

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

"SIMULACION DIGITAL DE CICLOCONVERSORES
ASOCIADOS A MAQUINAS DE INDUCCION"

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE
INGENIERO EN ELECTRONICA Y CONTROL

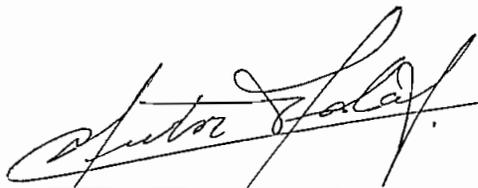
JAIME ALEJANDRO GUTIERREZ VALVERDE



Quito, Noviembre de 1.986

CERTIFICACION

Certifico que el presente trabajo
fue realizado en su totalidad por
el señor Jaime A. Gutiérrez Valverde.



ING. MENTOR POVEDA A.
Director de Tesis

A MI MADRE

AGRADECIMIENTO

A la Escuela Politécnica Nacional
y de manera especial al señor
Ingeniero Méntor Poveda por
su valioso aporte en el desarro-
llo de este trabajo.

JAIME A. GUTIERREZ VALVERDE

INDICE

	Página
INTRODUCCION	1
CAPITULO I : CONVERSORES ESTATICOS	
1.1 CLASIFICACION DE LOS CONVERSORES ESTATICOS	3
1.2 ESTUDIO DE UN CONVERSION ESTATICO SIMPLE	3
1.3 RECTIFICACION E INVERSION CONTROLADAS	8
1.4 CONDUCCION CONTINUA Y DISCONTINUA	14
1.5 ESTUDIO DEL CONVERSION DUAL	16
CAPITULO II : CICLOCONVERSORES	
2.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL CICLOCONVERSION	20
2.2 MODOS DE OPERACION	21
2.2.1 Modo de operación sin corriente circulante	21
2.2.2 Modo de operación con corriente circulante	21
2.3 METODO DE MODULACION DEL CRUCE DE LA ONDA COSENO	25
2.3.1 Principio básico	27
2.3.2 Aplicación al cicloconversion	29
2.4 ANALISIS DEL CRUCE POR CERO DE LA CORRIENTE	34
2.5 ESTUDIO DEL CICLOCONVERSION DE TRES PULSOS	36
2.5.1 Configuración circuital	36
2.5.2 Análisis de armónicos	36
2.6 ESTUDIO DEL CICLOCONVERSION DE SEIS PULSOS	38
2.6.1 Configuración circuital	38

	Página
2.6.2 Análisis de armónicos	38
2.7 ACCIONAMIENTOS CON CICLOCONVERSORES	42
 CAPITULO III : SIMULACION DE LA MAQUINA DE INDUCCION	
3.1 ANALISIS DEL MODELO MATEMATICO	46
3.1.1 Ecuaciones de la máquina de inducción	51
3.1.2 Variables expresadas en por unidad.	54
3.1.3 Introducción de la saturación magnética.	56
3.2 METODO DE SOLUCION DEL PROGRAMA DIGITAL	59
3.2.1 Tipos de perturbaciones	61
3.2.2 Estructura del programa digital	
3.3 APLICACIONES DEL PROGRAMA EN REGIMEN SINUSOIDAL	63
 CAPITULO IV : SIMULACION DEL CICLOCONVERSOR	
4.1 RESTRICCIONES A TOMARSE EN CUENTA	65
4.2 EXPRESIONES GENERALIZADAS DE VOLTAJE	77
4.3 FABRICACION DEL VOLTAJE DE SALIDA DEL CICLOCONVERSOR	80
4.3.1 Método I : Método directo	81
4.3.2 Método II : Método de los puntos de cruce	82
4.4 APLICACIONES DEL PROGRAMA: EL CICLOCONVERSOR CON CARGA RESISTIVA-INDUCTIVA	87
4.4.1 Estructura del programa digital	87
4.4.2 Verificación del método de modulación utilizado	88

	Página
4.4.3 Tabulación de resultados	95
CAPITULO V : COMPORTAMIENTO DE LA MAQUINA DE INDUCCION ALIMENTADA POR EL CICLOCONVERSOR	
5.1 ASOCIACION DE LAS DOS MODELACIONES	100
5.2 COMPORTAMIENTO CON CARGA Y VELOCIDAD CONSTANTES	103
5.2.1 Evaluación de pérdidas	108
5.3 ANALISIS DEL ARRANQUE	111
5.4 ANALISIS DE LA VARIACION BRUSCA DE CARGA MECANICA	115
5.5 ANALISIS DE LA VARIACION BRUSCA DE VOLTAJE y/o FRECUENCIA	117
5.6 TABULACION DE RESULTADOS	
CAPITULO VI : CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	
	123
APENDICE A : Parámetros de la máquina de inducción	126
APENDICE B : Manual de uso de los programas	128
APENDICE C : Listado de programas	139
BIBLIOGRAFIA	140

INTRODUCCION

En varios sectores industriales, se ha ido ampliando la demanda de controladores eficientes de la velocidad de motores de inducción. Los grandes avances realizados en la electrónica de potencia han permitido que, progresivamente, los reguladores de velocidad con motores de continua sean sustituidos, para algunas aplicaciones, por aquellos que utilizan motores asincrónicos.

La mejor solución para variar la velocidad del motor de inducción, es actuar sobre la frecuencia de alimentación y al mismo tiempo variar el valor del voltaje de alimentación para que el motor trabaje con flujo constante. Un convertidor estático que permite tal control, limitado a velocidades subsincrónicas, es el cicloconvertidor.

