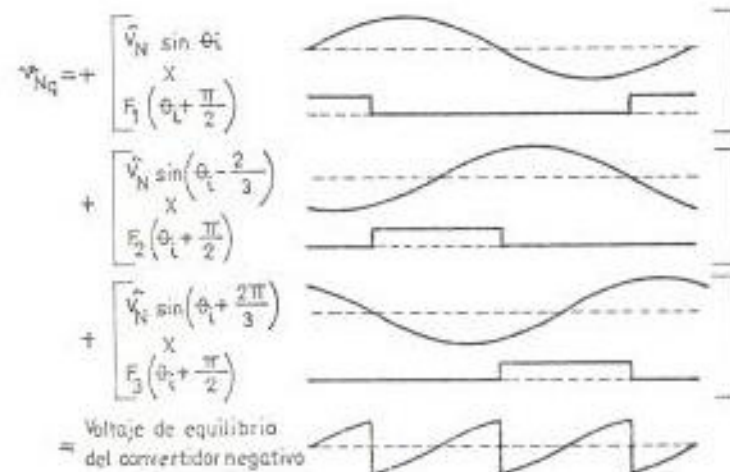
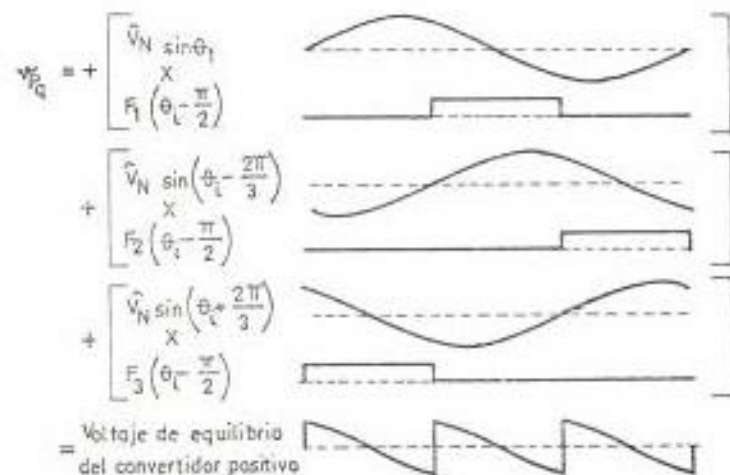


FIGURA 4.40. Formas de onda que ilustran la síntesis de las expresiones matemáticas generales para los voltajes de equilibrio de los convertidores positivo y negativo.

mónica del voltaje de salida bastante generalmente, en términos de cada una de las variables independientes.

Tal técnica analítica consiste en expresar la forma de onda del voltaje de salida, como la suma matemática de los segmentos de voltaje generados por cada uno de los tiristores individuales dentro del convertidor. Cada segmento de voltaje individual es expresado matemáticamente como el producto del voltaje de entrada sinusoidal apropiado y una "función de cambio"; esta función de cambio tiene amplitud unidad siempre que el tiristor asociado está encendido, y amplitud cero siempre que está apagado.

Para el cicloconvertidor, este método analítico es extremadamente útil, ya que es cuestión relativamente simple expresar la función de cambio como una "serie armónica de fase modulada", y llegar a una serie armónica general para la forma de onda del voltaje de salida, en términos de cada una de las variables independientes.

Antes de continuar con el análisis, primero es necesario decidir sobre el número de pulsos de la

forma de onda que se analizará. Rápidamente se escoge la forma de onda de 3 pulsos, debido a que todos los circuitos cicloconvertidores prácticos, - consisten de combinaciones del grupo de 3 pulsos - básico ; de modo que, una vez que la serie armónica para la forma de onda de 3 pulsos ha sido obtenida, las series para otros circuitos multipulsos, se obtienen simplemente eliminando ciertos términos armónicos de la serie básica de 3 pulsos.

4.5.3.2. Expresión general para la forma de onda de 3 pulsos, para un método de control del ángulo de disparo arbitrario.

La forma de onda del voltaje de salida del cicloconvertidor es construida a partir de las formas de onda del voltaje de dos convertidores conectados en inverso-paralelo. Si el cicloconvertidor opera con una corriente circulatoria continua, entonces cada uno de los dos convertidores continuamente genera una onda de voltaje en sus terminales de salida, y la onda de voltaje de salida externa del cicloconvertidor es el promedio de estas dos ondas de voltaje. Si el cicloconvertidor opera sin corriente circulante, entonces cada converti -

dor genera una onda de voltaje en sus terminales - de salida por un medio período de cada ciclo de salida, y en este caso, la onda de voltaje de salida externa del cicloconvertidor, está formada de medio-períodos alternados producidos por los convertidores positivo y negativo.

Como primer paso en el análisis, es necesario obtener expresiones generales para las ondas de voltaje generadas por cada uno de los convertidores individuales, asumiendo que cada uno está en conducción continua. Una vez que estas expresiones básicas han sido obtenidas, pueden ser usadas para obtener la expresión general para la onda del voltaje de salida del cicloconvertidor, para ambos modos de operación, con y sin corrientes circulantes.

Para cada convertidor del cicloconvertidor, el ángulo de disparo de equilibrio es 90° y el voltaje de salida del cicloconvertidor es cero. A fin de generar un voltaje de salida, los ángulos de disparo de cada uno de los convertidores son oscilados en direcciones opuestas, alrededor del punto medio de equilibrio de 90° .

El punto de partida lógico para el análisis, enton

ces, es obtener expresiones generales, en términos de las funciones de cambio de los tiristores, para las ondas de voltaje de salida de cada uno de los convertidores, con un ángulo de disparo de equilibrio de 90° . Las formas de onda de la figura 4.40 ilustran como se obtienen estas expresiones generales. El voltaje de salida de equilibrio del convertidor positivo, está dado por:

$$\begin{aligned} \hat{V}_{p0} = \hat{V}_n \sin \theta_i \cdot F_1 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} \right) + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \\ \cdot F_2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} \right) + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \\ \cdot F_3 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

El voltaje de salida de equilibrio del convertidor negativo está dado por:

$$\begin{aligned} \hat{V}_{n0} = \hat{V}_n \sin \theta_i \cdot F_1 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} \right) + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \\ \cdot F_2 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} \right) + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \\ \cdot F_3 \left(\theta_i + \frac{\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.15)$$

$F_1(\theta_i)$, $F_2(\theta_i)$ y $F_3(\theta_i)$ son las funciones de cambio, que tienen amplitud unidad siempre que el

tiristor asociado está encendido y amplitud cero siempre que está apagado. Para el caso de una onda de 3 pulsos, el ancho o duración del valor unidad es de $2\pi/3$. De acuerdo con el análisis armónico convencional de Fourier, $F_1(\theta_i - \alpha)$, $F_2(\theta_i - \alpha)$ y $F_3(\theta_i - \alpha)$ pueden ser expresados en términos de las siguientes series armónicas:

$$\begin{aligned}
 F_1(\theta_i - \alpha) = & \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin(\theta_i - \alpha) - \frac{1}{2} \cos 2(\theta_i - \alpha) \right. \\
 & - \frac{1}{4} \cos 4(\theta_i - \alpha) - \frac{1}{5} \sin 5(\theta_i - \alpha) \\
 & - \frac{1}{7} \sin 7(\theta_i - \alpha) + \frac{1}{8} \cos 8(\theta_i - \alpha) \\
 & + \frac{1}{10} \cos 10(\theta_i - \alpha) + \frac{1}{11} \cos 11(\theta_i - \alpha) \\
 & \left. + \frac{1}{13} \cos 13(\theta_i - \alpha) \dots \right] \quad (4.16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 F_2(\theta_i - \alpha) = & \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin\left(\theta_i - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \cos 2\right. \\
 & \left(\theta_i - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{4} \cos 4 \\
 & \left(\theta_i - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \dots \right] \quad (4.17)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 F_3(\theta_i - \alpha) = & \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin\left(\theta_i - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2} \cos 2\right. \\
 & \left(\theta_i - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{4} \cos 4
 \end{aligned}$$

$$\left[\theta_i - \alpha + \frac{2\pi}{3} \right] \quad (4.18)$$

Ahora, es necesario determinar cómo las expresiones generales, para los voltajes de equilibrio de cada uno de los convertidores, deben ser modificados a fin de obtener las expresiones correspondientes a aplicables a una modulación de fase, variando en el tiempo continuamente, de los ángulos de disparo.

Considerando primeramente el convertidor positivo, a fin de generar una onda de voltaje que tenga una frecuencia f_0 , el ángulo de disparo debe ser oscilado alrededor del punto de equilibrio, de acuerdo con alguna función de la frecuencia de salida deseada, la cual, por el momento, será expresada como $f(\theta_0)$.

El valor de $f(\theta_0)$ oscilará simétricamente alrededor del punto de equilibrio a una frecuencia de repetición igual a la frecuencia de salida deseada.

Puesto que los límites teóricos de control del ángulo de disparo, a ambos lados del punto de equilibrio son $\pm \pi/2$, el máximo valor absoluto posible para $F(\theta_0)$ es $\pi/2$; pero, por supuesto, para relaciones de voltaje de salida menores que la unidad, el valor pico de $f(\theta_0)$, será menor que $\pi/2$.

La modulación de fase del ángulo de disparo del convertidor negativo es igual, pero en el sentido opuesto, a aquella del convertidor positivo. La función moduladora de fase correspondiente para el convertidor negativo es $-\delta(\theta_0)$.

Así que, para una modulación de fase variando continuamente en el tiempo de los ángulos de disparo los convertidores, de acuerdo con una función moduladora arbitraria $\delta(\theta_0)$, las expresiones generales para los voltajes generados por los convertidores positivo y negativo, serán:

$$\begin{aligned} V_p = & \hat{V}_n \sin \theta_i \cdot F_1 \left[\theta_i - \frac{\pi}{2} + \delta(\theta_0) \right] \\ & + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot F_2 \left[\theta_i - \frac{\pi}{2} + \delta(\theta_0) \right] \\ & + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot F_3 \left[\theta_i - \frac{\pi}{2} + \delta(\theta_0) \right] \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} V_n = & \hat{V}_n \sin \theta_i \cdot F_1 \left[\theta_i + \frac{\pi}{2} - \delta(\theta_0) \right] \\ & + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot F_2 \left[\theta_i + \frac{\pi}{2} - \delta(\theta_0) \right] \\ & + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot F_3 \left[\theta_i + \frac{\pi}{2} - \delta(\theta_0) \right] \end{aligned} \quad (4.20)$$

Si se reemplaza en estas ecuaciones las series ar-

mónicas de las funciones de cambio $F_1(\theta_i)$, $F_2(\theta_i)$ y $F_3(\theta_i)$, el voltaje del convertidor positivo, puede escribirse como:

$$\begin{aligned}
 V_p = \hat{V}_n \sin \theta_i \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) \right) - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) \right) \right. \right. \\
 \left. \left. - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) \right) \right. \right. \\
 \left. \left. \left. \dots \right] \right\} \\
 + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) - \frac{2\pi}{3} \right) \right. \right. \\
 \left. \left. - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) - \frac{2\pi}{3} \right) \right. \right. \\
 \left. \left. - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) - \frac{2\pi}{3} \right) \dots \right] \right\} \\
 + \hat{V}_n \sin \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \left\{ \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) + \frac{2\pi}{3} \right) \right. \right. \\
 \left. \left. - \frac{1}{2} \cos 2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) + \frac{2\pi}{3} \right) \right. \right. \\
 \left. \left. - \frac{1}{4} \cos 4 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) + \frac{2\pi}{3} \right) \dots \right] \right\}
 \end{aligned}$$

(4.21)

Por medio de manipulaciones trigonométricas esta ecuación se reduce a:

$$\begin{aligned}
 V_p = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{V}_n \left\{ \sin f(\theta_0) + \frac{1}{2} \left[\sin 3\theta_i \cos 2f(\theta_0) + \cos 3\theta_i \sin 2f(\theta_0) \right] \right. \\
 \left. + \frac{1}{4} \left[\sin 3\theta_i \cos 4f(\theta_0) + \cos 3\theta_i \sin 4f(\theta_0) \right] \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{5} \left[\sin 6\theta_i \cos 5f(\theta_0) + \cos 6\theta_i \sin 5f(\theta_0) \right] \\
 & + \frac{1}{7} \left[\sin 6\theta_i \cos 7f(\theta_0) + \cos 6\theta_i \sin 7f(\theta_0) \right] \dots \} \\
 & \qquad \qquad \qquad (4.22)
 \end{aligned}$$

De manera similar, el voltaje del convertidor negativo, viene a ser:

$$\begin{aligned}
 V_n = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{V}_n \left\{ \sin f(\theta_0) + \frac{1}{2} \left[\sin 3\theta_i \cos 2f(\theta_0) - \cos 3\theta_i \sin 2f(\theta_0) \right] \right. \\
 + \frac{1}{4} \left[\sin 3\theta_i \cos 4f(\theta_0) - \cos 3\theta_i \sin 4f(\theta_0) \right] \\
 + \frac{1}{5} \left[-\sin 6\theta_i \cos 5f(\theta_0) + \cos 6\theta_i \sin 5f(\theta_0) \right] \\
 + \frac{1}{7} \left[-\sin 6\theta_i \cos 7f(\theta_0) + \cos 6\theta_i \sin 7f(\theta_0) \right] \\
 \left. \dots \right\} \qquad \qquad \qquad (4.23)
 \end{aligned}$$

De las ecuaciones anteriores, las expresiones generales para la onda de voltaje de salida del cicloconvertidor, para ambos modos de operación pueden ser obtenidas.

Así, para el modo de operación con corriente circulante, la onda del voltaje de salida está dado por:

$$V_o = \frac{V_p + V_n}{2}$$

Por lo tanto, tomando el promedio de las ecuaciones generales para cada uno de los convertidores, la expresión general para el voltaje de salida del cicloconvertidor, operando con una corriente circulante continua, es:

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_n \left[\sin f(\theta_o) + \frac{1}{2} \sin 3\theta (\cos 2f(\theta_o)) + \frac{1}{4} \sin 5\theta (\cos 4f(\theta_o)) \right. \\ \left. + \frac{1}{8} \cos 6\theta (\sin 5f(\theta_o)) + \frac{1}{7} \cos 8\theta (\sin 7f(\theta_o)) \dots \right] \quad (4.24)$$

En el modo de operación sin corriente circulante, cada convertidor conduce en cambio, la mitad del ciclo de salida, y los periodos de conducción de cada convertidor, con relación a la onda de voltaje de salida están determinados por el ángulo de desplazamiento de la carga. Para el propósito del

presente análisis, se asume que la forma de onda de la corriente de carga es una senoide, que está desplazada de la componente deseada del voltaje de salida por el ángulo de desplazamiento de la carga. Así, el convertidor positivo está en conducción en el período de la onda del voltaje de salida, desde θ_0 a $(\theta_0 + \pi)$; y, el convertidor negativo desde $(\theta_0 + \pi)$ a $(\theta_0 + 2\pi)$, y así sucesivamente.

A fin de obtener la expresión general para la forma de onda del voltaje de salida del cicloconvertidor, es necesario introducir un par complementario de funciones de cambio de los convertidores, designados $F_p(\theta_0)$ y $F_n(\theta_0)$, para los convertidores positivo y negativo, respectivamente. $F_p(\theta_0)$ tiene amplitud unidad siempre que el convertidor positivo está en conducción, y amplitud cero cuando el mismo está bloqueado. $F_n(\theta_0)$ tiene amplitud unidad siempre que el convertidor negativo está en conducción, y amplitud cero cuando el mismo está bloqueado. Estas dos funciones son expresadas matemáticamente como sigue:

$$F_p(\theta_0) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\sin(\theta_0 + \beta_0) + \frac{1}{3} \sin 3(\theta_0 + \beta_0) + \frac{1}{5} \sin 5(\theta_0 + \beta_0) \right. \\ \left. + \frac{1}{7} \sin 7(\theta_0 + \beta_0) \dots \dots \dots \right] \quad (4.25)$$

$$F_n(\theta_0) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \left[\sin(\theta_0 + \beta_0) + \frac{1}{3} \sin 3(\theta_0 + \beta_0) + \frac{1}{5} \sin 5(\theta_0 + \beta_0) \right. \\ \left. + \frac{1}{7} \sin 7(\theta_0 + \beta_0) \dots \dots \dots \right] \quad (4.26)$$

La forma de onda del voltaje de salida del ciclo - convertidor estará dada, entonces por:

$$V_o^* = V_p F_p(\theta_0) + V_n F_n(\theta_0) \quad (4.27)$$

Reemplazando en esta ecuación las expresiones obtenidas para cada factor, y simplificando se tiene - que la expresión general para la forma de onda del voltaje de salida del cicloconvertidor de 3 pulsos operando sin corriente circulatoria, es:

$$V_o^* = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{V}_n \left\{ \sin f(\theta_0) + \frac{1}{2} \sin 3\theta_i \cos 2f(\theta_0) + \frac{1}{4} \sin 3\theta_i \cos 4f(\theta_0) \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos 5\theta_i \sin 5f(\theta_0) + \frac{1}{7} \cos 5\theta_i \sin 7f(\theta_0) \dots \dots \dots \right\} \\ + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{V}_n \left\{ \left[\frac{1}{2} \cos 3\theta_i \sin 2f(\theta_0) + \frac{1}{4} \cos 3\theta_i \sin 4f(\theta_0) \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{5} \sin 5\theta_i \cos 5f(\theta_0) + \frac{1}{7} \sin 5\theta_i \cos 7f(\theta_0) \dots \dots \dots \right] \right. \\ \left. \times \frac{4}{\pi} \left[\sin(\theta_0 + \beta_0) + \frac{1}{3} \sin 3(\theta_0 + \beta_0) \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{5} \sin 5(\theta_0 + \beta_0) + \frac{1}{7} \sin 7(\theta_0 + \beta_0) \dots \dots \dots \right] \right\} \quad (4.28)$$

Debe notarse que la primera serie contenida en esta expresión es idéntica a la expresión 4.24 para el voltaje de salida del cicloconvertidor cuando opera con corriente circulante continua.

4.5.3.3. Selección del método de control del cruce de la onda coseno para un análisis detallado.

Las expresiones obtenidas para el voltaje de salida del cicloconvertidor para los modos de operación con corriente circulante y sin corriente circulante, han sido presentados en términos de una función arbitraria $f(\theta_0)$, la cual representa la oscilación continua del ángulo de disparo alrededor del punto de equilibrio. La forma matemática exacta de esta función está directamente determinada por el método de control de los pulsos de disparo de los tiristores.

Así, a fin de llevar el análisis a su conclusión, es necesario primeramente decidir sobre el método para controlar los instantes de disparo de los tiristores, para el cual se efectuará el análisis. Anteriormente, ya se ha dicho que el método de control del cruce de la onda coseno es aquel "naturalmente correcto" para el cicloconvertidor, y que es

la hipótesis se basa en el hecho que este método de control produce la mínima distorsión r.m.s. total - posible de la forma de onda del voltaje de salida.

Puede concluirse, entonces, que el método de control del cruce de la onda coseno es el más adecuado para llevar a efecto un análisis detallado de la forma de onda del voltaje de salida. Como se verá, esta conclusión es confirmada por los resultados analíticos a obtenerse, los cuales mostrarán que este método de control tiene además la propiedad única que no produce componentes armónicos innecesarios que son múltiplos enteros de la frecuencia de salida deseada.

La figura 4.41 muestra las funciones de cambio de los tiristores, resultantes de la modulación de fase de los ángulos de disparo alrededor del punto de equilibrio, así producidas por el método de control del cruce de la onda coseno.