Los objetivos del presente trabajo son desarrollar un modelo matemático del cicloconvertidor para ser representado en el computador digital, asociar el modelo desarrollado con la simulación digital disponible de la máquina de inducción; y finalmente, analizar el comportamiento dinámico de la máquina de inducción alimentada con frecuencia variable y forma de onda irregular, proveniente de un control basado en el cicloconvertidor.

La simulación digital disponible de la máquina de inducción corresponde a la tesis de grado: "COMPORTAMIENTO DINAMICO DE LOS MOTORES DE INDUCCION CON CAPACITORES SERIE Y PARALELO". A ese trabajo se le amplió de tal manera que acepte las formas de onda trifásicas irregulares de cicloconvertidores de tres y seis pulsos en el modo de conducción sin corriente circulante.

Como variables de salida se analizan el voltaje del estator, la corriente del estator, la corriente del rotor, el torque electromagnético y la velocidad angular; durante el estado estable, el arranque, la variación brusca de carga; y, la variación brusca de voltaje y frecuencia.

Para cumplir con los objetivos propuestos, se inicia el estudio con un tratamiento general de los convertidores estáticos, con el fin de que sirva como adecuada introducción a la teoría del cicloconvertidor que se propone a continuación. La segunda etapa, consiste en adaptar y pulir la simulación de la máquina de inducción en función de los objetivos de este trabajo, para que pueda asociarse sin dificultad a la simulación del cicloconvertidor.

Luego, se desarrolla la simulación del cicloconvertidor y el programa digital correspondiente. Por último, se asocian las dos simulaciones y se estudia el comportamiento dinámico de la máquina de inducción alimentada por un cicloconvertidor.

CAPITULO I

CONVERSORES ESTATICOS

El creciente desarrollo y perfeccionamiento de los semiconductores, al permitir el control de intensidades apreciables, ha dado un empuje considerable a una nueva técnica conocida como la electrónica de potencia. Es precisamente la electrónica de las corrientes fuertes la que ha permitido a los convertidores a base de semiconductores, adquirir gran importancia.

1.1 CLASIFICACION DE LOS CONVERTIDORES ESTATICOS

Partiendo de la idea de que los semiconductores sólo permiten modificar la forma de presentar la energía eléctrica, se puede clasificar los convertidores estáticos a partir de las fuentes primarias en fundamentales (o directos) y con enlace (o indirectos), tal como se muestra en la Fig. 1.1.

1.2 ESTUDIO DE UN CONVERTIDOR ESTATICO SIMPLE

Para comprender el funcionamiento básico de un convertidor, se considera el circuito rectificador de la Fig. 1.2.

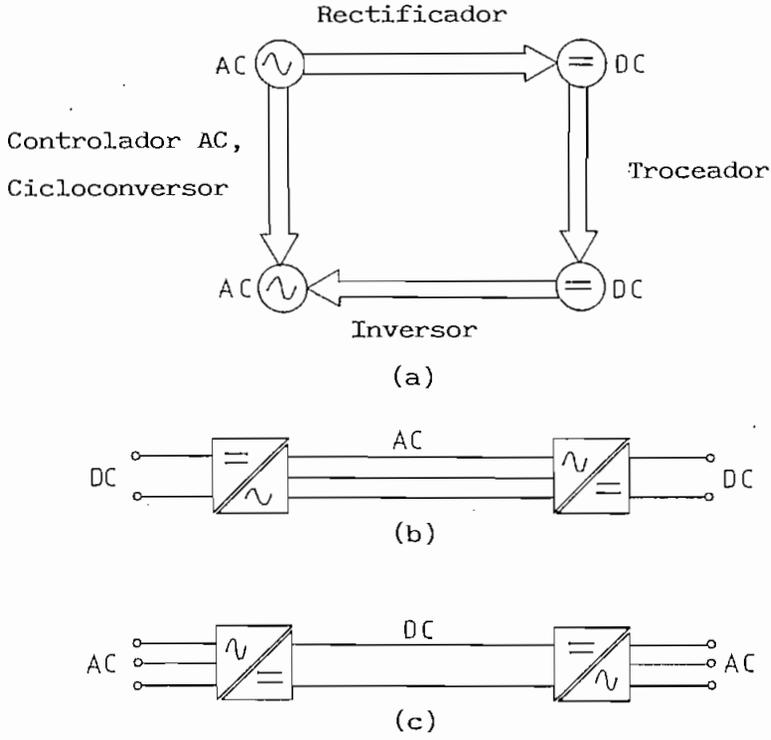


Fig. 1.1 (a) Conversores estáticos fundamentales.
 (b) Conversor DC/DC con enlace AC.
 (c) Conversor AC/AC con enlace DC.

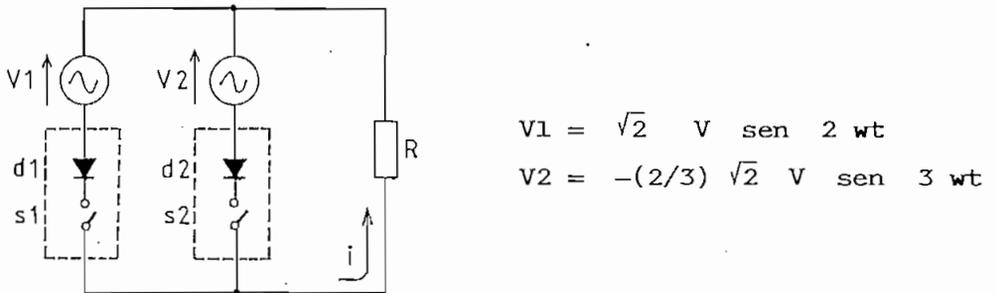


Fig. 1.2 Ejemplo de una conexión simple de conversor.

Dos fuentes de tensión entregan alternativamente voltajes con diferentes amplitudes y frecuencias. Cada una está conectada a través de una válvula ideal, compuesta por un elemento unidireccional y un suiche, a una carga resistiva. Bajo ciertas condiciones, una corriente directa (unidireccional) variable en el tiempo fluye a través de una resistencia R . Esta corriente i se forma como ilustra la Fig. 1.3.

CASO (a) : Una corriente proporcional al voltaje V_1 fluye a través de R durante el intervalo $t_0 - t_2$. Como los valores instantáneos de V_1 , durante este intervalo, polarizan directamente al elemento semiconductor d_1 (ambos suiches cerrados), circula corriente en la dirección de conducción de d_1 . Al tiempo t_2 , los valores instantáneos de ambos voltajes son iguales en magnitud, luego del cual V_2 adquiere un valor instantáneo mayor que V_1 . Como resultado, la corriente al instante t_2 se transfiere del ramal 1 al ramal 2 sin ninguna influencia externa, bloqueándose d_1 (voltaje catódico mayor que voltaje anódico).

Desde t_3 en adelante, la corriente no puede circular debido a que los ánodos de d_1 y d_2 tienen un potencial negativo con respecto a sus cátodos. Al instante t_4 , ambos ánodos se hacen positivos simultáneamente, sin embargo sólo d_1 conduce debido a que su ramal está sujeto a un voltaje mayor. Para los siguientes instantes, el funcionamiento es similar.

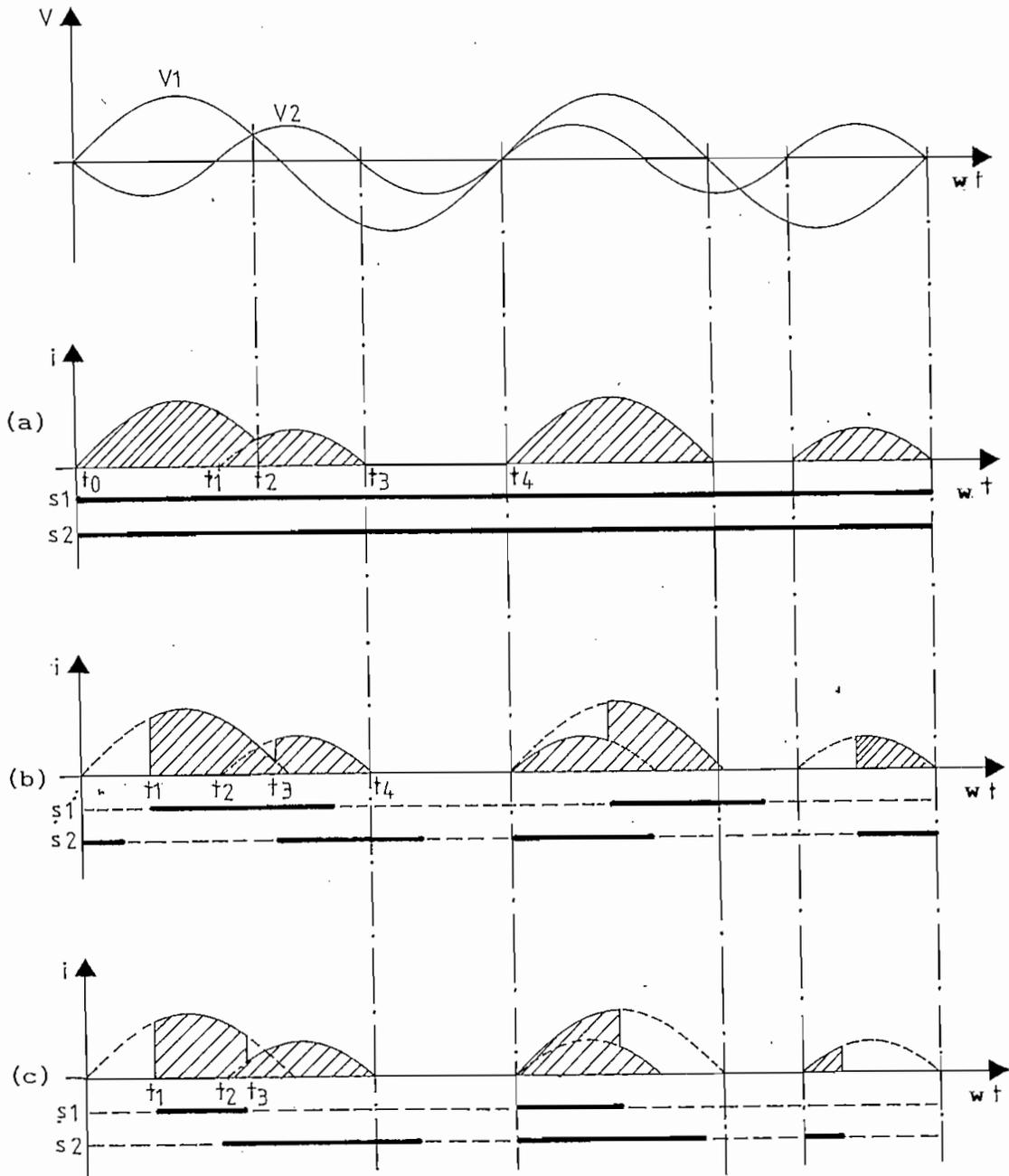


Fig. 1.3 : Corriente continua para la conexión de la Fig. 1.2.

- (a) Operación no controlada, conmutación natural.
- (b) Operación controlada, conmutación natural.
- (c) Operación controlada, conmutación forzada.