La onda de voltaje de referencia es una senoide, dada por: $V_R = \hat{V}_t \sin \theta_0$, donde \hat{V}_t es el valor de pico de las ondas coseno. De estas formas de onda es evidente que en cualquier tiempo dado, la fase de cada función de cambio de los tiristores

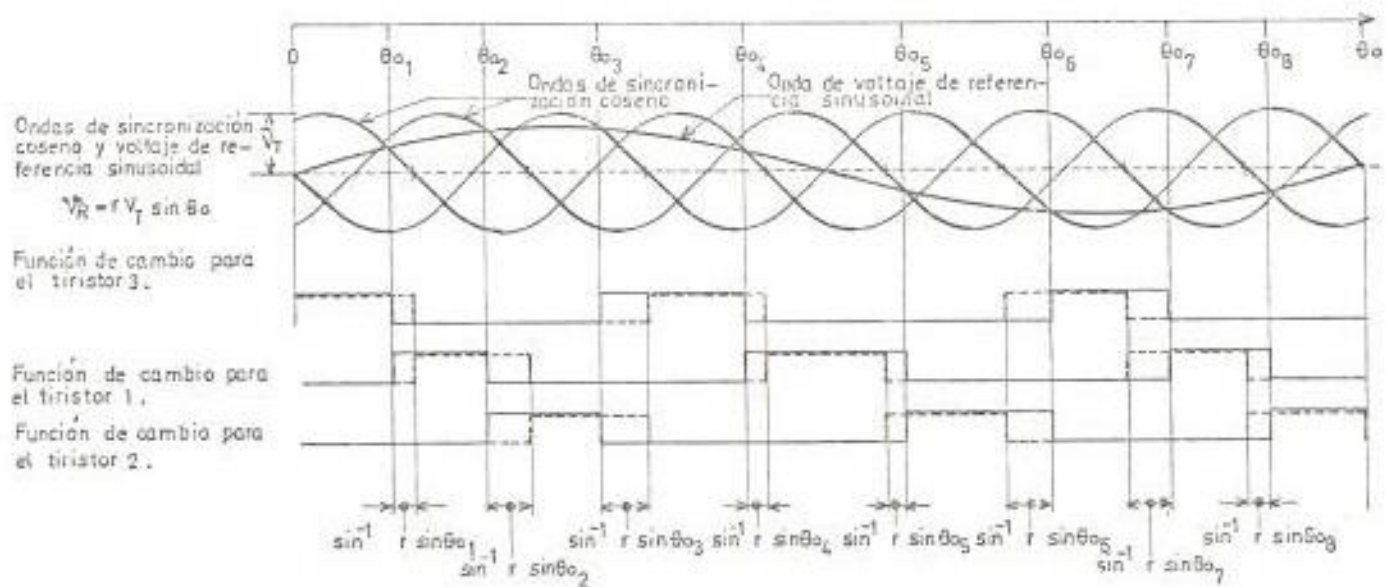


FIGURA 4.41. Formas de onda que ilustran que usando el método del cruce de la onda coseno para determinar los instantes de disparo, la función de modulación de fase está dada por: $f(\theta_0) = \sin^{-1} r \sin \theta_0$; las posiciones de equilibrio de las funciones de cambio de los tiristores se muestran con línea punteada.

está desplazada por un ángulo $\sin^{-1} r \cdot \sin \theta_0$, -
 con respecto a la posición de equilibrio. En o-
 tras palabras, la función moduladora de fase de
 los ángulos de disparo, está definida por :

$$\delta(\theta_0) = \sin^{-1} r \cdot \sin \theta_0. \quad (4.29)$$

Habiendo establecido esto, ahora es posible susti-
 tuir la expresión matemática exacta para $\delta(\theta_0)$, -
 en las expresiones generales obtenidas para el vol-
 taje de salida del cicloconvertidor, con y sin -
 corriente circulante, y por lo tanto derivar las
 series armónicas específicas.

Si en la expresión general 4.24, se reemplaza la
 expresión 4.29 obtenida para $\delta(\theta_0)$, se obtiene:

$$\begin{aligned} V_o = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_n \left[\sin(\sin^{-1} r \sin \theta_0) + \frac{1}{2} \sin 3\theta (\cos(2 \sin^{-1} r \sin \theta_0) \right. \\ \left. + \frac{1}{4} \sin 3\theta (\cos(4 \sin^{-1} r \sin \theta_0) + \frac{1}{5} \cos 6\theta (\sin(3 \sin^{-1} r \sin \theta_0) \right. \\ \left. + \frac{1}{7} \cos 6\theta (\sin(7 \sin^{-1} r \sin \theta_0) \dots \dots \dots \right] \end{aligned}$$

(4.30)

Si cada uno de los términos de esta serie, puede -
 ser expresado en términos de funciones trigonomé-
 tricas simples, entonces puede obtenerse la expre-

sión deseada para el voltaje de salida en términos de una serie de componentes armónicos simples.

El primer término en esta serie, claramente puede escribirse como:

$$\sin \left[\sin^{-1} \gamma \cdot \sin \theta_0 \right] = \gamma \sin \theta_0 \quad (4.31)$$

Este término, representa la componente deseada o fundamental del voltaje de salida.

Para los restantes términos, se puede demostrar que existen las siguientes identidades generales:

$$\begin{aligned} \sin \left(\left[5p-1 \right] \sin^{-1} \gamma \sin \theta_0 \right) &= a(5p-1)_1 \sin \theta_0 + a(5p-1)_3 \sin 3\theta_0 \\ &+ \dots + a(5p-1)(5p-1) \sin(5p-1) \theta_0 \end{aligned} \quad (4.32)$$

$$\begin{aligned} \sin \left(\left[5p+1 \right] \sin^{-1} \gamma \sin \theta_0 \right) &= a(5p+1)_1 \sin \theta_0 + a(5p+1)_3 \sin 3\theta_0 \\ &+ \dots + a(5p+1)(5p+1) \sin(5p+1) \theta_0 \end{aligned} \quad (4.33)$$

$$\begin{aligned} \cos \left(\left(3 \left[2p-1 \right] - 1 \right) \sin^{-1} \gamma \sin \theta_0 \right) &= a(3 \left[2p-1 \right] - 1)_0 + a(3 \left[2p-1 \right] - 1)_2 \cos 2\theta_0 \\ &+ \dots + a(3 \left[2p-1 \right] - 1)(3 \left[2p-1 \right] - 1) \cos(3 \left[2p-1 \right] - 1) \theta_0 \end{aligned} \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} \cos \left(\left(3 \left[2p-1 \right] + 1 \right) \sin^{-1} \gamma \sin \theta_0 \right) &= a(3 \left[2p-1 \right] + 1)_0 + a(3 \left[2p-1 \right] + 1)_2 \cos 2\theta_0 \\ &+ \dots + a(3 \left[2p-1 \right] + 1)(3 \left[2p-1 \right] + 1) \cos(3 \left[2p-1 \right] + 1) \theta_0 \end{aligned} \quad (4.35)$$

Nótese que estas series no son infinitas; donde:

$$a(6p \pm 1)(2n-1) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin[(6p \pm 1)(5n^{-1} \gamma \sin \theta_0)] \sin(2n-1)\theta_0 \cdot d\theta_0 \quad (4.36)$$

$$a(3[2p-1] \pm 1)_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos[(3[2p-1] \pm 1)(\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0)] \cdot d\theta_0 \quad (4.37)$$

$$a(3[2p-1] \pm 1)_{2n} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos[(3[2p-1] \pm 1)(\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0)] \cos 2n\theta_0 \cdot d\theta_0 \quad (4.38)$$

Reemplazando ahora las identidades trigonométricas anteriores en la expresión general 4.30:

$$V_0^* = \frac{3\sqrt{3}\hat{V}_n}{2\pi} \left\{ \gamma \sin \theta_0 \leftarrow \text{Componente deseada.} \right.$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Componentes} \\ \text{armónicas} \\ \text{superpuestas} \end{array} \right\} \rightarrow + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} 2n=3[2p-1]+1 \\ \sum_{n=0} \left[\frac{a(3[2p-1]-1)2n}{3[2p-1]-1} + \frac{a(3[2p-1]+1)2n}{3[2p-1]+1} \right] \end{array} \right.$$

$$\times [\sin(3[2p-1]\theta_i + 2n\theta_0) + \sin(3[2p-1]\theta_i - 2n\theta_0)]$$

$$+ \sum_{n=0}^{2n+1=6p+1} \left[\frac{a(6p-1)(2n+1)}{6p-1} + \frac{a(6p+1)(2n+1)}{6p+1} \right]$$

$$\times \left[\sin(6p\theta_i + [2n+1]\theta_0) - \sin(6p\theta_i - [2n+1]\theta_0) \right] \left. \right\} \quad (4.39)$$

Es interesante notar que para el caso particular de $\gamma = 1.0$, la expresión de arriba se reduce a:

$$V_0^* = \frac{3\sqrt{3}\hat{V}_n}{2\pi} \left\{ \sin \theta_0 \leftarrow \text{Componente deseada.} \right.$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Componentes} \\ \text{armónicas} \\ \text{superpuestas} \end{array} \right\} \rightarrow + \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2} [\sin(3\theta_i + 2\theta_0) + \sin(3\theta_i - 2\theta_0)] \right.$$

$$+ \frac{1}{4} [\sin(3\theta_i + 4\theta_0) + \sin(3\theta_i - 4\theta_0)]$$

$$+ \frac{1}{5} [\sin(5\theta_i + 5\theta_0) - \sin(5\theta_i - 5\theta_0)]$$

$$+ \frac{1}{7} [\sin(7\theta_i + 7\theta_0) - \sin(7\theta_i - 7\theta_0)] \dots \left. \right\} \quad (4.40)$$

De idéntica manera, si en la expresión general - 4.28 obtenida para el voltaje de salida del cicloconvertidor operando sin corriente circulante, se reemplaza la función moduladora de la fase de los pulsos de disparo para el método de control del cruce de la onda coseno: $f(\theta_0) = \sin^{-1} \gamma \cdot \sin \theta_0$, se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 V_0^* = \frac{3\sqrt{3} \sqrt{V_n}}{2\pi} & \left\{ \sin(\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0) \right. \\
 & + \frac{1}{2} \sin 3\theta_i \cos(2\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0) \\
 & + \frac{1}{4} \sin 5\theta_i \cos(4\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0) \\
 \text{(A)} & + \frac{1}{5} \cos 5\theta_i \sin(5\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0) \\
 & + \frac{1}{7} \cos 7\theta_i \sin(7\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0) \dots \left. \right\} \\
 + \frac{3\sqrt{3} \sqrt{V_n}}{2\pi} & \left\{ \left[\frac{1}{2} \cos 3\theta_i \sin(2\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0) \right. \right. \\
 & + \frac{1}{4} \cos 5\theta_i \sin(4\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0) \\
 & + \frac{1}{5} \sin 5\theta_i \cos(5\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0) \\
 \text{(B)} & + \frac{1}{7} \sin 7\theta_i \cos(7\sin^{-1} \gamma \sin \theta_0) \dots \left. \right] \\
 & \times \frac{6}{\pi} [\sin(\theta_0 + \beta_0) + \frac{1}{3} \sin 3(\theta_0 + \beta_0) \\
 & + \frac{1}{5} \sin 5(\theta_0 + \beta_0) + \frac{1}{7} \sin 7(\theta_0 + \beta_0) \dots \left. \right] \quad (4.41)
 \end{aligned}$$

El primer término (A) en esta expresión, es idéntica con la expresión general 4.30 obtenida para el voltaje de salida del cicloconvertidor operando con corriente circulante, y por lo tanto no será necesario reducirlo. A fin de reducir el segundo término (B) en una serie de componentes armónicas, es necesario nuevamente, expresar los términos individuales como funciones trigonométricas simples, y esta vez se usarán las siguientes identidades generales:

$$\begin{aligned} \cos[(6p-1)\sin^2\gamma \sin\theta_0] = & a(6p-1)_0 + a(6p-1)_2 \cos 2\theta_0 + \dots \\ & + \dots - a(6p-1)_{2n} \cos 2n\theta_0 + \dots \quad (4.42) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \cos[(6p+1)\sin^2\gamma \sin\theta_0] = & a(6p+1)_0 + a(6p+1)_2 \cos 2\theta_0 + \dots \\ & + \dots - a(6p+1)_{2n} \cos 2n\theta_0 + \dots \quad (4.43) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sin[(3[2p-1]-1)\sin^2\gamma \sin\theta_0] = & a(3[2p-1]-1)_1 \sin\theta_0 + a(3[2p-1]-1)_3 \sin 3\theta_0 \\ & + \dots + a(3[2p-1]-1)_{(2n-1)} \sin(2n-1)\theta_0 + \dots \\ & \quad (4.44) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sin[(3[2p-1]+1)\sin^2\gamma \sin\theta_0] = & a(3[2p-1]+1)_1 \sin\theta_0 + a(3[2p-1]+1)_3 \sin 3\theta_0 \\ & + \dots + a(3[2p-1]+1)_{(2n-1)} \sin(2n-1)\theta_0 + \dots \\ & \quad (4.45) \end{aligned}$$

Nótese que éstas a diferencia de aquellas usadas en el modo de -

operación con corriente continua son series infinitas en donde:

$$a_{(6p \pm 1)}_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \cos [(6p \pm 1) \sin^{-1} \gamma \sin \theta_0] \right\} d\theta_0 \quad (4.46)$$

$$a_{(6p \pm 1)}_{2n} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \cos [(6p \pm 1) \sin^{-1} \gamma \sin \theta_0] \right\} \left\{ \cos 2n\theta_0 \right\} d\theta_0$$

$$a_{(3[2p-1] \pm 1)}_{(2n-1)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \sin [(3[2p-1] \pm 1) \sin^{-1} \gamma \sin \theta_0] \right\} \times \left\{ \sin (2n-1)\theta_0 \right\} d\theta_0 \quad (4.47)$$

Realizando la sustitución de las identidades trigonométricas en la expresión general, se obtiene la serie armónica general deseada, que representa el voltaje de salida del cicloconvertidor de 3 pulsos, operando sin corriente circulante:

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}V_n}{2\pi} \left[\gamma \sin \theta_0 \leftarrow \text{Componente deseada} \right]$$

$$\text{Componentes armónicas superpuestas} \rightarrow + \frac{1}{2} \sum_{p=1}^{p=\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{2n=3[2p-1] \pm 1} \left[\frac{a_{(3[2p-1]-1)2n}}{3[2p-1]-1} + \frac{a_{(3[2p-1]+1)2n}}{3[2p-1]+1} \right] \right.$$

$$\times [\sin (3[2p-1]\theta_i + 2n\theta_0) + \sin (3[2p-1]\theta_i - 2n\theta_0)]$$

$$+ \sum_{n=0}^{2n+1=6p+1} \left[\frac{a_{(6p-1)(2n+1)}}{6p-1} + \frac{a_{(6p+1)(2n+1)}}{6p+1} \right]$$

$$\times [\sin (6p\theta_i + [2n+1]\theta_0) - \sin (6p\theta_i - [2n+1]\theta_0)]$$

$$+ \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{n=\infty} \left[\frac{a_{(3[2p-1]-1)(2n+1)}}{3[2p-1]-1} + \frac{a_{(3[2p-1]+1)(2n+1)}}{3[2p-1]+1} \right]$$

$$\begin{aligned}
& \times \left[\frac{2 \cos (2n+1) \theta_0 \cdot \cos (3 [2p-1] \theta_i)}{2n+1} \right] \\
& + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{m=\infty} \sum_{n=0}^{n=\infty} \left[\frac{1}{2n+1-2m} \right] \\
& \times \left[\frac{\Gamma(3 [2p-1]-1)(2n+1)}{3 [2p-1]-1} + \frac{\Gamma(3 [2p-1]+1)(2n+1)}{3 [2p-1]+1} \right] \\
& \times \left[\cos \left\{ 3 (2p-1) \theta_i - (2m \theta_0 - [2n+1-2m] \phi_0) \right\} \right. \\
& \left. + \cos \left\{ 3 (2p-1) \theta_i + (2m \theta_0 - [2n+1-2m] \phi_0) \right\} \right] \\
& + \left[\frac{1}{2n+1+2m} \right] \\
& \times \left[\frac{\Gamma(3 [2p-1]-1)(2n+1)}{3 [2p-1]-1} + \frac{\Gamma(3 [2p-1]+1)(2n+1)}{3 [2p-1]+1} \right] \\
& \times \left[\cos \left\{ 3 (2p-1) \theta_i - (2m \theta_0 + [2n+1+2m] \phi_0) \right\} \right. \\
& \left. + \cos \left\{ 3 (2p-1) \theta_i + (2m \theta_0 + [2n+1+2m] \phi_0) \right\} \right] \\
& + \frac{2}{\pi} \sum_{m=0}^{m=\infty} \sum_{n=0}^{n=\infty} \left[\frac{1}{2n-(2m+1)} \right] \left[\frac{\Gamma(5p-1) 2n}{5p-1} + \frac{\Gamma(5p+1) 2n}{5p+1} \right] \\
& \times \left[\cos \left\{ 5p \theta_i - ([2m+1] \theta_0 - [2n-(2m+1)] \phi_0) \right\} \right. \\
& \left. + \cos \left\{ 5p \theta_i + ([2m+1] \theta_0 - [2n-(2m+1)] \phi_0) \right\} \right] \\
& + \left[\frac{1}{2n+2m+1} \right] \left[\frac{\Gamma(5p-1) 2n}{5p-1} + \frac{\Gamma(5p+1) 2n}{5p+1} \right] \\
& \times \left[\cos \left\{ 5p \theta_i - ([2m+1] \theta_0 + [2n+2m+1] \phi_0) \right\} \right. \\
& \left. - \cos \left\{ 5p \theta_i - ([2m+1] \theta_0 + [2n+2m+1] \phi_0) \right\} \right] \quad (4.49)
\end{aligned}$$

Es interesante notar, que para el caso especial de $\gamma = 1.0$ y $\phi_0 = 0^\circ$, la expresión anterior se reduce a:

$$\begin{aligned}
V_0^* = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{n}}{2\pi} & \left\{ \sin \theta_0 \right. \\
& + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} [\sin(3\theta_i + 2\theta_0) + \sin(3\theta_i - 2\theta_0)] \right. \\
& + \frac{1}{4} [\sin(3\theta_i + 4\theta_0) + \sin(3\theta_i - 4\theta_0)] \\
& + \frac{1}{5} [\sin(5\theta_i + 5\theta_0) - \sin(5\theta_i - 5\theta_0)] \\
& + \frac{1}{7} [\sin(5\theta_i + 7\theta_0) - \sin(5\theta_i - 7\theta_0)] \text{----} \left. \right) \\
& + \frac{1}{\pi} \left[\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \right) \cos 3\theta_i \right. \\
& + \frac{1}{4} \left[\frac{1}{1} + \frac{1}{3} \right] [\cos(3\theta_i + 2\theta_0) + \cos(3\theta_i - 2\theta_0)] \\
& + \frac{1}{2} \left[-\frac{1}{1} + \frac{1}{3} \right] [\cos(3\theta_i + 4\theta_0) + \cos(3\theta_i - 4\theta_0)] \\
& + \frac{1}{4} \left[-\frac{1}{1} + \frac{1}{5} \right] [\cos(3\theta_i + 6\theta_0) + \cos(3\theta_i - 6\theta_0)] \\
& + \frac{1}{2} \left[-\frac{1}{3} + \frac{1}{5} \right] [\cos(3\theta_i + 8\theta_0) + \cos(3\theta_i - 8\theta_0)] + \text{---} \\
& + \left[-\frac{1}{3} \cdot \frac{1}{5} + \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{7} \right] [\cos(5\theta_i + \theta_0) - \cos(5\theta_i - \theta_0)] \\
& + \left[\frac{1}{1} \cdot \frac{1}{5} - \frac{1}{5} \cdot \frac{1}{7} \right] [\cos(5\theta_i + 3\theta_0) - \cos(5\theta_i - 3\theta_0)] \\
& + \left[-\frac{1}{5} \cdot \frac{1}{5} + \frac{1}{1} \cdot \frac{1}{7} \right] [\cos(5\theta_i + 5\theta_0) - \cos(5\theta_i - 5\theta_0)] \\
& + \left[-\frac{1}{1} \cdot \frac{1}{5} - \frac{1}{7} \cdot \frac{1}{7} \right] [\cos(5\theta_i + 7\theta_0) - \cos(5\theta_i - 7\theta_0)] \\
& + \text{----} \left. \right\} \quad (4.50)
\end{aligned}$$

Para el caso: $\tau = 1.0$ y $\beta_0 = 90^\circ$:

$$\begin{aligned}
V_0^* = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{n}}{2\pi} & \left[\sin \theta_0 \right. \\
& + \frac{1}{2} \sin(3\theta_i + 2\theta_0) + \frac{1}{4} \sin(3\theta_i + 4\theta_0) \\
& + \frac{1}{5} \sin(5\theta_i + 5\theta_0) + \frac{1}{7} \sin(5\theta_i + 7\theta_0) \text{----} \left. \right] \quad (4.51)
\end{aligned}$$

Y para el caso: $\tau = 1.0$ y $\beta_0 = -90^\circ$:

$$\begin{aligned}
V_0^* = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{n}}{2\pi} & \left[\sin \theta_0 \right. \\
& + \frac{1}{2} \sin(3\theta_i - 2\theta_0) + \frac{1}{4} \sin(3\theta_i - 4\theta_0) \\
& - \frac{1}{5} \sin(5\theta_i - 5\theta_0) - \frac{1}{7} \sin(5\theta_i - 7\theta_0) \left. \right] \quad (4.52)
\end{aligned}$$

4.5.3.4. Series armónicas para formas de onda de voltaje - con otros números de pulsos.

Las series armónicas para formas de onda de voltaje con otros números de pulsos que son múltiplos enteros de 3, pueden deducirse directamente de la serie básica para la forma de onda de 3 pulsos.