CASO (b) : El suiche s_1 permanece abierto hasta t_1 , a partir del cual fluye la corriente, es decir, d_1 opera con un retraso en el disparo. Igualmente para d_2 , si s_2 se cierra en t_3 , la conmutación tiene lugar desde d_1 a d_2 . Si s_2 se hubiese cerrado en t_2 , la conmutación es idéntica al caso (a).

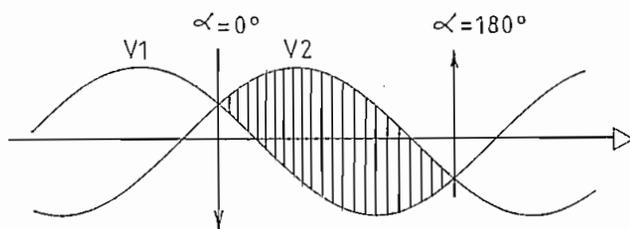
De los dos casos anteriores, se reconoce la condición para que ocurra la conmutación de corriente de un ramal a otro en forma natural, y puede expresarse como:

"El valor instantáneo del voltaje en el ramal que tomará la corriente, debe ser mayor que el valor instantáneo del voltaje en el ramal que dejará de conducir. De esta forma, una conmutación natural tiene lugar". (1)

CASO (c) : Un conversor también puede operar con conmutación forzada. El s_1 permanece abierto hasta t_1 , fluyendo luego la corriente en forma similar al caso (b). El s_2 se cierra aproximadamente en t_2 y el s_1 es abierto en t_3 , interrumpiéndose la corriente en d_1 y conmutándose a d_2 . La conmutación es así forzada por la interrupción de corriente en d_1 .

En resumen, es posible retrasar la conmutación pero dentro de un intervalo limitado de tiempo después del instante de conmutación natural. Al utilizar tiristores como válvulas de conmutación, el retraso en el ángulo de disparo teóricamente está limitado a 180° . Como se muestra en la Fig. 1.4, sólo

en este intervalo el voltaje instantáneo del ramal a conducir es mayor que el del ramal en conducción (este es el prerequisite para la conmutación natural). El rango aprovechable para el retraso del disparo es entonces fijo.



CONMUTACION NATURAL

Fig. 1.4 Rango permisible para el retraso del disparo

1.3 RECTIFICACION E INVERSION CONTROLADAS

Una expresión que relacione el valor medio del voltaje de carga con el ángulo de disparo, se puede deducir a partir de un rectificador controlado de tres pulsos con la corriente fluyendo constantemente a través de la carga (conducción continua), tal como ilustra la Fig. 1.5.

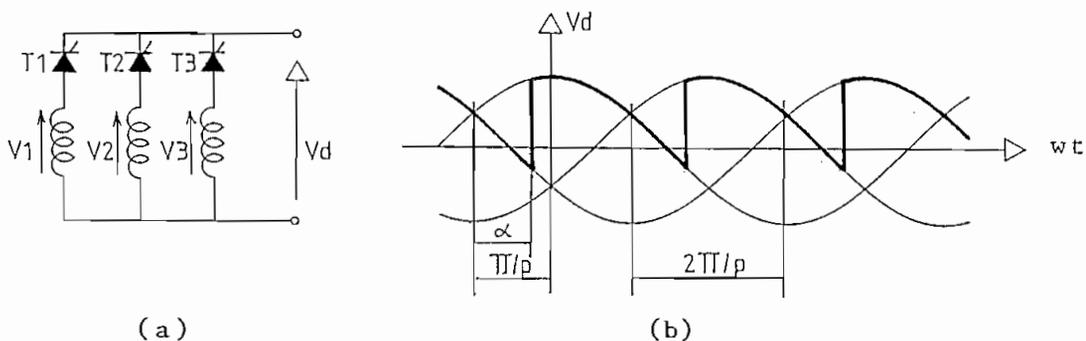


Fig. 1.5 Convertor controlado de tres pulsos.

(a) Diagrama circuital.

(b) forma de onda del voltaje en la carga.

$$V(\text{medio}) = \frac{1}{T} \int V(t) dt$$

$$Vd_{\alpha} = \frac{P}{2\pi} \int_{\alpha - \pi/p}^{\alpha + \pi/p} \sqrt{2} V_s \cos wt dwt$$

$$Vd_{\alpha} = \sqrt{2} V_s \frac{P}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{p} \cos \alpha$$

$$Vd_{\alpha} = Vd \cos \alpha \quad (1.1)$$

donde: p es el número de pulsos.

V_s es el valor RMS del voltaje de fuente.

α es el ángulo de disparo

Vd es el valor medio con rectificación no controlada ($\alpha = 0^\circ$).

Vd_{α} es el valor medio con rectificación controlada ($\alpha \neq 0^\circ$).

La ecuación (1.1) sugiere dos posibles casos de funcionamiento:

- Como RECTIFICADOR ($\alpha < \pi/2$): La tensión de salida está formada por p - fragmentos de sinusoides, por período de las tensiones alternas de la red. A medida que α crece, el voltaje rectificado medio Vd_{α} disminuye. Mientras α sea inferior a $(\pi/2 - \pi/p)$, es decir, cuando $(\pi/2 + \pi/p + \alpha)$ sea inferior a π , la tensión de salida es siempre positiva. Para $(\pi/2 - \pi/p < \alpha < \pi/2)$, la tensión Vd es negativa por intervalos. La inductancia de la carga hace posible la existencia de estos regímenes con i_d positiva y Vd negativo, pero en cualquier caso Vd_{α} es positivo.

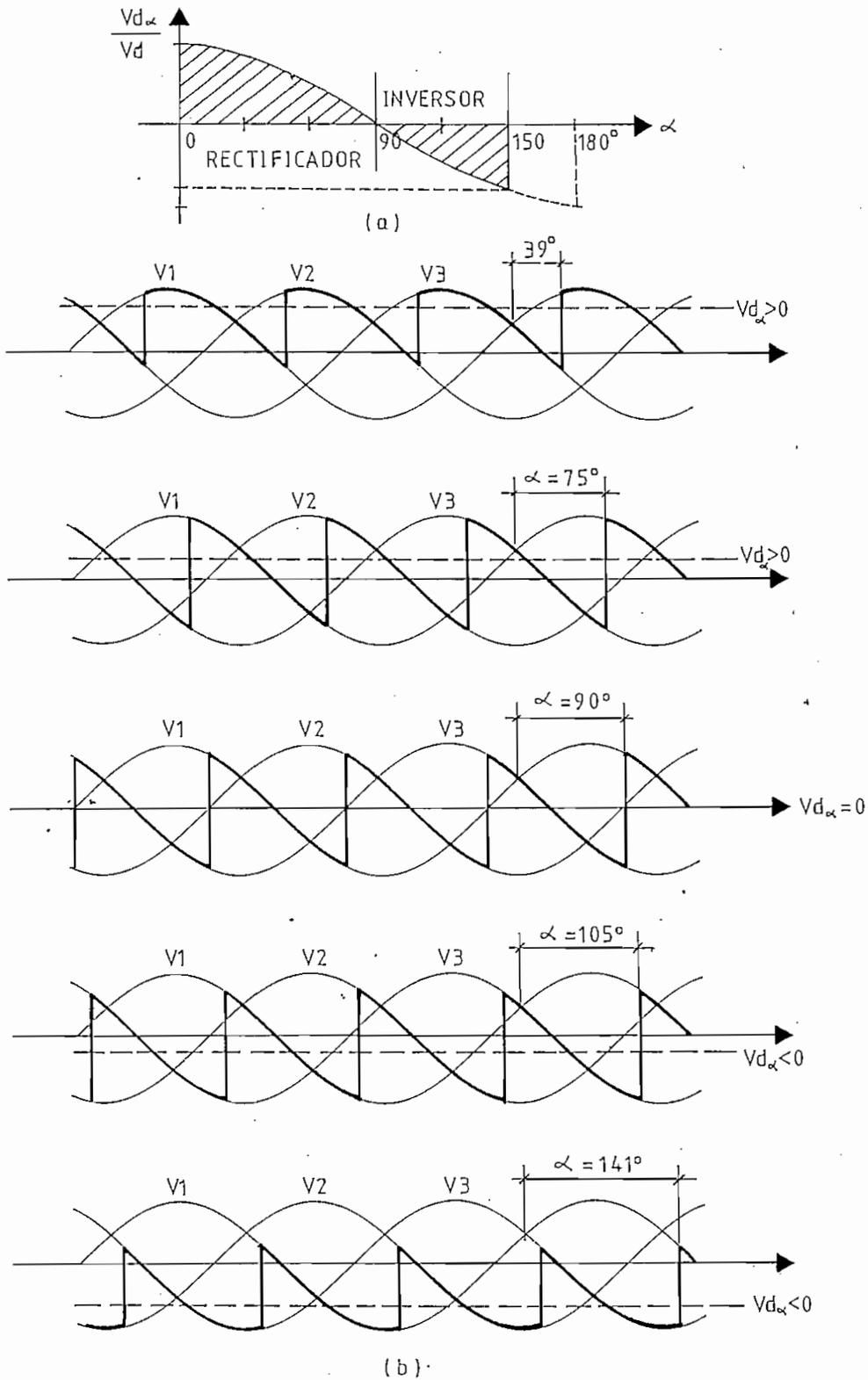


Fig. 1.6 (a) Característica de control del convertor.

(b) Formas de onda del voltaje en un convertor controlado de tres pulsos para diferentes ángulos de disparo.

- Como INVERSOR ($\alpha > \pi/2$) : Cuando α es superior a $\pi/2$, el voltaje rectificado medio $-V_{d\alpha}$ se invierte; $-V_{d\alpha}$ aumenta a medida que α se acerca a π . La corriente i_d conserva necesariamente su sentido, ya que sólo puede salir por el punto de unión de los cátodos. La potencia suministrada al lado de carga se invierte y es ahora negativa. No hay por tanto un receptor sino un generador (la energía pasa de la carga hacia la fuente). En la Fig. 1.6 se indica la variación del voltaje rectificado medio en función del ángulo de retardo.

Para mostrar la diferencia esencial que existe entre un rectificador propiamente dicho y un inversor, la Fig. 1.7 ilustra el sentido real del voltaje continuo y de la potencia activa.

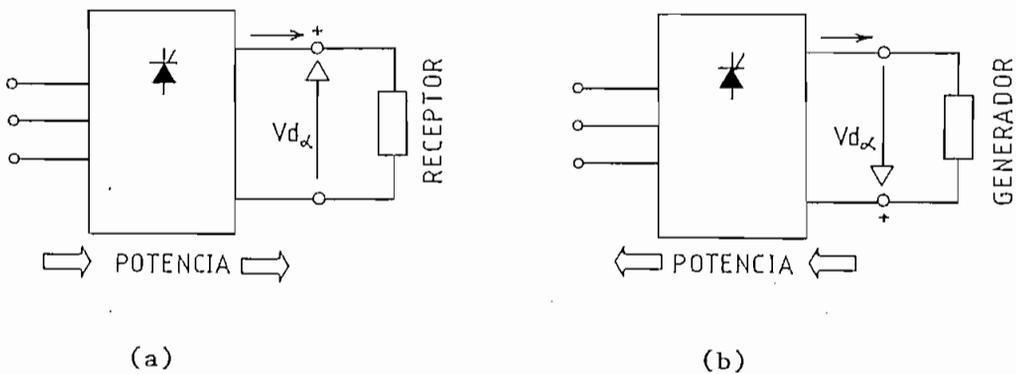


Fig. 1.7 (a) Funcionamiento como rectificador.