La forma de onda de voltaje de 6 pulsos, está formada por dos formas de onda de 3 pulsos, cuyos voltajes de rizado están mutuamente desplazados el uno con respecto al otro. Para obtener la serie armónica para la onda de 6 pulsos, es necesario simplemente sumar las series armónicas de dos ondas de 3 pulsos, la primera serie conteniendo términos en θ_i , y la segunda conteniendo términos en $(\theta_i \pm \pi)$.

De igual forma, para obtener la serie armónica de la onda de 12 pulsos, se suman las series armónicas de dos ondas de 6 pulsos, la primera conteniendo términos en θ_i , y la segunda en $(\theta_i - \pi/6)$.

Invariablemente se encuentra que están presentes aquellos componentes armónicos que contienen términos en múltiplos enteros de la frecuencia de entrada y el número de pulsos del circuito, con los mis

mas amplitudes relativas como en la onda de 3 pulsos, mientras que todos los otros términos armónicos están ausentes.

Así, por ejemplo, los términos armónicos presentes en el voltaje de salida de un cicloconvertidor de 24 pulsos, tendrán frecuencias dadas por:

$$\omega_H = 24 \text{ pfi} + (2n + 1) \omega_0 .$$

4.5.3.5. Las frecuencias armónicas.

De una inspección de las fórmulas generales para el voltaje de salida obtenidas, es posible determinar las frecuencias armónicas presentes en la salida del cicloconvertidor. Antes que hacer un examen de los resultados cuantitativos de una computación detallada de los coeficientes de las series armónicas, es interesante, primeramente hacer un examen del espectro de las frecuencias armónicas a ser encontradas en el voltaje de salida.

Puede verse de las fórmulas generales que los componentes de distorsión armónica tienen frecuencias que son sumas o diferencias entre múltiplos de las frecuencias de salida y entrada. Así, cada frecuencia armónica es una función de ambas frecuen-

cias, de modo que variaciones en cualesquiera de estas dos frecuencias, resulta en variaciones corespondientes del espectro de frecuencias armónicas en la salida.

Puede también observarse de las fórmulas generales del voltaje de salida, que frecuencias armónicas - que son múltiplos enteros directos de la frecuencia de salida están ausentes, excepto a ciertas relaciones de frecuencia de salida a frecuencia de entrada discretas, en los cuales las frecuencias - "mezcladas" pasan a ser múltiplos enteros de la - frecuencia de salida, debido simplemente a que en estas relaciones de frecuencia discretas, las ondas de salida y entrada están sincronizadas mutuamente.

De una inspección de las expresiones generales para el voltaje de salida del cicloconvertidor de 3 pulsos, con corriente circulante y sin corriente - circulante, es evidente que existe una diferencia definida entre los espectros de frecuencias armónicas para los dos casos. Para el modo de operación con corriente circulante, la serie para cada familia de componentes armónicos termina en un término específico. Para el modo de operación sin corrien

te circulante, la expresión general para el voltaje de salida consiste de la suma de dos expresiones. La primera de éstas es idéntica con la expresión para el modo de operación con corriente circulante; la segunda expresión contiene las mismas familias armónicas como el primero, pero cada una de estas familias tiene un número infinito de términos. Así, el espectro de frecuencias para el modo de operación sin corriente circulante es considerablemente más diversificado que para el modo de operación con corriente circulante.

La carta de la figura 4.42 es una representación gráfica de la relación entre el espectro de frecuencias armónicas en el voltaje de salida del cicloconvertidor de 3 pulsos, operando sin corriente circulante, y la relación de frecuencias de salida a entrada. Por claridad se muestran solamente los primeros pocos términos en cada familia de frecuencias armónicas. Estos son los términos que tienen las amplitudes más grandes, y por lo tanto, generalmente tienen el mayor significado práctico. La carta es válida para cicloconvertidores con un número de pulsos que sea múltiplo de 3.

La carta de la figura 4.43 muestra la relación en

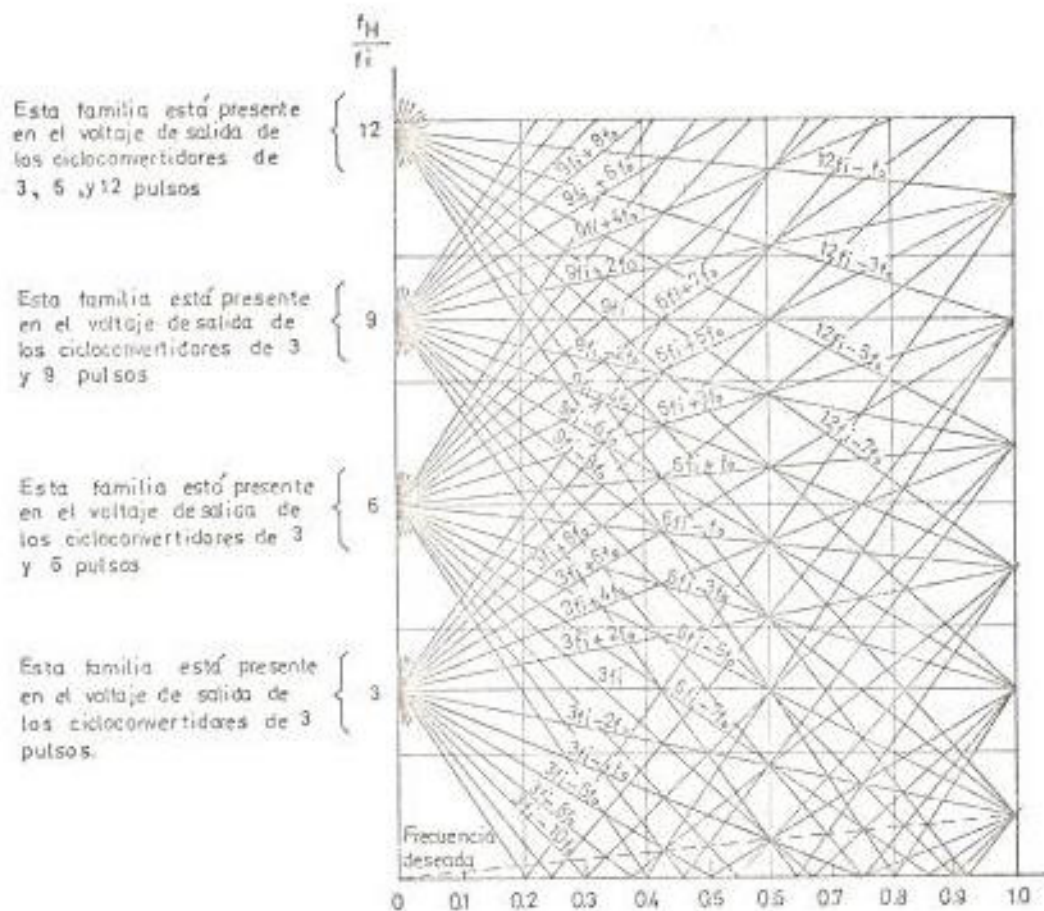


FIGURA 4.42. Carta que muestra la relación entre las frecuencias armónicas predominantes presentes en el voltaje de salida de un cicloconvertidor de 3 pulsos, operando sin corriente circulante, y la relación de frecuencias de salida a entrada. Para cicloconvertidores con un número mayor de pulsos, se eliminan ciertas familias armónicas, como se indica.

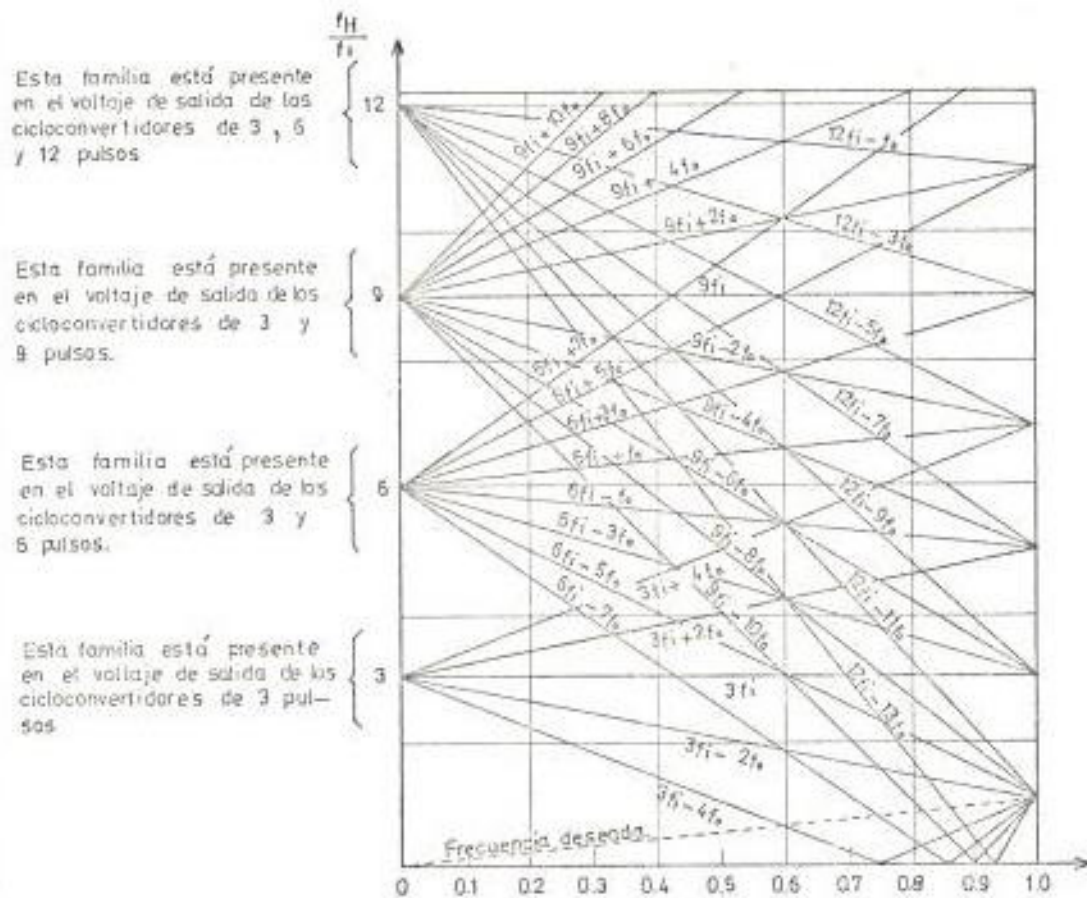


FIGURA 4.43. Carta que muestra la relación entre las frecuencias armónicas presentes en el voltaje de salida de un cicloconvertidor de 3 pulsos, operando con una corriente circulante continua, y la relación de frecuencias de salida a entrada.

tre las frecuencias armónicas y la relación de frecuencias de salida a entrada para el cicloconvertidor de 3 pulsos operando con corriente circulante continua. Esta carta muestra todas las frecuencias armónicas que están teóricamente presentes, incluyendo la familia armónica $12\beta_i^* (2n + 1)\omega_0$. Una comparación de esta carta con aquella de la figura 4.42 para el modo de operación sin corriente circulante, y en la cual se muestran solamente las frecuencias armónicas que son predominantes entre todas las teóricamente presentes, demuestra la relativa simplicidad del espectro de frecuencias armónicas para el modo de operación con corriente circulante. La carta de la figura 4.43 es también válida para cicloconvertidores con un número de pulsos que sea múltiplo de 3.

4.5.3.6. Las amplitudes de los componentes armónicos.

La discusión hasta aquí, ha sido concerniente solamente con las frecuencias de los componentes armónicos presentes en el voltaje de salida y sus amplitudes han sido ignoradas. Una inspección de las expresiones generales obtenidas, muestra que la amplitud de cada componente armónico es una función de la relación del voltaje de salida y del

ángulo de desplazamiento de la carga (en el modo de operación con corriente circulante, solamente de la relación del voltaje de salida), pero es in dependiente de la frecuencia del componente.

Se ha visto ya que la presencia o ausencia de fami lias dadas de frecuencias armónicas en la salida, está determinada por el número de pulsos del convertidor. Por otra parte, una inspección de las fórmulas generales para el voltaje de salida de ci cloconvertidores de varios números de pulsos, reve la el hecho, para una relación del voltaje de salí da y un ángulo de desplazamiento de la carga dados, que aquellos componentes armónicos que están siem pre presentes, tienen las mismas amplitudes relati vas, independientemente del número de pulsos del convertidor. Esto significa que un simple conjunto de datos cuantitativos relativos a las amplitudes de los componentes armónicos del voltaje de sa lida de un cicloconvertidor de 3 pulsos, es igualmente aplicable al voltaje de salida de cualquier cicloconvertidor que tenga un número de pulsos múl tiplo de 3, siendo necesario simplemente ignorar los datos relativos a aquellos componentes armónicos que se conoce que están ausentes en un circui-

to dado.

De la expresión general para el voltaje de salida del cicloconvertidor de 3 pulsos operando sin corriente circulante, se puede demostrar que existen ciertas identidades generales entre las amplitudes de componentes armónicos dados, con varios ángulos de desplazamiento de la carga dados. Estas identidades permiten que los resultados de una computación de las amplitudes de los componentes armónicos, para un rango de ángulos de desplazamiento de la carga de 0° a 90° , puedan ser aplicados a ángulos de desplazamiento de la carga en el rango de 0° a 360° . (8).

La figura 4.44 da una representación gráfica de las amplitudes de los componentes dominantes de cada una de las familias armónicas $3fi \pm 2nfo$, $6fi \pm (2n + 1)fo$, y $12fi \pm (2n + 1)fo$, para el modo de operación sin corriente circulante, para el caso particular de $r = 1.0$ y para un rango de ángulos de desplazamiento de la carga que abarca el espectro completo de 0° a 360° .

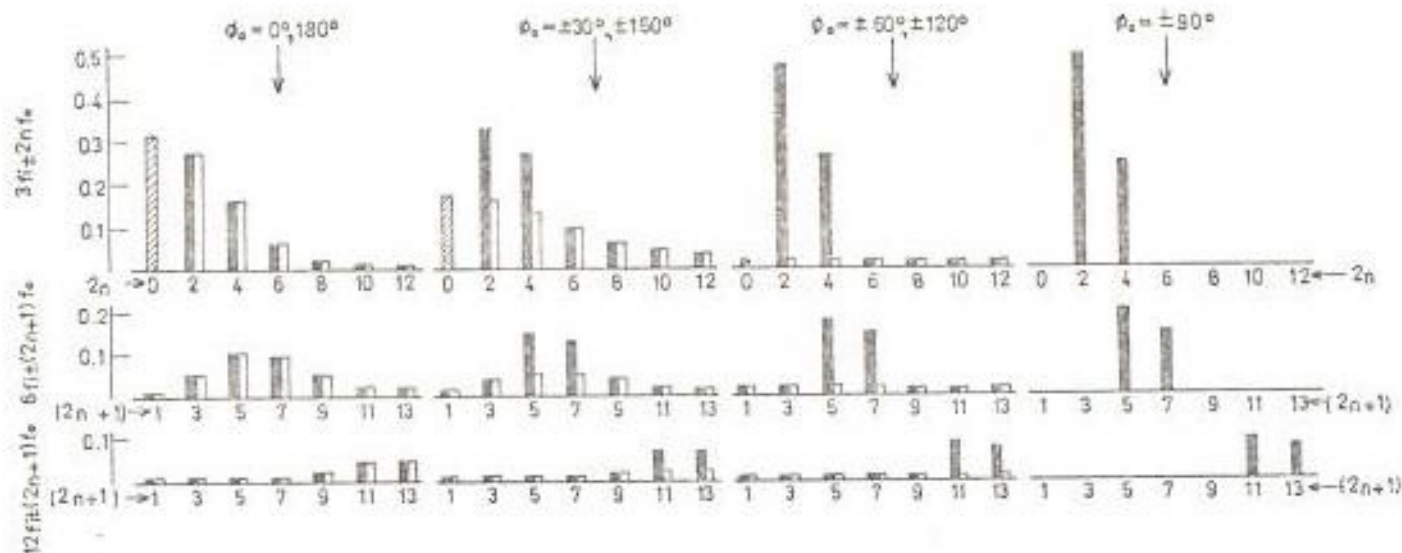


FIGURA 4.44. Carta que muestra las amplitudes de los componentes de distorsión que tienen frecuencias de $3f_i \pm 2n f_o$, $5f_i \pm (2n+1)f_o$, y $7f_i \pm (2n+1)f_o$, en el voltaje de salida del cicloconvertidor, operando con la máxima relación de voltaje de salida. La escala vertical muestra la amplitud de pico de los armónicos como un valor por unidad de V_{max} . \blacksquare = Amplitud de los armónicos con "frecuencia suma" para ϕ_o positivo y amplitud de los armónicos con "frecuencia diferencia" para ϕ_o negativo, \square = Amplitud de los armónicos con "frecuencia suma" para ϕ_o negativo, y amplitud de los armónicos con "frecuencia diferencia" para ϕ_o positivo.

4.5.3.7. Evaluación de los límites de funcionamiento de circuitos de diferentes números de pulsos.

Como resultado de la discusión global, se puede responder a la pregunta más importante, que es cuál es la máxima relación de frecuencias de salida a entrada, útil obtenible del cicloconvertidor, así determinada por la distorsión del voltaje de salida, y cómo está relacionada al número de pulsos del circuito.

De hecho, una respuesta precisa a esta pregunta no puede darse, por la razón que el deterioro en la calidad de la forma de onda del voltaje de salida, el cual ocurre cuando se incrementa la razón de frecuencias de salida a entrada, es un proceso continuo, y así no es posible definir claramente un punto específico, más allá del cual la relación de frecuencias no puede incrementarse. Más aún, según se ha visto la distorsión armónica del voltaje de salida es afectada considerablemente por el ángulo de desplazamiento de la carga, así como por la relación del voltaje de salida, y por lo tanto, cualquier evaluación de los límites de funcionamiento del cicloconvertidor debe hacerse en términos de estos factores. Así, en la práctica, la

máxima relación de frecuencia obtenible del ciclo-convertidor, está determinada principalmente por las condiciones y requerimientos de la aplicación particular.

Sin embargo, la siguiente consideración breve de la distorsión de los voltajes de salida de ciclo-convertidores de 3, 6 y 12 pulsos, operando sin corriente circulante, para las condiciones particulares de máximo voltaje de salida y ángulo de desplazamiento de la carga de 0° , debería proporcionar una indicación aproximada de los límites típicos de funcionamiento de los varios circuitos.

Las figuras 4.45, 4.46 y 4.47 muestran las cartas de frecuencias para los componentes predominantes de las familias armónicas de más bajo orden, para los circuitos de 3, 6 y 12 pulsos respectivamente. También muestran gráficamente en un extremo, las correspondientes amplitudes de cada uno de los componentes armónicos.

Comparando estas cartas, se revela el hecho que ciertos componentes armónicos predominantes invariablemente asumen frecuencia subarmónica, cuando la relación de frecuencia de salida a entrada se

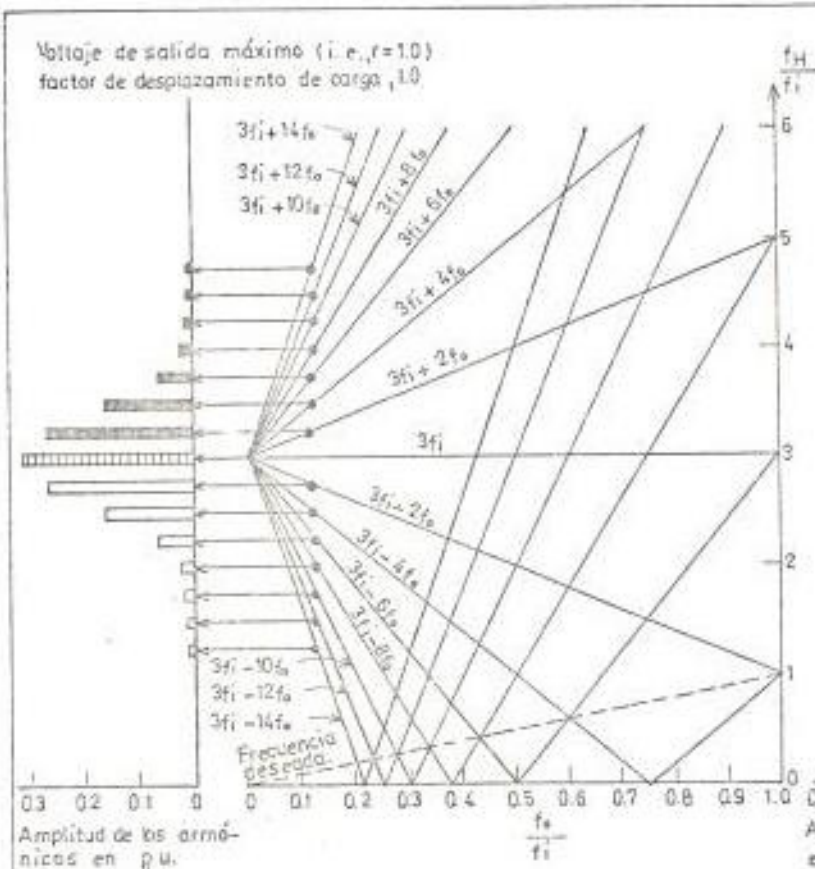


FIGURA 4.45 Carta que muestra las amplitudes de los armónicos predominantes en el voltaje de salida del cicloconvertidor de 3 pulsos, con voltaje de salida máximo y factor de desplazamiento de carga unidad, y las relaciones entre las frecuencias armónicas y la razón de frecuencias de salida a entrada.

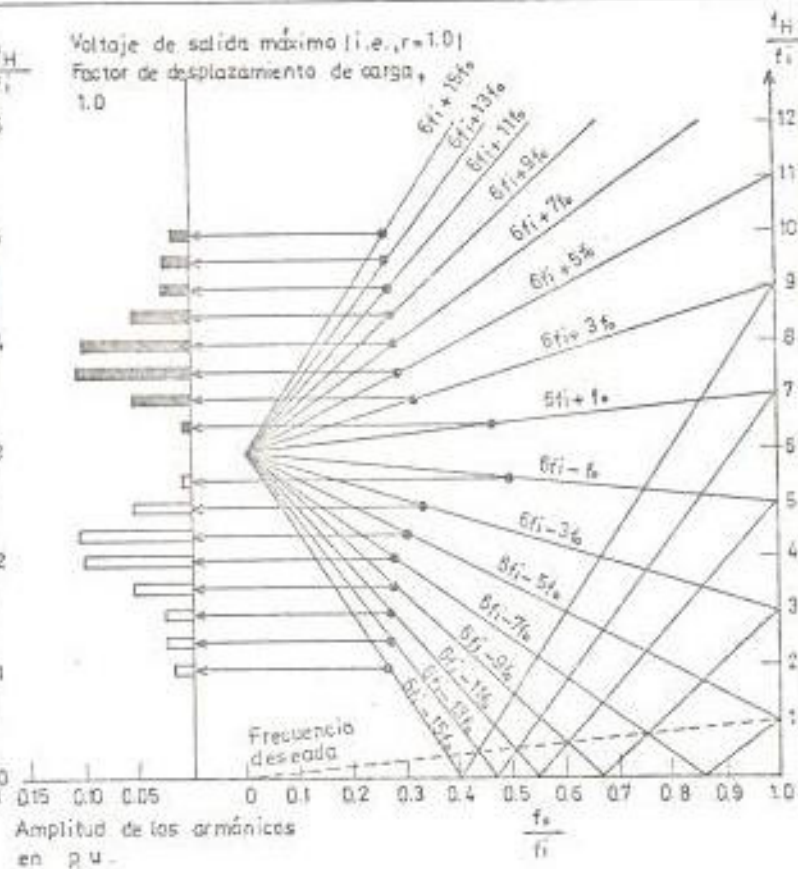


FIGURA 4.46 Carta que muestra las amplitudes de los armónicos predominantes en el voltaje de salida del cicloconvertidor de 6 pulsos, con voltaje de salida máximo y factor de desplazamiento de carga unidad, y las relaciones entre las frecuencias armónicas y la razón de frecuencias de salida a entrada.

Voltaje de salida máximo ($i_c, r = 10$)
 factor de desplazamiento de carga, 1.0

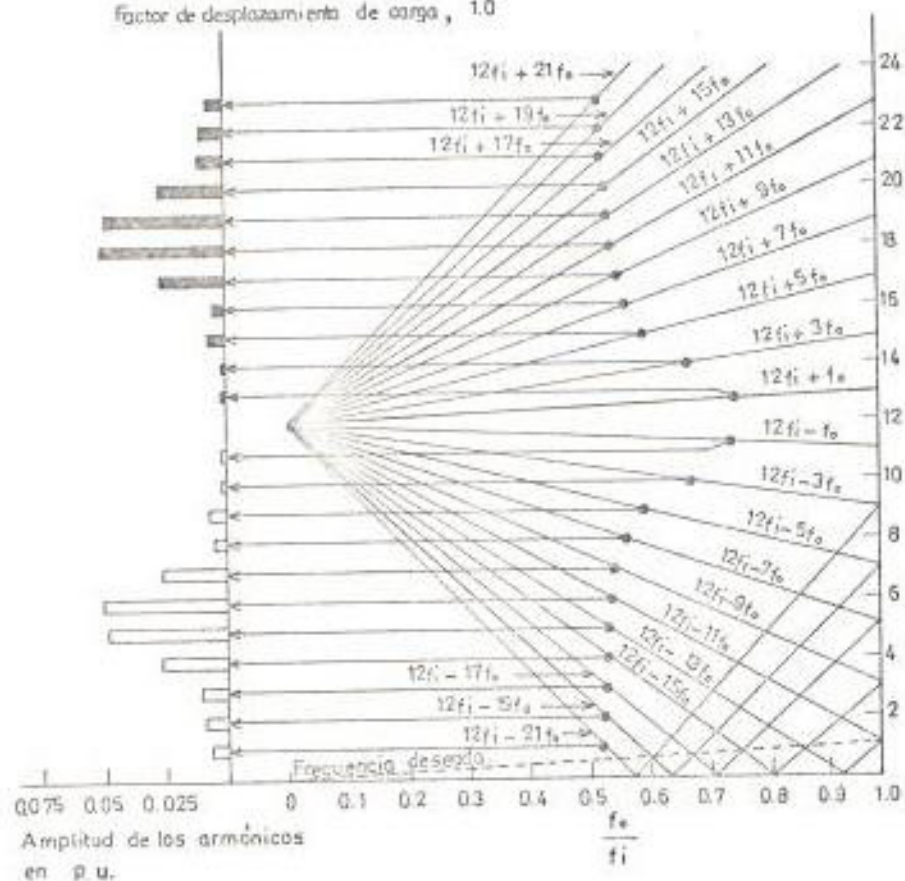


FIGURA 4.47 Carta que muestra las amplitudes de los armónicos predominantes en el voltaje de salida del cicloconvertidor de 12 pulsos, con voltaje de salida máximo y factor de desplazamiento de carga unidad, y las relaciones entre las frecuencias armónicas y la razón de frecuencias de salida a entrada.

Incrementa. Mientras mayor es el número de pulsos del circuito, mayor es la relación de frecuencia a la cual los componentes armónicos predominantes toman frecuencia subarmónica, pero ésta es siempre menor que la unidad. Así, estas cartas demuestran esta característica básica del cicloconvertidor de fase controlada.

A fin de completar esta discusión, es interesante hacer una comparación entre las relaciones de frecuencia límite de circuitos de diferentes números de pulsos. Se asume que la máxima relación de frecuencias de salida a entrada útil, se define como aquella a la cual, un componente armónico que tenga una amplitud de aproximadamente 0.025 por unidad de la componente deseada, asume una frecuencia que es menor que la frecuencia de salida deseada, con voltaje de salida máximo y ángulo de desplazamiento de la carga de 0° . Con referencia a las figuras 4.45 a 4.47, se ve que los componentes armónicos concernientes, para los circuitos de 3, 6 y 12 pulsos, tienen frecuencias de $\{3f_i - 8f_o\}$, $\{6f_i - 11f_o\}$ y $\{12f_i - 15f_o\}$ respectivamente. Lo cual lleva a lo siguiente:

Máxima relación de frecuencia para el circuito de 3 pulsos.....	=	0.33
Máxima relación de frecuencia para el circuito de 6 pulsos.....	=	0.50
Máxima relación de frecuencia para el circuito de 12 pulsos.....	=	0.75

Se enfatiza que estos resultados se basan en un criterio definido arbitrariamente, y por lo tanto deben considerarse nada más que como indicadores generales de las diferencias relativas entre los límites de funcionamiento de circuitos con diferente número de pulsos.

4.5.4. Efecto del cicloconvertidor sobre el sistema de entrada.

El cicloconvertidor en su forma básica consiste simplemente de una colección de switches estáticos conectados directamente entre el sistema de c.a. de entrada y el circuito de carga, y el principio básico de conversión de potencia es fabricar una onda de voltaje de salida teniendo la frecuencia deseada, simplemente por abrir y cerrar los switches de acuerdo a un programa predeterminado. Así, a diferencia de otros tipos de equipos convertidores de frecuencia como un motor generador, o un rectificador-inversor, no hay básicamente elementos almacenadores de energía conectados entre el

sistema de entrada y los terminales de salida del cicloconvertidor.

De modo que, el proceso de transferencia de energía a través del cicloconvertidor es muy directo, y necesariamente el sistema de entrada, siempre "ve" directamente la carga en los terminales de salida. Así, con un cicloconvertidor monofásico alimentando una carga monofásica, las fluctuaciones instantáneas de potencia en los terminales de salida inherentes en la producción de la salida alterna, son transmitidas directamente a la entrada del sistema. Esto da origen a componentes armónicos en las corrientes de línea de entrada que tienen frecuencias que son una mezcla entre las frecuencias de salida y entrada. Estos componentes armónicos de corrientes no están por lo tanto sincronizados a la frecuencia de entrada, excepto para algunas relaciones de frecuencias de salida a entrada discretas, pero generalmente se desplazan con respecto a la onda del voltaje de entrada. Más aún la presencia de estos componentes de frecuencias armónicas es independiente del número de pulsos del cicloconvertidor, puesto que ellos son inherentes en el proceso básico de transferencia de potencia instantánea desde la entrada a la salida del cicloconvertidor.

Por supuesto, en adición a las corrientes armónicas que fluyen en el sistema de entrada como un resultado de las fluc -

tuaciones de la potencia de salida, hay también corrientes armónicas que fluyen como un resultado de la operación como-rectificador básica del cicloconvertidor. La presencia o ausencia de familias dadas de estos componentes armónicos últimos, es determinada por el número de pulsos del convertidor.

Para un cicloconvertidor alimentando una carga trifásica balanceada, la carga armónica vista por el sistema de entrada es muy reducida en comparación con el caso de una carga monofásica. Esto es debido a que, aunque la potencia en cada una de las fases de salida individuales aún fluctúa la carga que es ahora vista por el sistema de entrada es la potencia instantánea total de las tres fases de salida y ésta permanece constante. Así, los componentes de corriente de frecuencias mezcladas que alimentan los componentes de potencia fluctuante individuales en las tres fases de salida, ahora simplemente circulan entre los tres cicloconvertidores, y no fluyen en el sistema de entrada.

La única componente de corriente en la entrada del cicloconvertidor que es capaz de proporcionar una componente media de potencia en la salida, es la componente fundamental en fase, debido a que la potencia media producida por cualquier componente en cuadratura o armónica es necesariamente cero. Así la componente de corriente fundamental en fase tomada de la fuente asume un valor apropiado a la potencia media en la

salida del cicloconvertidor.

En adición a la componente de corriente en fase, el cicloconvertidor también consume una componente en cuadratura en retardo. La presencia de esta componente es inherente en el mecanismo de control básico del cicloconvertidor, en donde una onda de voltaje de salida teniendo una envolvente sinusoidal se fabrica por medio de un proceso de retardo de fase del ángulo de disparo. Esta componente de corriente reactiva en retardo se produce en la entrada, aún si el factor de potencia de la carga es unitario. El mínimo ángulo de desplazamiento teórico posible entre el voltaje de entrada y la componente fundamental de la corriente de entrada del cicloconvertidor de fase controlada es 32.5° . Esto ocurre cuando el cicloconvertidor genera su máximo voltaje de salida posible con una carga de factor de desplazamiento unidad.

Con carga reactiva en la salida, el ángulo de desplazamiento de entrada es mayor que con una carga de factor de desplazamiento unidad. Más aún es una propiedad fundamental del cicloconvertidor de fase controlada que una carga ya sea en retraso o en adelanto en la salida, aparece como una carga en retardo en la entrada. Esto, nuevamente es debido al mecanismo de control de fase básico, que es inherentemente tal que la corriente de línea de entrada debe retrasar el voltaje de entrada a fin de producir una conmutación natural de

corriente de una fase a la siguiente.

El ángulo de desplazamiento de la corriente de línea de entrada es dependiente solamente del nivel relativo del voltaje de salida y del factor de desplazamiento de la carga, y es independiente del número de pulsos del convertidor, del número de fases de salida y de la relación entre las frecuencias de salida y entrada.

La composición exacta de la carga presentada por el cicloconvertidor al sistema de entrada puede ser calculada por medio de un análisis armónico detallado de la forma de onda de la corriente de entrada, similar al análisis realizado para el voltaje de salida del cicloconvertidor. La presente discusión no abarcará tal análisis.

4.5.5. Efecto de la impedancia de la fuente de entrada.

Hasta aquí, en toda la discusión se ha asumido que la fuente de voltaje de c.a. que alimenta al cicloconvertidor de fase controlada tiene impedancia interna cero. En la práctica por supuesto, la fuente de c.a. siempre tiene cierta cantidad finita de impedancia interna y ésta es predominantemente inductiva. La inductancia de la fuente puede ser suficientemente grande como para resultar en una modificación apreciable del proceso de conmutación de corriente de un tiristor al siguiente, así comparado con la conmutación instantánea

teóricamente obtenida con una inductancia cero de la fuente. En la práctica el proceso de conmutación ocupa un período de tiempo bastante significativo, durante el cual ambos tiristores el entrante y el saliente están simultáneamente en conducción.

Durante este período de sobreposición de la conmutación, las formas de onda del voltaje en los terminales de salida del convertidor, así como la corriente y voltaje en los terminales de entrada difieren de aquellas obtenidas con una inductancia cero de la fuente. Esto tiene un efecto modificador sobre las características de funcionamiento externo del convertidor. En los terminales de salida, el efecto de la inductancia de la fuente de entrada es causar una pérdida de voltaje medio, así como una modificación en los términos de distorsión armónica; mientras que, en los terminales de en-trada toma lugar una ligera reducción del factor de desplazamiento, así como una modificación en los términos de distorsión de la forma de onda de corriente.

CAPITULO V

DISEÑO DE UN CICLOCONVERTIDOR.

En base a los fundamentos teóricos desarrollados en el capítulo IV, en el presente capítulo se procede a realizar el diseño de un cicloconvertidor de fase controlada, con sus circuitos de fuerza y de control de los pulsos de disparo.

Se ha elegido un cicloconvertidor monofásico que controlará la velocidad de un motor de inducción jaula de ardilla de 5 HP. Un diagrama de bloques simplificado que muestra la interacción de sus componentes se muestra en la figura 5.1.

Como se indica en la figura 5.1, los circuitos de fuerza y de control de los pulsos de disparo constituyen bloques separados en el esquema general y como tales se pueden tratar independientemente.

5.1. CIRCUITO DE FUERZA.

Como se ha visto en el capítulo IV, existen algunas configuraciones con variado grado de complejidad, para cubrir una amplia gama de aplicaciones. Para controlar la velocidad de un motor de inducción monofásico de 5 HP., esto es, de pequeña capacidad se escoge un cicloconvertidor monofásico de punto medio de 3 pulsos simétrico, en el afán de dar la mayor sencillez posible al presente diseño.

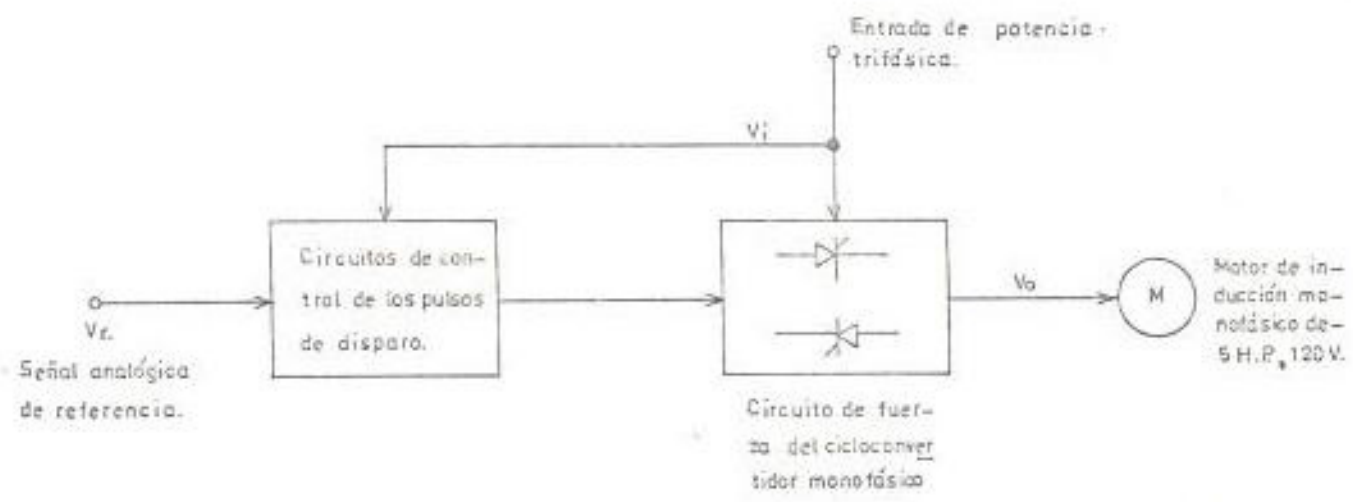


FIGURA 5.1. Diagrama de bloques de un cicloconvertidor monofásico.

El cicloconvertidor de punto medio de 3 pulsos simétrico escogido, funcionará en el modo de operación con corriente circulante. Sin embargo, la magnitud de las corrientes armónicas circulantes entre los convertidores positivo y negativo, será limitada por la reactancia del reactor intergrupos, para obtener un funcionamiento aceptable desde el punto de vista de la carga soportada por los tiristores.

En la figura 5.2 se muestra un diagrama circuital del mismo, mostrando todos sus elementos de protección asociados, así como el transformador de alimentación. Cada uno de los componentes se tratarán a continuación separadamente.