(b) Funcionamiento como inversor.

La conexión dibujada en la Fig. 1.5 sirve una vez más para verificar el voltaje ánodo-cátodo de los tiristores antes

de proceder a su activado. Un análisis para $\alpha=60^\circ$ (como rectificador) y $\alpha=150^\circ$ (como inversor) se muestra en la Fig. 1.8. De estas formas de onda, se afirma que al tener valores de α cercanos a 180° , podría no quedarle tiempo al tiristor para recobrar su estado de bloqueo de tensiones directas, originando fallas en la conmutación. "Por tanto se asume como máximo ángulo de disparo a 150° ."

Otra característica importante de los convertidores estáticos es su utilización como una fuente de reactivos.

"El criterio que permite saber si el convertidor está invirtiendo o no, es el signo de la potencia media sobre la carga".(2)

$$P_o = \frac{P}{2\pi} \int v i \, d\omega t$$

Si, P_o es mayor que cero y el voltaje tiene valores positivos y negativos, el sistema opera como rectificador e inversor, produciéndose un intercambio de energía entre la carga y la red.

A partir del análisis de formas de onda de un convertidor controlado de tres pulsos (conexión Dyll, por ejemplo), se obtiene la ecuación (1.3), cuyo lugar geométrico se ha dibujado en la Fig. 1.9 y nos indica que el efecto del retardo sobre

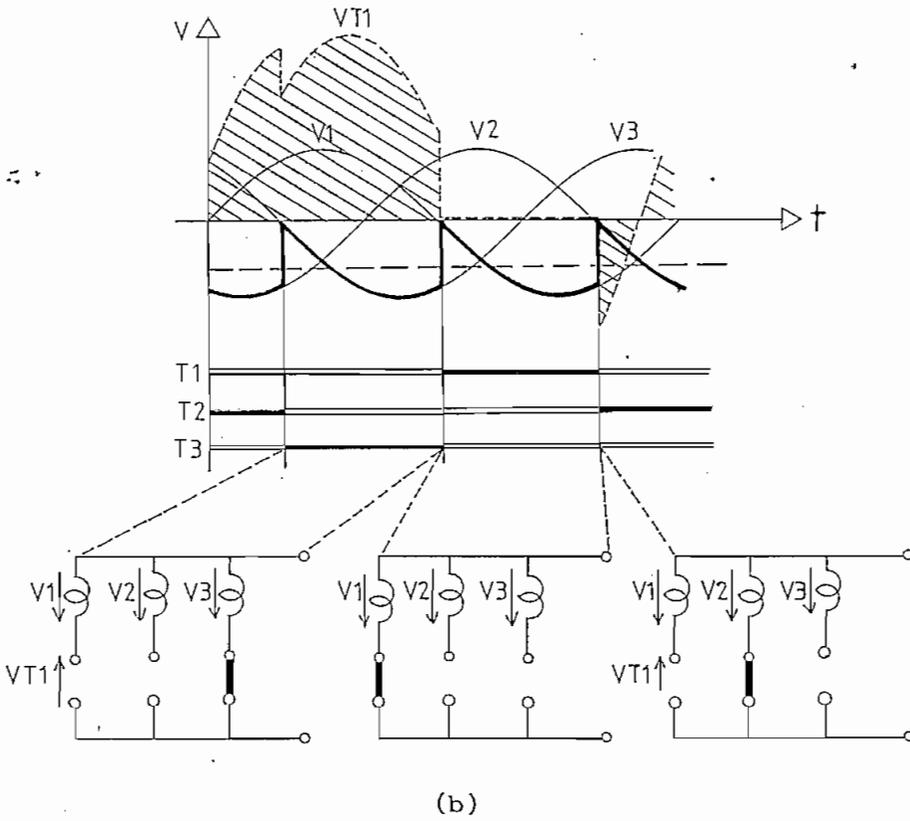
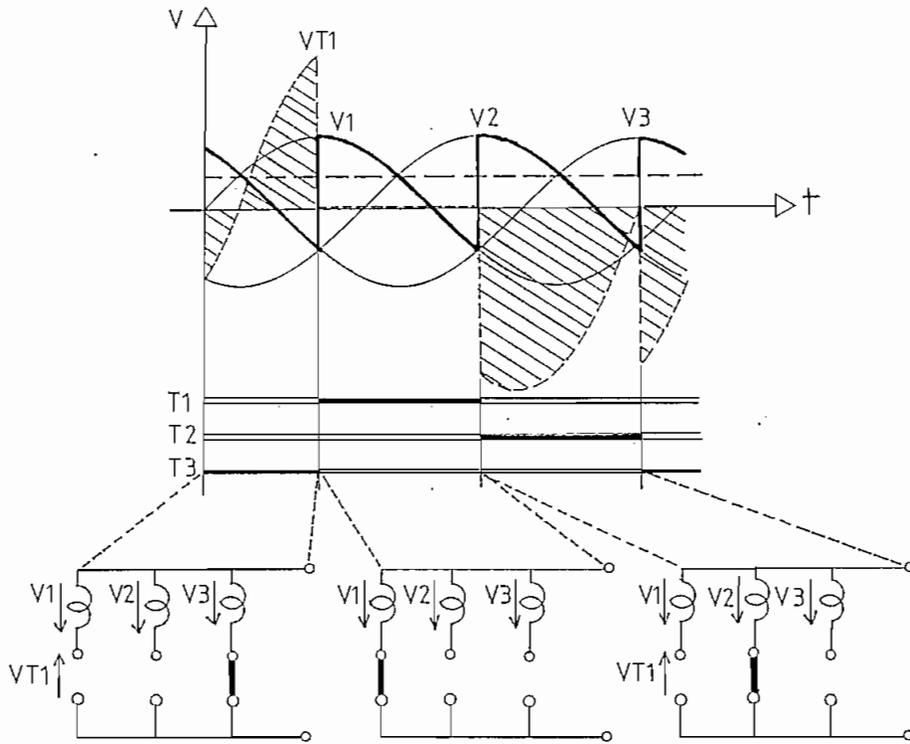