5.1.1. El Cicloconvertidor.

Como ya se ha indicado, el circuito elegido es el de punto medio de 3 pulsos simétrico. Su capacidad deberá ser:

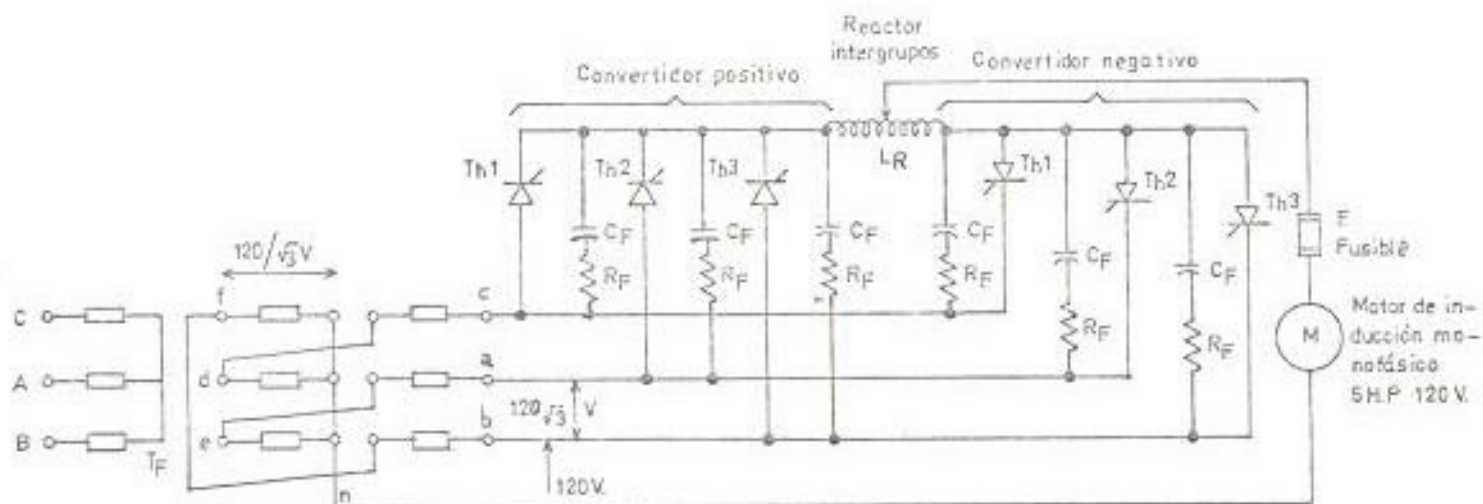
$$KVA_c = \frac{HP_m \times 0.746}{\text{fp.m} \times \text{ef.m}}$$

donde:

HP_m = potencia de salida del motor en caballos de fuerza (= 5.0 HP)

fp.m = factor de potencia del motor (= 0.8)

ef.m = eficiencia del motor (= 0.9)



Transformador de alimentación
estrella zig-zag

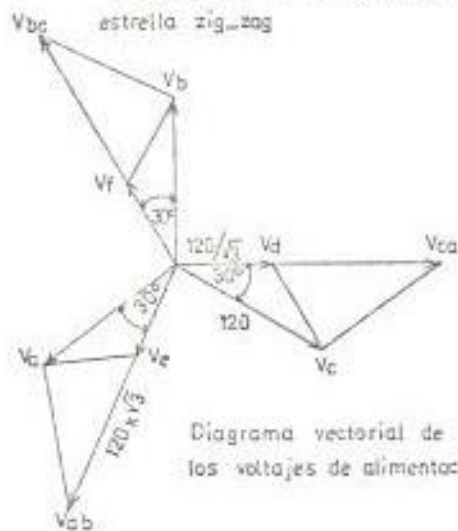


Diagrama vectorial de
los voltajes de alimentación

FIGURA 5.2. Circuito de fuerza de un cicloconvertidor
monofásico de punto medio de 3 pulsos simétrico.

$$\begin{aligned} \text{KVA.c} &= \frac{5.0 \times 0.746}{0.8 \times 0.9} \\ &= 5.2 \text{ KVA} \end{aligned}$$

La capacidad calculada se multiplica por 1.2, para dar un 20 % de margen de seguridad debido a la existencia de tolerancias de fábrica, al desbalance de voltaje entre fases y a la presencia de corrientes armónicas en la carga (7). Así, la capacidad del cicloconvertidor será:

$$\begin{aligned} \text{KVAc} &= 5.2 \times 1.2 \\ &= 6.2 \text{ KVA.} \end{aligned}$$

En base al dimensionamiento del cicloconvertidor se procede ahora a dimensionar los tiristores que lo forman.

El motor de inducción cuya velocidad será controlada, se supone funcionar con un voltaje nominal de 120 Voltios. Según el circuito, éste viene a ser el voltaje de línea a neutro. Los tiristores de cada uno de los convertidores positivo y negativo están conectados entre fases. Es decir, estarán sometidos a un voltaje igual a:

$$\begin{aligned} V_t &= V_m \times \sqrt{3} \\ &= 120 \times \sqrt{3} \\ &= 208 \text{ Voltios.} \end{aligned}$$

En la práctica, los tiristores se escogen con un voltaje nominal de pico igual a 2.5 veces el voltaje de trabajo de pico, para permitir un margen de seguridad por las fluctuaciones de voltaje de la fuente, y por los transientes residuales después de la supresión de los rismos (7). Así, el voltaje de pico de los tiristores será:

$$\begin{aligned} V_p &= 208 \times \sqrt{2} \times 2.5 \\ &= 735 \text{ Voltios.} \end{aligned}$$

La corriente promedio de los tiristores, se determina observando que cada uno de los convertidores positivo y negativo, proporcionan un semiciclo de corriente de carga, y cada uno de los tiristores proporciona un tercio de la misma corriente promedio (4). De modo, que asumiendo que la corriente de carga es perfectamente sinusoidal se tendrá:

$$I_{\text{promedio del motor}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{pico}}$$

$$\text{Pero: } I_{\text{pico}} = \sqrt{2} I_{\text{rms}}$$

$$E, \quad I_{\text{rms}} = \frac{\text{KVAc} \times 10^3}{120} = \frac{6.2 \times 10^3}{120}$$

$$= 51.7 \text{ Amperios}$$

Entonces:

$$I_{\text{promedio motor}} = \frac{2}{\pi} \times \sqrt{2} \times 51.7$$

$$= 46.7 \text{ Amperios.}$$

De donde:

$$I_{\text{promedio tiristor}} = \frac{1}{3} I_{\text{promedio motor}}$$

$$I_{\text{promedio tiristor}} = \frac{1}{3} \times 46.7$$

$$= 15.6 \text{ Amperios.}$$

Por otra parte, la corriente rms nominal de cada uno de los tiristores es igual a $1/\sqrt{3}$ la corriente rms total de los convertidores positivo o negativo [9]. De modo que:

$$I_{\text{rms tiristor}} = 1/\sqrt{3} \times 51.7$$

$$= 29.8 \text{ Amperios.}$$

Seleccionando este valor de corriente rms nominal para los tiristores, se impone que el motor de inducción arrancará siempre a voltaje y frecuencia reducidos, de tal manera que la corriente de arranque no sea mayor que la corriente rms nominal.

Con el voltaje de pico y las corrientes promedio y rms obtenidos para los tiristores, se eligen los dispositivos que cubran estos requerimientos. Estos son los ti

ristores tipo C 137 N de la General Electric, cuyas especificaciones aparecen en la ref. 19.

5.1.2. Protección de sobrevoltaje [11].

Como la mayoría de los dispositivos semiconductores, el tiristor es muy sensitivo a voltajes excesivos, y sobrevoltajes transientes de muy breve duración pueden causar su destrucción. Cada tiristor tiene un voltaje inverso de pico nominal que no puede ser significativamente excedido sin dañar el dispositivo. Si el voltaje de ruptura directa, V_{BO} es excedido, el tiristor cambia al estado de conducción. Así mismo, si un voltaje directo menor que el de ruptura es incrementado muy rápidamente, el tiristor cambia al estado de conducción, aunque no exista señal de puerta. Esto se conoce como el encendido dv/dt . Estos disparos aleatorios por ruptura directa o excesivo dv/dt , causan que el circuito funcione mal y como resultado pueden fluir grandes corrientes de falla.

Para una operación confiable del circuito es importante limitar los voltajes transientes conectando a los tiristores una adecuada red resistencia capacitancia en paralelo. La suave tasa de carga del capacitor limita la magnitud de los rápidos voltajes transientes y reduce la tasa de crecimiento del voltaje directo en el tiris -

tor. Mientras, que la resistencia en serie amortigua las oscilaciones resonantes entre la capacitancia y la inductancia desviada del circuito. La resistencia también limita la corriente creciente inicial que se produce cuando el tiristor es disparado.

Los valores de la capacitancia y resistencia, se determinan como sigue:

Los tiristores seleccionados, llevarán una corriente r.m.s. máxima de 35.0 A, y soportarán un voltaje de 208 V. Cuando la capacitancia C está cargada al voltaje entre líneas y el circuito está apagado, C se descargará a través de R en el tiristor, sin exceder la corriente nominal del mismo. Por lo tanto:

$$R = \frac{V_{ll}}{I_n} = \frac{208}{35.0} = 5.9 \text{ ohm}$$

La tasa de crecimiento inicial de voltaje para el circuito R-C puede ser aproximada por:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_{max}}{\tau}$$

donde:

$\tau = RC$, es la constante de tiempo del circuito R.C.; y,

V_{\max} = es el máximo voltaje a través del tiristor.

Pero, tenemos que se debe cumplir la siguiente desigualdad:

$$\frac{dv}{dt} \leq \left. \frac{dv}{dt} \right|_{\max}$$

Los tiristores empleados tienen un valor :

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\max} = 100 \text{ V}/\mu\text{sseg.}$$

Por lo tanto:

$$\frac{208}{5.9 \times C} \leq 100 \times 10^6$$

$$\therefore C \geq \frac{208}{5.9 \times 10^8} = 0.35 \text{ UF}$$

Para mayor seguridad con los valores calculados se escogen los siguientes valores $C = 0.47 \text{ UF}$, $R = 10 \text{ ohm}$.

5.1.3. Limitación de la tasa de crecimiento de la corriente de ánodo.

Cuando un tiristor es disparado al estado de conducción por una señal de puerta, hay un tiempo finito de encendido, durante el cual el voltaje de ánodo decrece desde su

valor de bloqueo al valor de conducción directa. Simultáneamente la corriente de ánodo se incrementa, y el producto de voltaje y corriente representa la pérdida de potencia instantánea en el tiristor durante el encendido. Si la corriente de ánodo se incrementa rápidamente, la pérdida de potencia en el encendido se hace significativa y puede ocurrir sobrecalentamiento a altas frecuencias de swítcheo. El problema se agrava por el hecho que la corriente de ánodo es inicialmente confinada a una pequeña área cerca del electrodo de puerta; el área conductiva entonces se expande sobre el resto de la junta. Pero, si la corriente de ánodo se incrementa rápidamente, la pérdida de potencia es disipada inicialmente en un punto localizado cerca del electrodo de puerta. Así, una tasa de crecimiento de la corriente de ánodo di/dt excesiva, dañará el tiristor, por lo que los fabricantes especifican un valor di/dt crítico que no debe ser excedido.

Un di/dt excesivo puede ocurrir cuando un tiristor que bloquea un voltaje directo grande, es súbitamente disparado con una carga resistiva o capacitiva, pero con una carga inductiva la suave formación de corriente previene este crecimiento excesivo de corriente. Cuando los tiristores están fijados con capacitores en paralelo para

la supresión de voltajes transientes, se incluye una pequeña resistencia en serie que también limita la tasa de crecimiento excesivo de la corriente de ánodo.

Por otra parte, el circuito cicloconvertidor de punto medio de 3 pulsos simétrico, tiene conectado entre los convertidores positivo y negativo, un reactor para limitar las corrientes circulatorias entre ambos convertidores. La carga está conectada a un terminal medio del mismo y por lo tanto la tasa de crecimiento de la corriente de ánodo hacia la carga, está limitada por la inductancia de la mitad del reactor intergrupos, que es igual a un cuarto de la inductancia total del mismo, y por la inductancia del motor de inducción que constituye la carga.

Para evaluar el di/dt resultante, nos referimos a la figura 5.3, que representa la salida del cicloconvertidor en un instante cualesquiera. Para el reactor intergrupos se escoge un valor de inductancia de 50 μF , que es el mínimo valor aconsejado para eliminar adecuadamente las corrientes circulatorias (9).

Las ecuaciones de voltaje y corriente para el circuito de la figura 5.3, son:

$$v = R_m i_A + L di_A/dt'$$

e, $i_A = \frac{v}{R_m} (1 - e^{-t'/\tau})$, donde:

$v = \sqrt{2} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \times 120 \sin \omega t$, es el voltaje de salida del cicloconvertidor.

$\tau = \frac{L}{R_m}$, es la constante de tiempo del circuito.

$L = \frac{L_R}{4} + L_m$, es la inductancia total del circuito.

t' , es el tiempo transcurrido desde el disparo del tiristor.

Derivando la expresión de corriente con respecto a t' ,

$$\begin{aligned} \frac{di_A}{dt'} &= \frac{v}{R_m} \frac{1}{\tau} e^{-t'/\tau} \\ &= \frac{1}{L} \cdot \sqrt{2} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot 120 \sin \omega t e^{-t'/\tau} \end{aligned}$$

Esta expresión es máxima, cuando $t' = 0$ y $\sin \omega t = 1$.

Para el valor total de inductancia, se desprecia la inductancia del motor. De modo que:

$$\begin{aligned} \left. \frac{di_A}{dt'} \right|_{\max} &= \frac{4 \times \sqrt{2} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \times 120}{50 \times 10^{-6}} \\ &= 11.2 \text{ A/useg.} \end{aligned}$$

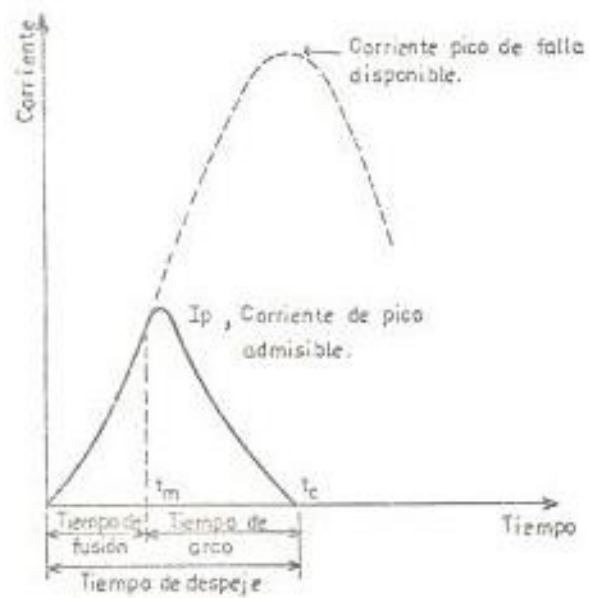


FIGURA 5.4. Limitación de la corriente de falla en un circuito de c.a. por medio de un fusible limitador de corriente.

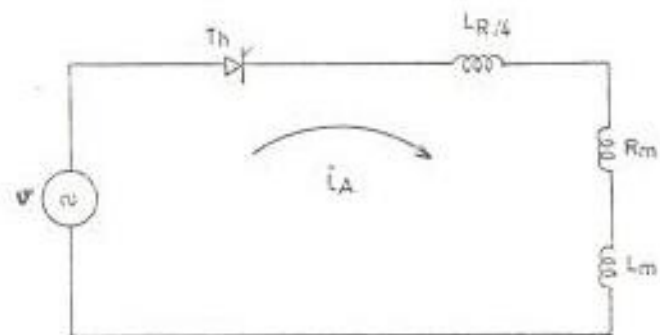


FIGURA 5.3. Circuito equivalente del cicloconvertidor en un instante cualquiera.

Cantidad que es mucho menor al di/dt crítico de --
150 A/μseg. de los tiristores escogidos.

5.1.4. Protección de sobrecorriente.

La pequeña capacidad térmica de un tiristor, causa que la temperatura de la junta responda muy rápidamente a cambios en la corriente. Si el circuito semiconductor es alimentado por medio de un sistema débil, la corriente de falla es limitada por la impedancia de la fuente y los semiconductores no se dañarán en varios ciclos, hasta que la corriente de falla sea interrumpida por medio de fusibles convencionales o de breakers. También podría proporcionarse protección de sobrecorriente, removiendo las señales de puerta cuando se detecta una sobrecorriente. Sin embargo, estos métodos de protección son inadecuados en circuitos a tiristores que son alimentados desde un sistema eléctricamente rígido. En estas circunstancias, la temperatura de la junta se eleva a un valor excesivo en unos pocos milisegundos y el semiconductor es destruido.

En estos circuitos es necesario usar fusibles limitadores de corriente de alta velocidad para la protección de dispositivos de estado sólido. Estos fusibles tienen propiedades térmicas similares a las de los tiristores,

lo cual simplifica la coordinación de fusible y semiconductor. La tirafusible consiste de uno o más alambres finos de plata de pequeña capacidad térmica montados entre dos piezas extremas metálicas. Esto es térmicamente análogo a un dispositivo de estado sólido montado sobre un disipador de calor metálico. Los elementos livianos de plata tienen un tiempo de fusión muy corto, lo cual da al fusible la acción limitadora de corriente, forzando la corriente de falla disponible a cero antes que se eleve a su valor de pico, como se muestra en la figura 5.4.

Como se ha establecido, el fusible limitador de corriente y el dispositivo semiconductor tienen las mismas propiedades térmicas. Consecuentemente para tiempos en el rango de los milisegundos, el fusible y el semiconductor son descritos en términos de su valor I^2t de fusión. Si se coloca un fusible en serie con cada semiconductor, obviamente el fusible debe ser especificado para llevar la corriente de plena carga indefinidamente. La protección de sobrecorriente se proporciona seleccionando un fusible cuyo valor I^2t sea menor que el valor I^2t del semiconductor que está protegiendo. Este procedimiento de coordinación simple, elimina la necesidad de estimar la corriente de falla en intervalos de milisegundos, ya que

la corriente de fusión y el valor I^2t del fusible dependen de la corriente de falla disponible, del voltaje del circuito, de la relación X/R del circuito y también del punto en el ciclo de voltaje al cual el arco comienza.

El voltaje a través del fusible durante el período de arco se conoce como el voltaje de arco o de recuperación y es igual a la suma del voltaje de la fuente y la f.e.m. inducida en la inductancia del circuito. Si la corriente de falla es interrumpida muy rápidamente, el voltaje de arco puede tener valores excesivos debido a la f.e.m. inducida $L \frac{di}{dt}$. Por medio de un diseño cuidadoso, el voltaje de arco puede ser limitado a menos que dos veces el voltaje de pico de la fuente, y este tipo de fusible es apropiado para aplicaciones de semiconductores. El voltaje nominal del fusible no deberá ser demasiado en exceso del voltaje del circuito, pues podría resultar en una súbita interrupción de corriente con sobrevoltajes destructivos. Por otra parte, si el voltaje nominal del fusible es inadecuado, el tiempo de arco y el valor I^2t resultarán ambos incrementados.

En general, los circuitos semiconductores pueden requerir fusibles convencionales o breakers para fallas no muy severas, en adición a fusibles limitadores de co-

corriente que operarán positivamente solamente en sobrecargas severas.

En la ref. 19 se muestran las características de la máxima corriente y del valor I^2t de los tiristores en el rango de 1 a 10 msec, los cuales se usan para la selección de los fusibles limitadores de corriente.

El voltaje de arco de los fusibles limitadores de corriente seleccionados deberá ser igual a :

$$V_F \cong 2 \times \sqrt{2} \times \frac{3 \sqrt{3}}{2 \pi} \times 120$$

$$\cong 280 \text{ voltios.}$$

Como se indica en la figura 5.2, el fusible limitador de corriente estará ubicado entre la salida del cicloconvertidor y el motor de inducción, para proteger a los tiristores de fallas severas en el motor. Sin embargo, el fusible deberá estar en capacidad de llevar la corriente de plena carga del motor por tiempo indefinido. Esto es, 51.7 Amperios.