Fig. 1.8 Formas de onda de las tensiones y secuencia de las conmutaciones entre tiristores.

(a) $\alpha = 60^\circ$,

(b) $\alpha = 150^\circ$.

las corrientes del primario originan reactivos, lo que puede significar un control del flujo de energía y de reactivos.

Para un análisis más profundo, se recomienda remitirse a las referencias (2) y (3).

$$\left(\frac{Q}{P_o}\right)^2 + \left(\frac{Vd}{Vd_\alpha}\right)^2 = 1 \quad (1.3)$$

donde: Q son los voltamperios reactivos.

P_o es la potencia media sobre la carga.

Vd_α es el valor medio controlado.

Vd es el valor medio no controlado.

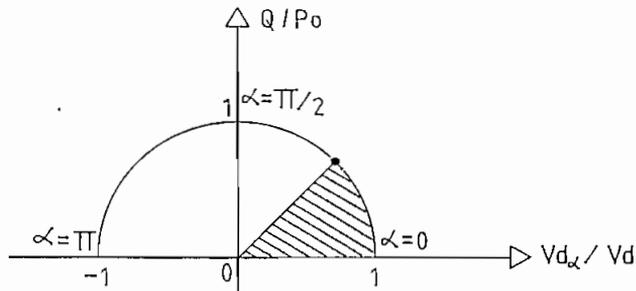


Fig. 1.9 Lugar geométrico de los reactivos en función del ángulo de disparo.

1.4 CONDUCCION CONTINUA Y DISCONTINUA

Si en el lado de carga de un conversor controlado se tiene sólo resistencia óhmica, la corriente continua es proporcional al voltaje continuo no uniforme.

Este voltaje sin embargo, no puede tener valores instantáneos negativos ya que sin una inductancia presente, no hay energía almacenada disponible para mantener el flujo de corriente. Consecuentemente, la corriente y el voltaje deben permanecer en cero intermitentemente. Esta operación discontinua se indica en la Fig. 1.10 para $\alpha = 75^\circ$. Un funcionamiento similar ocurre para la conexión de la Fig. 1.2.

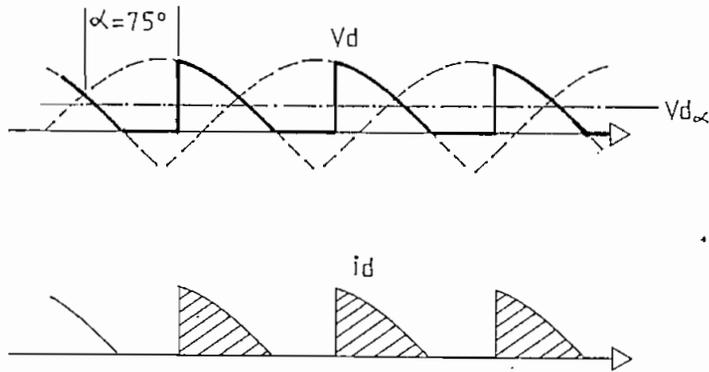


Fig. 1.10 Operación discontinua de un conversor controlado con carga resistiva.

Con carga R-L, pueden ocurrir los dos tipos de conducción. Estudios realizados (2) permiten conocer el valor del ángulo de disparo límite entre los dos tipos de conducción, señalándose que es una función del número de pulsos del conversor y de la relación L/R.

Como las áreas de voltaje negativo no contribuyen al valor medio del voltaje rectificado durante la operación discon-

tinua, este voltaje es mayor que en conducción continua para un mismo ángulo de disparo.

1.5 ESTUDIO DEL CONVERTOR DUAL

Se ha visto que el convertor controlado por fase, puede proveer un voltaje DC controlable y de cualquier polaridad a sus terminales de salida. Sin embargo, debido a la característica unidireccional de los tiristores, la corriente a sus terminales puede fluir sólo en una dirección (operación en dos cuadrantes).

Para lograr un sistema que opere con ambas polaridades de voltaje y corriente a sus terminales, se conectan en antiparalelo dos convertidores similares.

Con este arreglo, la corriente puede fluir en cualquier dirección, obteniéndose un control en cuatro cuadrantes. Así, la corriente de carga positiva es conducida por el convertor positivo (P), mientras que la corriente negativa es conducida por el convertor negativo (N).

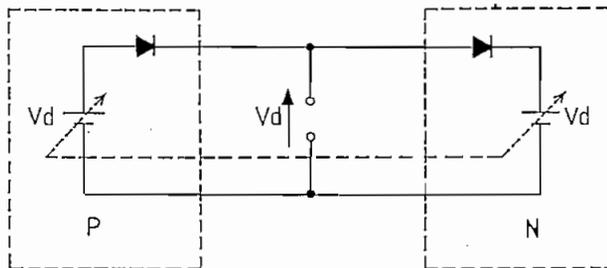


Fig. 1.11 Circuito equivalente ideal del convertor dual.