Para fallas menos severas, actuarán los fusibles convencionales o breakers de la fuente de alimentación, que se suponen existir.

5.1.5. Transformador de alimentación.

Debido a la naturaleza de la carga monofásica, existirán componentes de secuencia cero en las corrientes de las líneas de entrada, lo cual produce magnetización de secuencia cero en el núcleo del transformador. Con el fin de evitarlo, se usa una conexión especial, denominada estrella - zig zag, que se muestra en la figura 5.5. Esta conexión consiste en hacer que la corriente que circula por cada conductor activo del secundario, afecte siempre por igual y simultáneamente a dos fases primarias, por las cuales habrán de pasar, respectivamente, corrientes que se compensarán mutuamente con las del secundario. Para conseguir este propósito, se dividen los arrollamientos secundarios en dos mitades, conectándose en serie dos mitades de dos fases consecutivas, por lo tanto, de dos columnas consecutivas, uniéndolas por los terminales homólogos. Como puede observarse en el diagrama vectorial de la figura 5.5, la fuerza electromotriz total por fase resulta de la diferencia de dos fuerzas electromotrices parciales, defasadas 120° entre sí; pero, como contrapartida, los desequilibrios entre las fuerzas electromotrices se compensan y cualquier desequilibrio de cargas, solamente produce en la tensión de línea las diferencias que proceden de la caída de tensión interna.

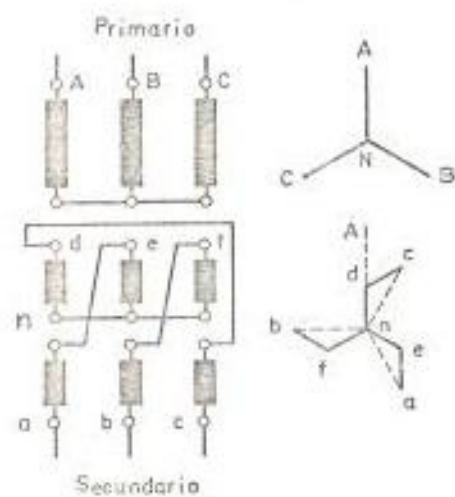
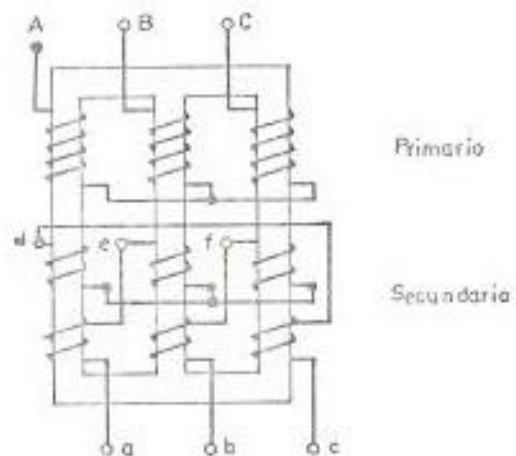


FIGURA 5.5. Representación esquemática y diagrama vectorial de un transformador trifásico en conexión estrella-zigzag.

Como puede apreciarse en la figura 5.5, la fuerza electromotriz entre el neutro n y el terminal a , está compuesta por las fuerzas electromotrices \overline{ne} y \overline{ea} ; ésta última igual y opuesta a la \overline{nd} . Es decir, que se tienen las relaciones siguientes:

$$\overline{na} = \overline{ne} + \overline{ea}, \text{ siendo } \overline{ea} = -\overline{nd}$$

$$\overline{nb} = \overline{nf} + \overline{fb}, \text{ siendo } \overline{fb} = -\overline{ne}$$

$$\overline{nc} = \overline{nd} + \overline{dc}, \text{ siendo } \overline{dc} = -\overline{nf}$$

Como consecuencia de que las fuerzas electromotrices de una fase no se suman aritméticamente sino geoméricamente, resulta un exceso de espiras en los arrollamientos, con el consiguiente aumento de costo de éstos. Este aumento está en la relación:

$$\frac{\overline{ne} + \overline{ea}}{\overline{na}}$$

que es igual a:

$$\frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155$$

es decir un 15.5 % más que si los arrollamientos se hubieran conectado en estrella. Por lo tanto, la relación de transformación en los transformadores conectados en estrella - zig zag vale:

$$n_t = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{n_1}{n_2}$$

Ahora, con referencia a la figura 5.2 se observa que el voltaje entre línea y neutro secundario es de 120 voltios, el voltaje entre fases es de $\sqrt{3} \times 120$ voltios; y, el voltaje a través de cada mitad de los arrollamientos secundarios es de $120/\sqrt{3}$ voltios.

La corriente de línea secundaria podría tomarse igual a la corriente r.m.s. de los tiristores, para dejar un buen margen de sobredimensionamiento. De esta manera los KVA de transformación secundarios, requeridos por cada fase, serán:

$$\begin{aligned} \text{KVA}_{s/\text{fase}} &= 2 \times \frac{120}{\sqrt{3}} \times 35 \times 10^{-3} \\ &= 4.85 \text{ KVA} \\ &\approx 5.0 \text{ KVA} \end{aligned}$$

Los KVA de transformación primarios, obviamente tendrán que ser iguales, de acuerdo al voltaje disponible.

5.2. CIRCUITOS DE CONTROL DE LOS PULSOS DE DISPARO.

De igual manera, según se ha visto en el capítulo IV, existen algunos arreglos que usan métodos diferentes para generar los pul-

tos de disparo de los tiristores. Sin embargo, se ha señalado que el método del cruce de la onda coseno es teóricamente el me jo r desde el punto de vista de la distorsión producida en la on da de voltaje de salida.

Por esta razón se escoge este método y en la figura 5.6 se muestra el esquema global del generador de pulsos para el convertidor positivo, en donde se ha incluido la sección correspondiente al control de los límites del rango permisible de los pulsos de disparo. En la figura 5.7, se muestra el esquema global del generador de pulsos para el convertidor negativo. Debe notarse, que la única diferencia entre ambos circuitos, son las conexiones de entrada del comparador principal.

La teoría de funcionamiento de los esquemas, ha sido expuesta am pliamente en el capítulo IV, secciones 4.4.2.2., 4.4.4.4. y 4.4.4.5., de modo que ahora no se repetirá y se tratará exclusivamente del diseño de cada una de las partes integrantes de los mismos.

En general, el diseño de los circuitos de control de los pulsos de disparo, se ha hecho a partir de circuitos integrados (C.I.), usando la lógica TTL; y, eventualmente se han usado circuitos auxiliares a base de elementos discretos.

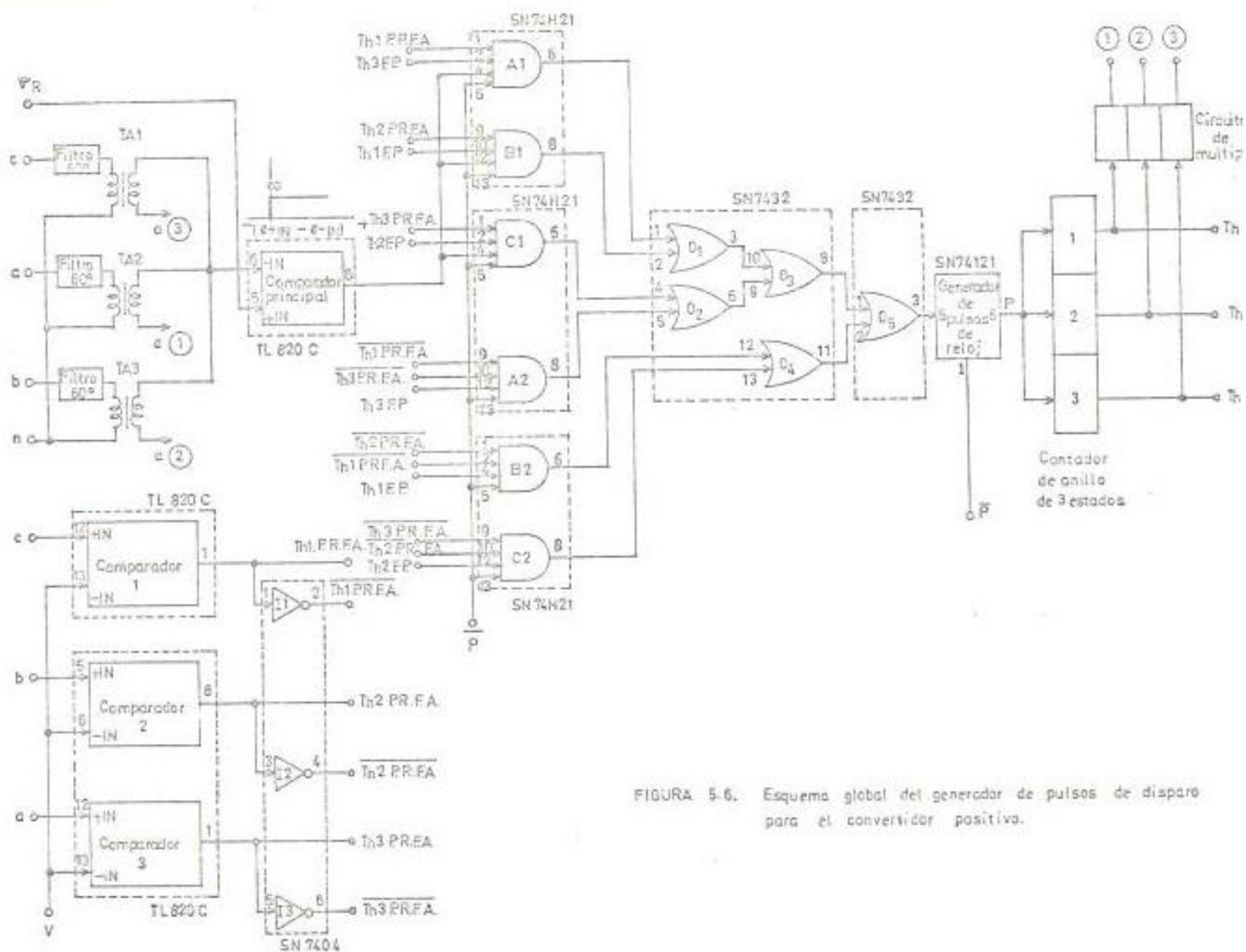


FIGURA 5.6. Esquema global del generador de pulsos de disparo para el convertidor positivo.

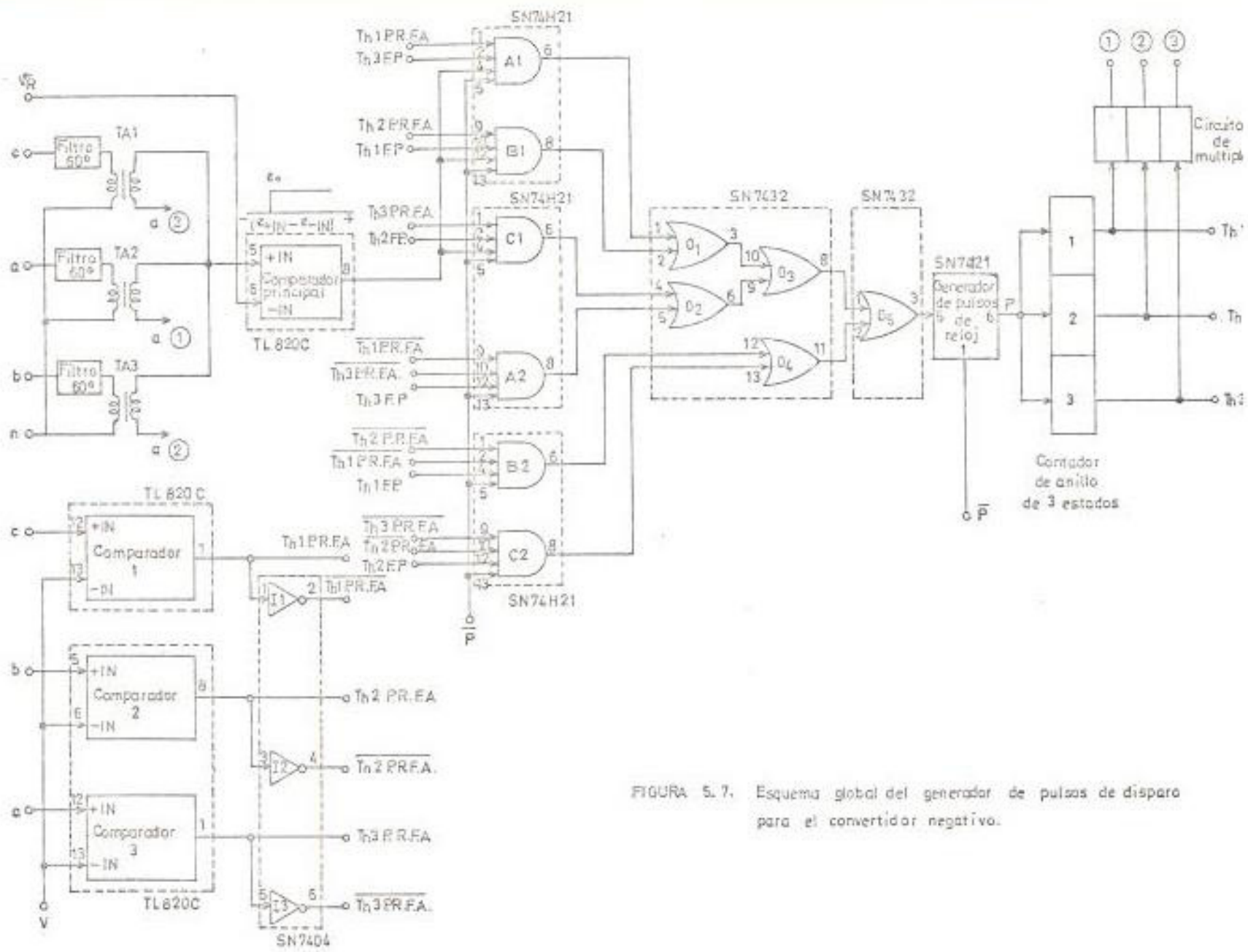


FIGURA 5.7. Esquema global del generador de pulsos de disparo para el convertidor negativo.

5.2.1. El Contador de anillo de 3 estados.

Como se observa en el esquema de la figura 5.6, la función del contador de anillo de 3 estados es la de formar y distribuir los pulsos de disparo extendidos a cada uno de los tiristores del convertidor positivo, en secuencia 1, 2, 3 y de modo que exista solamente un pulso de disparo a la vez. El cambio de estado del contador es controlado por los pulsos de reloj P, que constituyen la salida del generador de pulsos de reloj y obedecen a la lógica del método del cruce de la onda coseno.

Este contador de anillo de 3 estados puede ser fácilmente implementado a partir de flip-flops J-K, siguiendo los métodos convencionales (10). En la figura 5.8, se muestran la tabla de verdad, el mapa de estados y la tabla de excitación de los flip-flops J-K, junto con los mapas de Karnaugh correspondientes a cada una de las entradas J y K de los flip-flops Q_0 , Q_1 y Q_2 , usados para el circuito en cuestión, que también se muestra en dicha figura. Los flip-flops escogidos son los SN7470 de Texas Instruments (T.I.) ya que éstos son accionados con el borde inicial del pulso de reloj; solamente que deben operarse con las entradas J_2 y K_2 conectadas a "1" lógico y las entradas J y K conectadas a "0" lógico. Las

TABLA DE VERDAD

Estado	Q2	Q1	Q0
a)	0	0	1
b)	1	0	0
c)	2	1	0
	0	0	1

TABLA DE EXCITACION DE LOS F/F J-K

Qn	Qn+1	J	K
0	0	0	X
0	1	1	X
1	0	X	1
1	1	X	0

MAPA DE ESTADOS

Q2 \ Q1	00	01	11	10
0	X*	1	X*	2
1	3	X*	X*	X*

MAPAS DE KARNAUGH

X	0	X	1
X	X	X	X

$$J_0 = Q_2 \bar{Q}_1 \bar{Q}_0$$

X	X	X	0
1	X	X	X

$$J_1 = \bar{Q}_2$$

X	1	X	X
0	X	X	X

$$J_2 = \bar{Q}_0$$

X	X	X	X
1	X	X	X

$$K_0 = \bar{Q}_1$$

X	1	X	X
X	X	X	X

$$K_1 = \bar{Q}_2$$

X	X	X	1
X	X	X	X

$$K_2 = \bar{Q}_0$$

DIAGRAMA DEL CIRCUITO

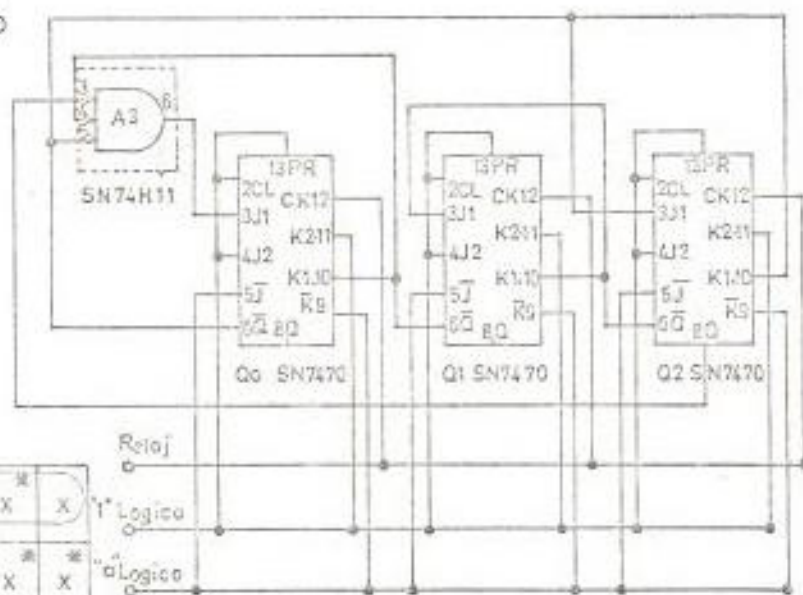


FIGURA 5.8. Contador de anillo de 3 estados.

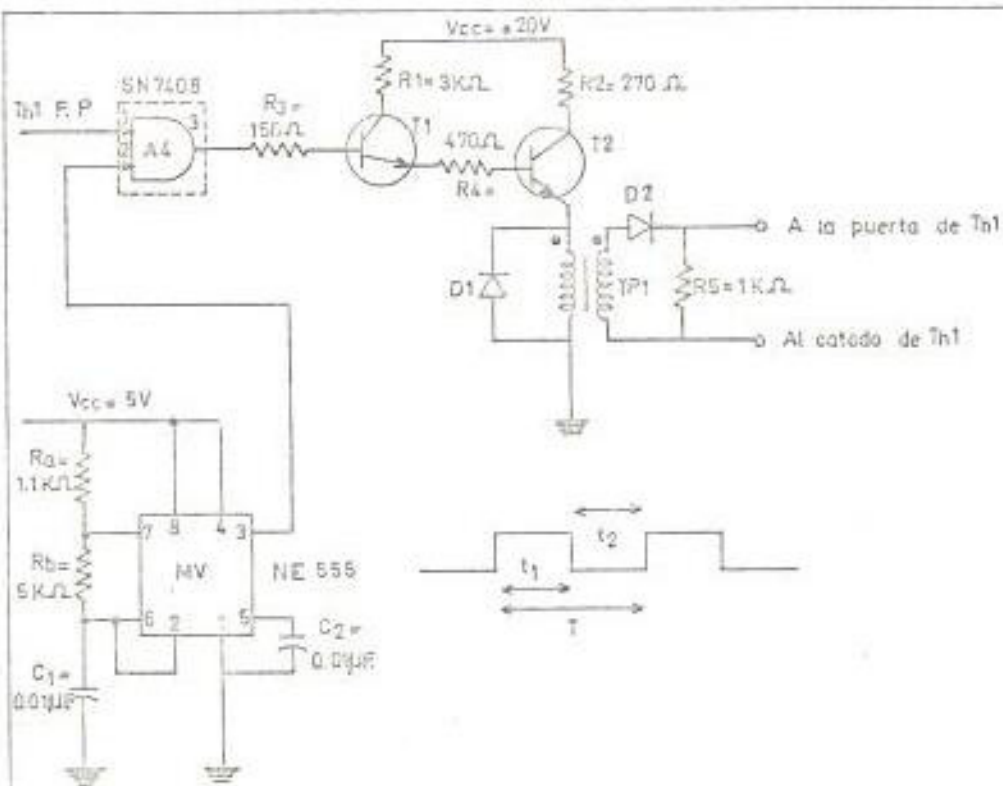
NOTA: En el mapa de J₀ se han evitado todos los estados indeseables.

especificaciones de los mismos aparecen en la ref. 17.

Los pulsos de disparo producidos a la salida del contador de anillo de 3 estados tienen una magnitud de 3.4 V y una duración promedio de $1/3$ del período de las ondas coseno. En vista de que solamente el borde inicial del pulso de disparo extendido es usado para encender al tiristor y el resto es redundante, es deseable en la práctica transformar el pulso extendido en una serie de pulsos de alta frecuencia, a la vez que amplificar y aislar los mismos, mediante el circuito auxiliar mostrado en la figura 5.9 para el tiristor Th_1 .

Como se observa, se trata de un C.I. NE555 de T.I. conectado de modo que funcione como un multivibrador inestable o generador de ondas cuadradas, el mismo que envía un tren de pulsos a la frecuencia de 13 KHz a la entrada de una puerta AND junto con el pulso de disparo extendido $Th_1.F.P.$ La salida de la puerta AND es amplificada en el circuito amplificador de corriente formado por los transistores T_1 y T_2 y finalmente es enviada a la puerta del tiristor Th_1 a través del transformador de pulsos TP_1 .

Por otra parte, según se explicó en la sección 4.4.2.2., es necesario utilizar el tiempo durante el cual uno cua-



$$t_1 = \ln 2 (R_a + R_b) C_1$$

$$= 42.3 \mu\text{seg.}$$

$$t_2 = \ln 2 R_b C_1$$

$$= 24.7 \mu\text{seg.}$$

$$T = t_1 + t_2$$

$$= 77.0 \mu\text{seg.}$$

$$f = 1/T = 13 \text{ KHz}$$

D1-D2: 1N4003 de ARCHER

Voltaje de pico inversa (PIV): 200V.

Caida de voltaje directa v_{ms} (Vf) a I_f : 1V

Corriente directa i_{ms} (I_f): 1A

Corriente inversa a PIV: 10μA.

T1: T2: 2N3440 de RCA

tipo: NPN.

Disipación de potencia (P_T): 1W

Corriente de colector (I_C): 1A

Voltaje de ruptura colector-base (V_{CBO}): 200V

Voltaje de ruptura colector-emisor (V_{CEO}): 300V

Voltaje de ruptura emisor-base (V_{EBO}): 7V

Ganancia de corriente típica

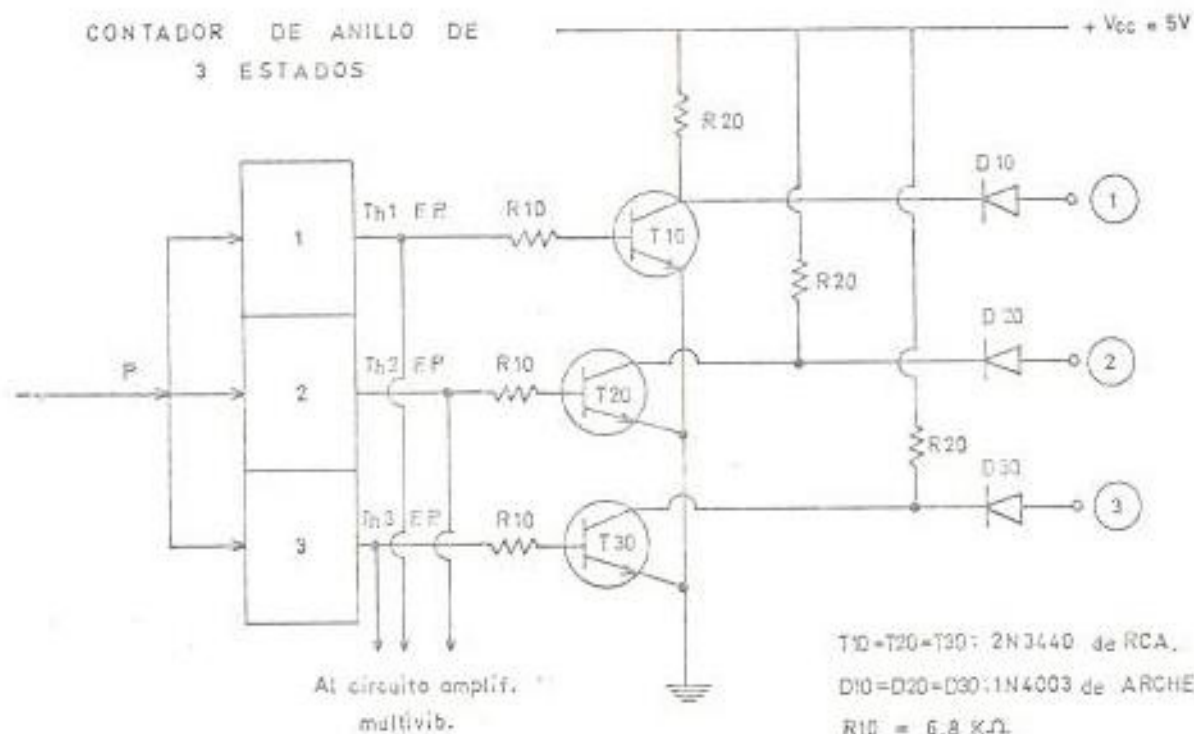
(a $V_{CE} = 10V$ e $I_C = 0.05A$): 80

Producto ganancia ancho de banda típico = 30 MHz

TP1: 195 - 369 de RS.

FIGURA 5.9. Circuito amplificador de los pulsos de disparo.

CONTADOR DE ANILLO DE
3 ESTADOS



T10=T20=T30: 2N3440 de RCA.

D10=D20=D30: 1N4003 de ARCHER.

R10 = 6.8 K Ω .

R20 = 580 Ω .

NOTA : Las especificaciones de los transistores y diodos usados aparecen en la figura 5.9.

FIGURA 5.10. CIRCUITO MULTIPLEXADOR.

lesquiera de los estados del contador de anillo de 3 estados está encendido, para conectar la onda coseno asociada con el siguiente tiristor al comparador principal, lográndose así el arreglo de multiplexación del método que se usa.

Esto se logra por medio del circuito auxiliar que se muestra en la figura 5.10 que consta de tres secciones idénticas, una para cada estado del contador. Cuando uno de los estados del contador está encendido, el pulso que se genera, satura al transistor correspondiente, conectando el circuito de colector del mismo a tierra. Esto hace que el punto correspondiente de la onda coseno de entrada al comparador, tenga la referencia necesaria, que la habilita como una de las entradas del comparador principal.

5.2.2. El generador de pulsos de reloj.

El circuito generador de pulsos de reloj recibe las señales lógicas provenientes del comparador principal y de los comparadores que definen el rango de disparo permisible. Cada vez que su entrada cambia a "1" lógico, a la salida debe producir un pulso que es enviado al contador de anillo de 3 estados. El ancho del pulso de reloj de salida debe ser menor que los pulsos de disparo extendi-

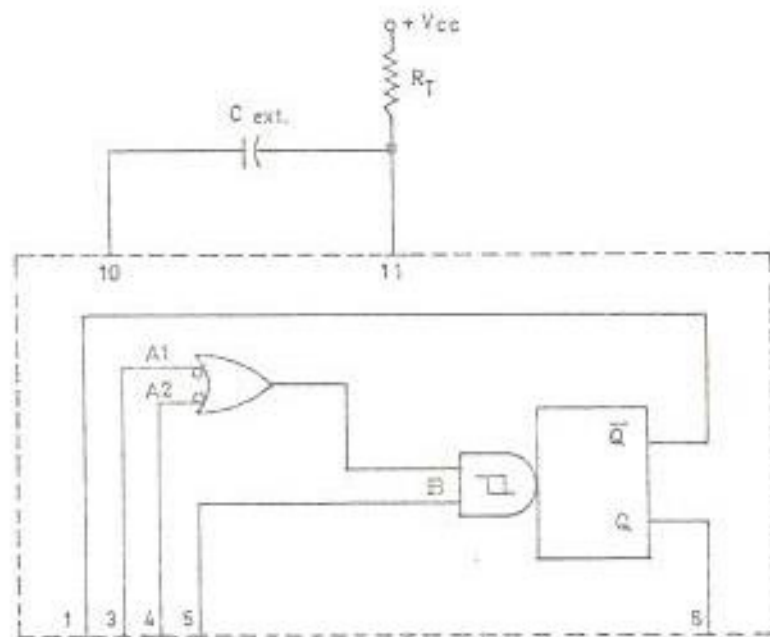
dos que se producen a la salida del contador, ya que este último, como ya se dijo, debe ser accionado por el borde inicial del pulso de reloj.

Con estas características, el circuito generador de pulsos de reloj, puede ser implementado por medio de un C.I. multivibrador monoestable, SN74121, de la T.I. cuyas características se muestran en el apéndice A, y cuyo diagrama se muestra en la figura 5.11. Como se observa, este C.I. puede ser accionado por señales positivas o negativas, tiene una salida complementada y, finalmente puede proporcionar un ancho de pulso de salida variable, según los valores que se escojan para C_{ext} y R_f . Las entradas negativas A_1 o A_2 deben conectarse a "0" lógico, para la presente aplicación.

Para nuestro circuito generador de pulsos de reloj, se ha escogido $C_{ext} = 0.01 \mu F$ y $R_f = 12 K\Omega$, lo cual proporciona un pulso con $83.2 \mu s$ de ancho, que es equivalente a 1.8° , lo que obviamente es mucho menor que los 120° que dura un pulso de disparo extendido promedio.

5.2.3. El Comparador principal.

La función del comparador principal es la de detectar



$C_{ext} = 0.01 \mu F$
 $R_T = 12 K\Omega$
 t_w — ancho de pulso

$$\begin{aligned}
 t_w &= \ln 2 \cdot C_{ext} \cdot R_T \\
 &= 83.2 \mu \text{seg.}
 \end{aligned}$$

FIGURA 5.11. Diagrama del C.I. SN74121 de Texas Instruments

los cruces entre el voltaje de referencia analógico y - las ondas coseno de sincronización, tomadas una a la vez mediante la multiplexación obtenida desde el contador de anillo de 3 estados, como se indica en la figura 4.30.

La característica de funcionamiento de este comparador - debe ser tal que la salida toma el valor correspondiente a "1" lógico, cada vez que el voltaje de referencia se - hace mayor al voltaje de la onda coseno que se compara. Si el voltaje de referencia es menor que la onda coseno, la salida del comparador toma el valor correspondiente a "0" lógico. Por otra parte, las entradas inversora y no inversora deben estar en capacidad de aceptar entradas - positivas o negativas, ya que las ondas coseno y el voltaje de referencia son voltajes alternos.

El comparador principal requerido es implementado por medio del C.I. lineal TL820C de T.I., que es un comparador diferencial doble. Las especificaciones correspondientes aparecen en la ref. 13.

De estas especificaciones se observa que para que la salida del comparador sea compatible con las puertas a las - cuales está conectado, la fuente V_{cc+} debe ser 12 V., la fuente V_{cc-} debe ser -6V. Y, el rango del voltaje de en trada diferencial deberá ser como mínimo ± 5 V.

la entrada inversora del comparador principal está constituida por las ondas coseno de sincronización, alimentadas a través de tres transformadores monofásicos de aislamiento, cuya única función es permitir la multiplexación de las ondas coseno en el comparador principal. Por lo tanto estos transformadores deberán ser de relación 1:1 similares a los transformadores Cat. N° 217-725 de R.S. Components Ltd., de modo que el voltaje límite de entrada de ± 5 V del comparador principal, será también el voltaje primario de los transformadores de aislamiento. Las especificaciones de éstos aparecen en la ref. 20.

5.2.4. Los comparadores que definen el rango permisible de los pulsos de disparo.

Como se ha explicado en la sección 4.4.4.4., la función de estos comparadores, en unión de las puertas lógicas asociadas, es definir los límites mínimo y máximo del rango permisible de los pulsos de disparo. Al igual que el comparador principal, estos comparadores se implementan con los C.I. TL820C, con las mismas restricciones respecto al voltaje de las fuentes y respecto a las entradas no-inversora e inversora de los comparadores.

Con respecto a la entrada inversora de los comparadores, se ha dicho que ésta debe ser un voltaje proporcional al

tiempo de recuperación de los tiristores, más una señal proporcional a la corriente de carga. Con el objeto de simplificar el esquema, el voltaje en mención será simplemente una señal proporcional al tiempo de recuperación del tiristor, que puede determinarse de la siguiente manera:

La ecuación del voltaje en la entrada no inversora de un comparador es:

$$\begin{aligned}
 v &= V_p \sin(\omega t) \\
 &= V_p \sin(2\pi \times f_c \times t) \\
 &= V_p \sin(120\pi \times t)
 \end{aligned}$$

La magnitud del mismo para el tiempo de apagado del tiristor $t_{off} = 80 \mu\text{seg}$, con un factor de seguridad de 2, será:

$$\begin{aligned}
 V^- &= V_p \sin\left[\pi - (120\pi \cdot T_{off} \cdot 2)\right] \\
 &= V_p \sin\left[\pi - (240 \cdot \pi \cdot 80 \times 10^{-6})\right] \\
 &= V_p \sin(3.0813) \\
 &= V_p \sin(176.5^\circ) \\
 &= V_p (0.0538)
 \end{aligned}$$

Con un voltaje de pico de $V_p = 5$ Voltios, se tendrá:

$$V^- = 0.3 \text{ voltios.}$$

El límite inferior del rango permisible de disparo para cada tiristor, estaría determinado por el punto en el cual cruza por cero el voltaje de línea a línea correspondiente, ya que éste se atrasa en 30° con respecto al voltaje de fase. Sin embargo, debido a que los ángulos de disparo de los tiristores de los convertidores positivo y negativo, deben mantener siempre la relación $\alpha_p + \alpha_n = 180^\circ$, el límite inferior estará dado por el ángulo $180^\circ - 176.5^\circ = 3.5^\circ$, como se indica en la figura 5.15.

La determinación de los límites inferior y superior del rango permisible de los pulsos de disparo, en 3.5° y 176.5° respectivamente del semiciclo positivo, viene a resultar en una disminución del rango teórico de π ó 180° equivalente a:

$$\frac{2[\pi - 3.0813]}{\pi} \times 100 = 3.84 \%$$

5.2.5. Las puertas lógicas asociadas.

Como se observa en los esquemas globales de las figuras 5.6 y 5.7, además de los circuitos especiales mencionados, existen algunas puertas lógicas de diversos tipos: inversores, puertas AND y puertas OR. Todas estas puertas pertenecen a la lógica TTL y por lo tanto tienen ca-

racterísticas similares y compatibles entre sí, por lo que no es necesario hacer comentarios adicionales respecto a las mismas. Las características eléctricas de las mismas aparecen en la ref. 17.

5.2.6. El filtro de desplazamiento.

Según se observa en el esquema de la figura 5.6, es necesario introducir una red o filtro de desplazamiento de -60° en adelante, en cada fase a la entrada de la sección principal que controla los pulsos de disparo. Este defasamiento es necesario para que las ondas coseno de sincronización, tengan la relación de fase adecuada con los voltajes de entrada del cicloconvertidor de potencia del cual provienen.

El filtro de defasamiento mencionado se implementa fácilmente con una red R-C en cada fase de entrada, según se indica en la figura 5.16, dando valores adecuados para R y C. Si se fija el valor de C en 0.01 μ F, el valor de R está dado por la ecuación:

$$R = \frac{1}{2 \pi f \times C \times \tan 60^\circ} \quad , \text{ que dá un valor}$$

$$R = 153 \text{ Kiloohmios.}$$

Por otra parte, en la sección 5.2.3., se estableció que el voltaje en el lado primario de los transformadores de aislamiento de cada fase sería de ± 5 Voltios de pico. El voltaje a la entrada de la red R-C, estará dado por :

$$V_i = \frac{R - jX_c}{R} V_o$$

donde $V_o = (5/\sqrt{2}) \angle 0^\circ$ Voltios es el voltaje a la salida del filtro. Reemplazando valores, se obtiene:

$$V_i = \frac{153 \times 10^3 - j \frac{1}{2\pi \times 60 \times 0.01 \times 10^{-6}}}{153 \times 10^3} \times 5/\sqrt{2} \angle 0^\circ$$

$$= 7.07 \angle -60^\circ = 10/\sqrt{2} \angle -60^\circ \text{ voltios.}$$

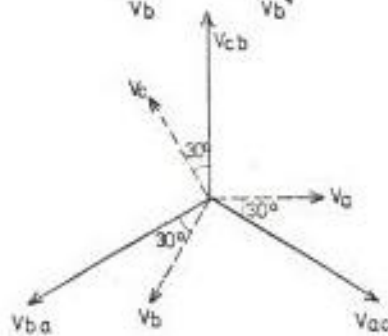
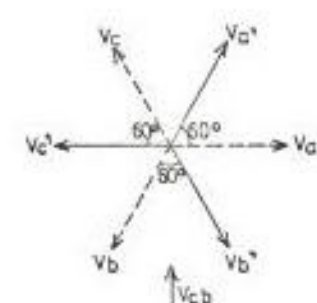
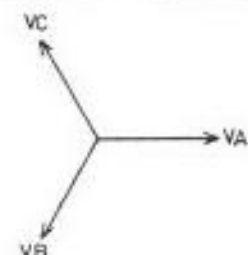
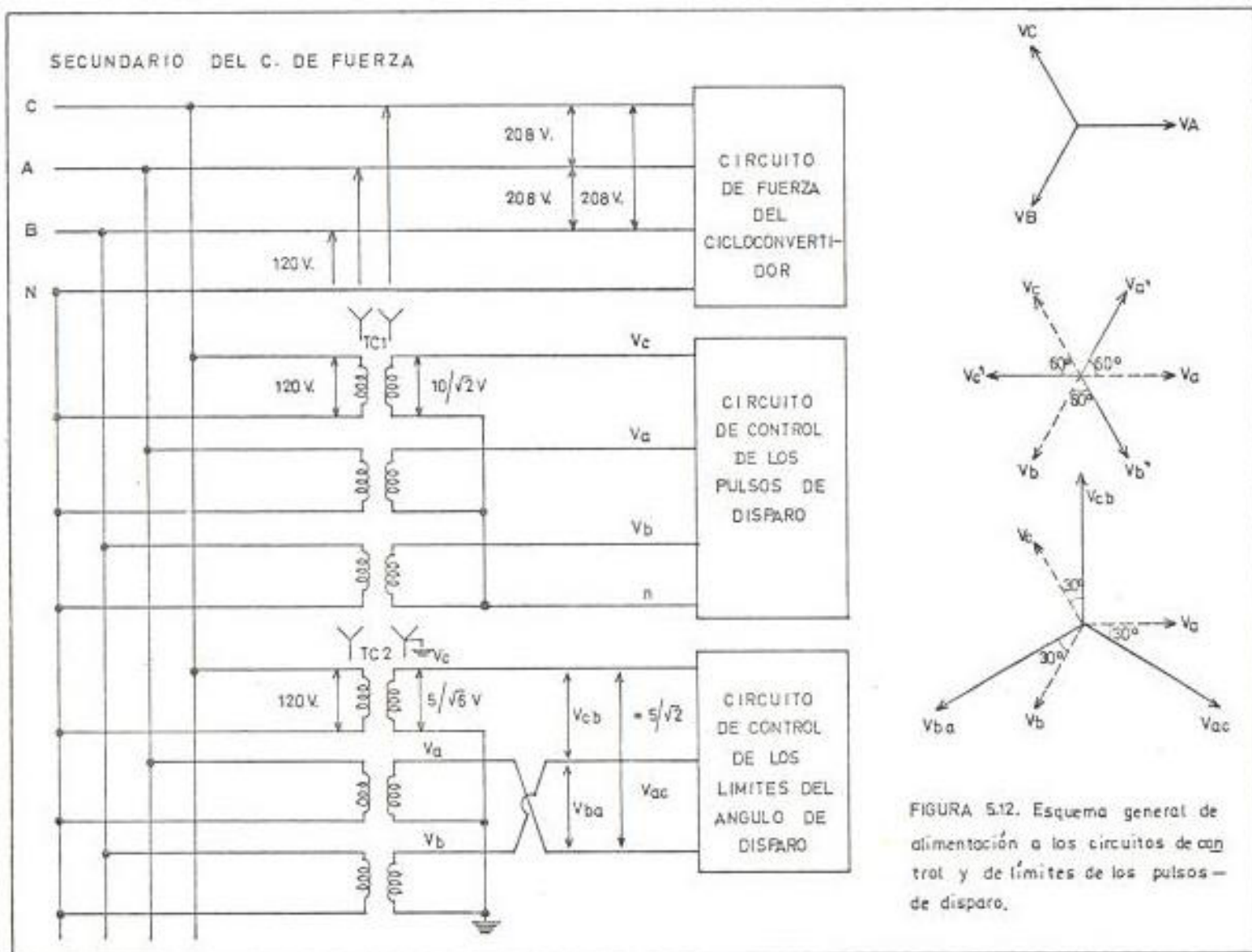
5.2.7. Alimentación a los circuitos de control de los pulsos de disparo.

Los voltajes de alimentación del circuito generador de los pulsos de disparo, deben obtenerse y mantener ciertas relaciones de fase con los voltajes de entrada al circuito de potencia, a la vez que deben aislarse eléctricamente de los mismos. En la figura 5.12 se muestra, un esquema general de la alimentación al circuito generador de pulsos de disparo de los convertidores positivo y negativo.

Los voltajes trifásicos de línea a neutro se obtienen directamente del secundario del transformador del circuito de fuerza conectado en estrella-zig zag, cuyo diagrama vectorial se muestra en la figura 5.12.

Para la parte denominada "Circuito de Control de los pulsos de disparo", se ha diseñado un banco de 3 transformadores, conectados en estrella de 4 conductores - estrella de cuatro conductores, con una relación de voltajes de $120 / (10/\sqrt{2})$, 12 VA, por fase; similares a Cat. N° 207 - 649 de RS Components Ltd. Los voltajes secundarios obtenidos en el secundario son luego desplazados en 60° en adelante por medio del filtro de desplazamiento, como se indica en el correspondiente diagrama vectorial.

Finalmente, para los voltajes de la parte denominada "Circuito de control de los límites del ángulo de disparo", se ha diseñado un banco de 3 transformadores conectados en estrella 4 conductores - estrella con el neutro a tierra, con una relación de voltajes de $120 / (15/\sqrt{6})$, 6 VA, por fase; similares a Cat. N° 207-188 de RS Components Ltd. Se escogen los voltajes de línea de manera tal como para obtener el defasamiento de 30° en atraso mostrado en el diagrama vectorial correspondiente.



5.3. PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO.

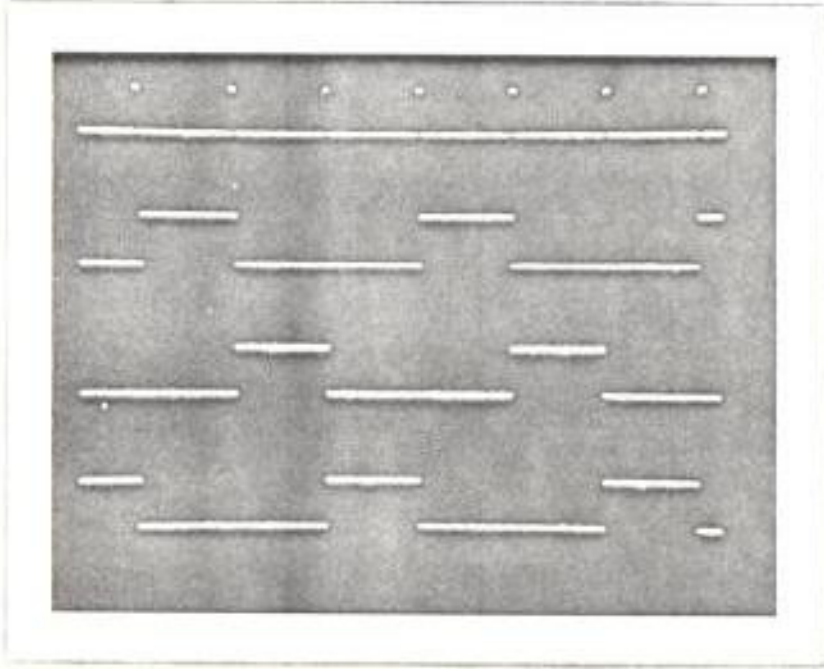
Algunos de los circuitos diseñados en las secciones precedentes, han sido probados y sus señales de entrada y salida han sido obtenidas en un osciloscopio y fotografiadas. Los circuitos que se han probado son los siguientes:

5.3.1. Contador de anillo de 3 estados.

El circuito contador de anillo de 3 estados, cuyo diseño se muestra en la figura 5.8, tiene las señales de entrada y salida mostradas en la figura 5.13. Se ve claramente que los pulsos de reloj cambian el estado del contador; y, en cada uno de los estados solamente una de las salidas está en "1" lógico.

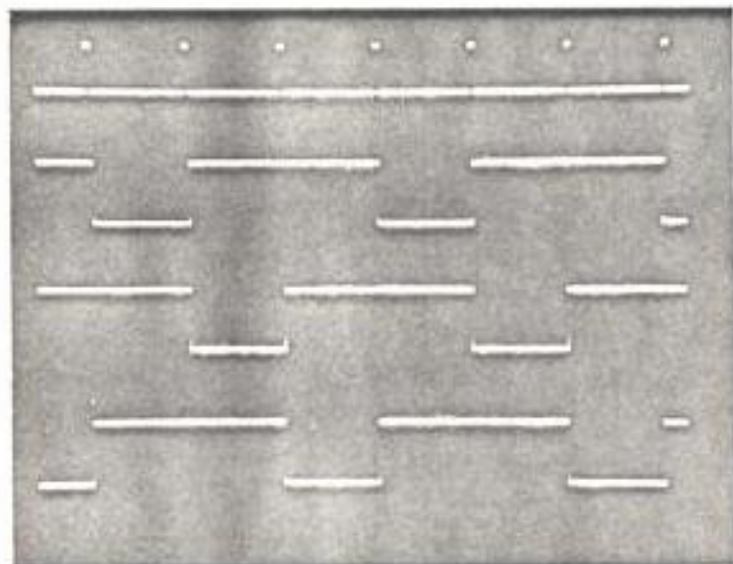
5.3.2. Circuito de multiplexación.

El circuito auxiliar de la figura 5.10 que permite la multiplexación de las ondas coseno de sincronización a la entrada del comparador principal, tiene las señales que se muestran en la figura 5.14. En cada pulso de reloj, una de las salidas se hace "0" lógico. Dicho de otra manera, las salidas de este circuito equivalen al complemento del contador de anillo de 3 estados.



— pulsos de reloj
 — estado "1"
 — estado "2"
 — estado "3"

FIGURA 5.13. Contador de anillo de 3 estados.



— pulsos de reloj

— salida ①

— salida ②

— salida ③

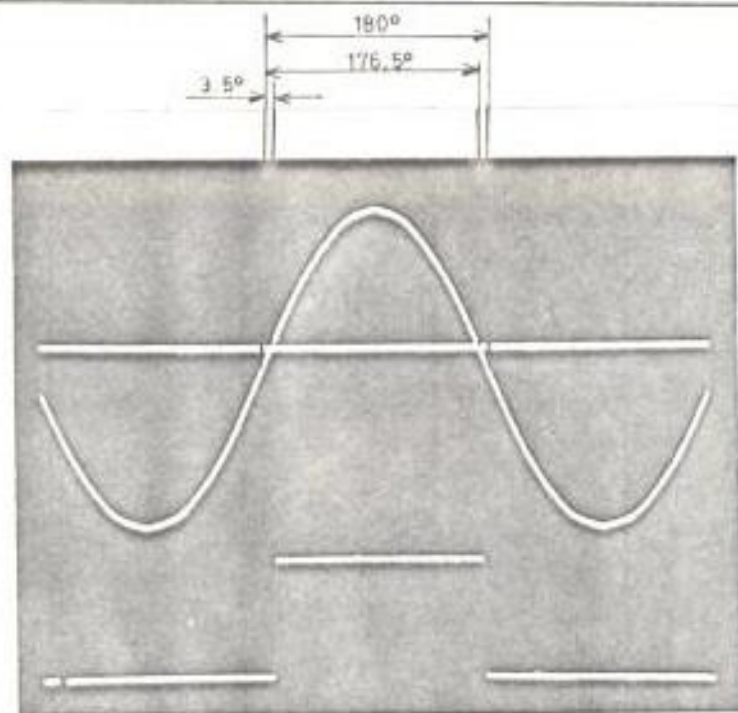
FIGURA 5.14. Circuito de multiplexación.

5.3.3. Rango permisible de los pulsos de disparo.

Como se muestra en la figura 5.6 y se indica en la sección 5.2.4., la parte que define el rango permisible de los pulsos de disparo, para cada tiristor, se implementó por medio de un comparador diferencial, cuyas entradas son el voltaje de línea correspondiente a ese tiristor y un voltaje constante proporcional al tiempo de recuperación del mismo; y, cuya salida es una señal digital que toma el valor "1" lógico durante el rango permisible de disparo del tiristor en cuestión. Las entradas y salida de uno de estos canales, se muestra en la figura 5.15.

5.3.4. Filtro de desplazamiento.

Como se ha indicado en la sección 5.2.6. el filtro o red de desplazamiento de 60° en adelante se implementó con una adecuada red R-C por fase. Las formas de onda de entrada y salida se muestran en la figura 5.16.

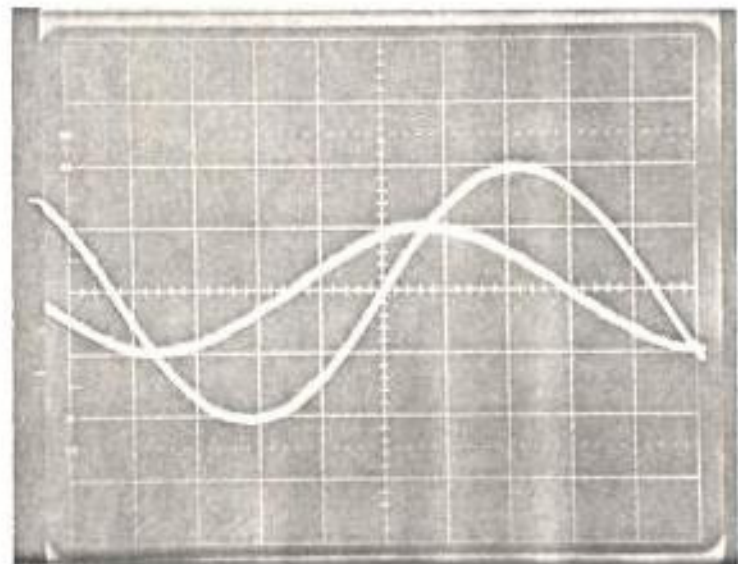


— entrada +, voltaje de línea correspondiente, 5 voltios de pico

— entrada -, voltaje constante, 0.3 voltios

— salida.

FIGURA 5.15. Rango permisible de los pulsos de disparo para un tiristor.



— Voltaje de entrada, 10 voltios de pico

— Voltaje de salida, 5 voltios de pico

$$\phi = 60^\circ = \frac{1}{3} \text{ (semiperfado)}$$

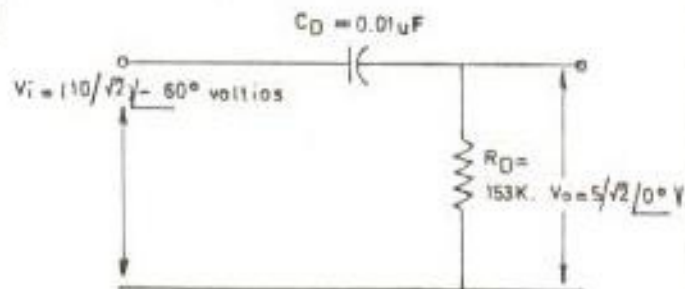


FIGURA 5.16. Filtro de desplazamiento.

5.3.5. Lista de materiales.

<u>Dispositivo</u>	<u>Designación</u>	<u>Cat.N° / Valor</u>	<u>Cantidad</u>
Tiristor	Th 1,2,3	C137 N de G.E.	6
Capacitor	CF	0,47 UF.	6
Resistencia	RF	10 ohm.	6
Reactor	LR	50 UH.	1
Fusible	F	51.7 A - 280 V	1
Transformador de fuerza	TF	5 KVA	3
Transformador de aislamiento	TA1,2,3	217-725 de R.S.	6
Comparador dife rencial doble	Principal, 1,2,3	TL820C de T.I.	4
Puerta AND de 4 entradas, doble	A1,2,B1,2, C1,2	SN74H21 de T.I.	6
Puerta OR de 2 entradas, cuá - druple	01,2,3,4,5	SN7432 de T.I.	4
Puerta inverso- ra, séxtuple	I1,2,3	SN7404 de T.I.	2
Generador de pulsos de reloj	P, P̄	SN74121 de T.I.	2
Flip-flop J-K	Q0 1, 2	SN7470 de T.I.	6
Puerta AND de 3 entradas tri ple	A3	SN74H11 de T.I.	2

<u>Dispositivo</u>	<u>Designación</u>	<u>Cat.Nº/Valor</u>	<u>Cantidad</u>
Puerta AND de 2 entradas, cuádruple	A ₄	SN7408 de T.I.	2
Resistencia	R ₁	3Kohm.	6
Resistencia	R ₂	270 ohm.	6
Resistencia	R ₃	150 ohm.	6
Resistencia	R ₄	470 ohm.	6
Resistencia	R ₅	1 Kohm.	6
Resistencia	R _a	1.1 Kohm.	2
Resistencia	R _b	5 Kohm.	2
Capacitor	C _{1,2}	0.01 UF.	4
Multivibrador inestable	MV	NE555 de T.I.	2
Transistor	T _{1,2}	2N3440 de RCA.	12
Diodo	D _{1,2}	1N4003 de ARCHER.	12
Transformador de pulsos	TP1	196-369 de R.S.	6
Resistencia	R ₁₀	6.8 Kohm.	6
Resistencia	R ₂₀	680 Kohm.	6
Transistor	T _{10,20,30}	2N3440 de RCA.	6
Diodo	D _{10,20,30}	1N4003 de ARCHER.	6
Resistencia	RT	12 Kohm.	2
Capacitor	C _{ext}	0.01 MF.	2
Transformador de control	TC ₁	207-649 de R.S.	3

<u>Dispositivo</u>	<u>Designación</u>	<u>Cat. N° / Valor</u>	<u>Cantidad</u>
Transformador de control	TC_2	207-188 de R.S.	3
Resistencia	R_D	153 Kohm.	6
Capacitor	C_D	0.01 UF.	6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Como finalización del presente trabajo, se pueden sacar las siguientes conclusiones:

1. El funcionamiento de los motores de inducción a frecuencia variable, tratado en el capítulo II, presenta muchos aspectos de interés, que podrían generar, por una parte esquemas interesantes para los sistemas de velocidad variable; y, por otra, se podrían realizar diseños especiales de motores de inducción que podrían ser mejores en eficiencia y economía.
2. La comparación de las características de funcionamiento del rectificador-inversor y del cicloconvertidor, realizada en el capítulo III, da una buena guía para optar por la utilización de uno de los dos convertidores de frecuencia.
3. La teoría del cicloconvertidor expuesta ampliamente en el capítulo IV, proporciona una amplia gama de opciones para satisfacer cualquier necesidad. Desde el punto de compromiso entre sencillez de disposición y mejor calidad del voltaje de salida, la mejor solución sería un cicloconvertidor tipo puente de 6 pulsos, con lo cual, se podría controlar a un motor de potencia media.
4. Sin embargo de lo dicho anteriormente, se eligió para el diseño del cicloconvertidor del capítulo V, la disposición de punto medio de 3 pulsos, en el afán de dar la mayor facilidad a la etapa de diseño.

Por otra parte, realmente se ha tratado de ilustrar la metodología del mismo.

El alcance de la presente tesis es bastante amplio, y por lo tanto se ha hecho un estudio bastante general. Sin embargo, se vislumbran muchos tópicos que pueden tratarse más profundamente, y que a continuación me permito recomendar:

1. Esquemas de lazo cerrado para sistemas de velocidad variable a base de frecuencia variable.
2. Diseños optimizados de motores de inducción para funcionamiento a frecuencia variable.
3. Construcción específica de alguna disposición especial de cicloconvertidor o rectificador-inversor, siempre y cuando exista la disponibilidad de elementos y dispositivos necesarios, y la ayuda de personal especializado.

BIBLIOGRAFIA

LIBROS:

- 1.- *Electronic Devices and Circuit Theory.*
Robert Boylestand - Louis Nashelsky. Prentice Hall. Second Edition.
- 2.- *Electric Machinery. Third Edition.* Fitzgerald, Kingsley, Kusko.
Mcgraw - Hill. Kogakusha. Cap. 3, 4, 7, 8, 11.
- 3.- *Máquinas de corriente alterna - 7^a impresión.* Michael Liwshitz
Garik - Clyde C. Whipple. CEGSA. Cap. 49
- 4.- *Power Semiconductor Circuits.* Dewan. Mcgraw - Hill. Second
Edition. Cap. 1, 2, 3 y 4.
- 5.- *Teoría de las máquinas de corriente alterna.* Langsdorf F. Li-
bros Mcgraw - Hill. Segunda Edición. Cap. 14 y 16.
- 6.- *Thyristor Control* B. Mazda. Mcgraw - Hill. First Edition.
- 7.- *Thyristor Control of A.C. Motors.* J.M.D. Murphy. Pergamon Press.
- 8.- *Thyristor Phase - Controlled Converters and Cycloconverters.* B.
R. Pelly. Wiley - Interscience.
- 9.- *Power Electronics.* Cyrill W. Lander. Mcgraw - Hill Book Company
(UK) Limited 1981. Cap. 9.
- 10.- *Diseño Digital. Un método sistematizado.* Tomo I y II. Copias
ESPOL 1981.

TESIS DE GRADO:

- 11.- *Digital control of 3 phase variable frequency inverter.* Jook Mui Lee, 1979/80. Sunderdan Polytechnic, U.K.

REVISTAS Y MANUALES:

- 12.- LAWSON L.J. *The Practical cycloconverter*, IEEE Trans. IGA-4, 141 (1968).
- 13.- HELMICK, C.G. *Motor fusing for adjustable frequency inverter systems*, IEEE Trans. IGA-5 40 (1969).
- 14.- DEWAN S.B. BIRINGER P.P. *Harmonic Analysis of a.c. to a.c. frequency converter.* IEEE Trans. IGA-5, N° 1 Jan/Feb. (1969) p. 29.
- 15.- DEWAN S.B. KANKAM M.D. *A method for harmonic analysis of ciclo converters.* IEEE, Trans. IGA-6 N° 5 Sept/Oct. (1970) p. 455.
- 16.- REASON JOHN. *AC. Motor Control.* Power. Feb./81 - Vol 125. N° 2. A Special Report. p. 33.
- 17.- *The TTL Data Book for Design Engineers.* Second Edition. Texas Instruments.
- 18.- *The Linear Control Circuits Data Book for Design Engineers.* Second Edition. Texas Instruments.
- 19.- *Semiconductor Data Handbook.* Third Edition. General Electric.
- 20.- R.S. Components Ltda. *General Catalog.* 1979.