El circuito equivalente para cada convertidor de dos cuadrantes consiste en una fuente de voltaje continuo controlable en serie con un diodo, el cual representa la condición de flujo unidireccional de corriente a través del convertidor.(4)

El principio básico de control del convertidor dual ideal es regular los ángulos de disparo de los convertidores individuales, de manera que sus voltajes DC sean exactamente iguales y de la misma polaridad. Así, cuando un convertidor opera como rectificador, el otro opera como inversor, teniendo la corriente igual libertad de fluir a través de los dos convertidores.

Si los voltajes terminales DC van a ser controlados para que sean siempre iguales, entonces los ángulos de disparo de los dos convertidores se relacionan con la expresión: $\alpha_p + \alpha_n = 180^\circ$.

En la práctica, aunque los voltajes terminales DC sean iguales, inevitablemente aparecen voltajes de rizado que se traducen en corrientes circulante de rizado. Para controlar el flujo de corriente circulante entre los dos convertidores, existen dos métodos alternativos que se detallan a continuación.

El primero consiste simplemente en eliminar completamente el flujo de corriente circulante, a través de un control adecuado de los pulsos de disparo, de tal manera que sólo aquel convertidor que pueda llevar la corriente de carga esté en conducción; y, el otro esté bloqueado. Este se llama modo de operación SIN CORRIENTE CIRCULANTE.

A veces, es deseable operar al convertidor con una cantidad controlada de corriente circulante. En este caso, los ángulos de disparo de los convertidores individuales son controlados de la misma manera como se analizó para el circuito ideal; y, la corriente circulante es limitada a un nivel aceptable por medio de un reactor, conectado entre los terminales DC de los dos convertidores. Este se llama modo de operación CON CORRIENTE CIRCULANTE.

CAPITULO II

CICLOCONVERSORES

En el Capítulo I se analizó que el conversor dual es capaz de llevar corriente en ambas direcciones a través de sus terminales DC, y que mediante un control adecuado de sus pulsos de disparo se puede obtener un voltaje DC continuamente controlable, de cualquier polaridad.

Es posible entonces, mediante un proceso continuo de modulación de fase de los ángulos de disparo, que el conversor dual produzca a su salida un voltaje alterno. En esencia, el cicloconversor controlado por fase consiste en un conversor dual controlado de tal manera que, variando la frecuencia y profundidad de la modulación de fase de los ángulos de disparo de los conversores, se logra controlar la frecuencia y amplitud de la componente fundamental del voltaje de salida.

Así, el cicloconversor tiene la facilidad de permitir un control continuo e independiente de la frecuencia y voltaje de salida.

El presente estudio se centrará en cicloconversores de

tres y seis pulsos, en el modo de conducción sin corriente circulante.

2.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL CICLOCONVERSOR

El principio básico de operación del cicloconversor, puede ser explicado en base al circuito equivalente ideal de salida del cicloconversor tal como indica la Fig. 2.1.

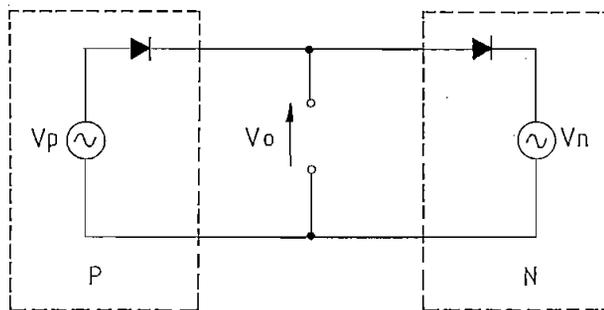


Fig. 2.1 Circuito equivalente ideal de salida del cicloconversor.

Cada conversor de dos cuadrantes, es ahora representado como una fuente de voltaje alterno con magnitud correspondiente a la componente fundamental requerida, conectada en serie con un diodo que representa la condición de flujo unidireccional de corriente a través del conversor.

Una modulación continua de los ángulos de disparo de los convertidores individuales, permite producir el mismo voltaje sinusoidal a sus terminales de salida. Así, los voltajes de

los dos generadores tienen la misma amplitud, frecuencia y fase.

La potencia media, tiene la posibilidad de fluir "hacia" o "desde" los terminales de salida, como ilustra la Fig. 1.7, permitiendo al cicloconvertor operar con cargas de cualquier ángulo de fase.

2.2 MODOS DE OPERACION

Si el control de disparo es tal que los pulsos se aplican simultáneamente en ambos convertidores (la suma de los ángulos de disparo es 180°), entonces, aunque la componente requerida del voltaje de salida es igual en ambos convertidores, existen diferencias inevitables instantáneas de rizado entre sus voltajes.

En ausencia de cualquier impedancia limitadora de corriente circulante, este voltaje de rizado provoca una corriente circulante de rizado. Por tanto, es necesario utilizar alguna forma de controlar la amplitud de dicha corriente o suprimirla completamente. Estas características dan lugar a dos modos de operación: sin corriente circulante y con corriente circulante.

2.2.1 Modo de operación sin corriente circulante:

Este modo de operación se fundamenta en un control adecuado de los pulsos de disparo de acuerdo con la dirección de la

corriente de carga, bloqueando el convertor desocupado.

El semiciclo positivo de la corriente de carga siempre es conducido por el convertor positivo (P); y el semiciclo negativo, por el convertor negativo (N), sin tomar en cuenta el desplazamiento de fase entre la corriente y el voltaje. Cada convertor de dos cuadrantes produce porciones "positivas" y "negativas" de la onda de voltaje de carga; es decir, operan en las regiones de rectificación e inversión durante su ciclo asociado de corriente, como muestra la Fig. 2.2.

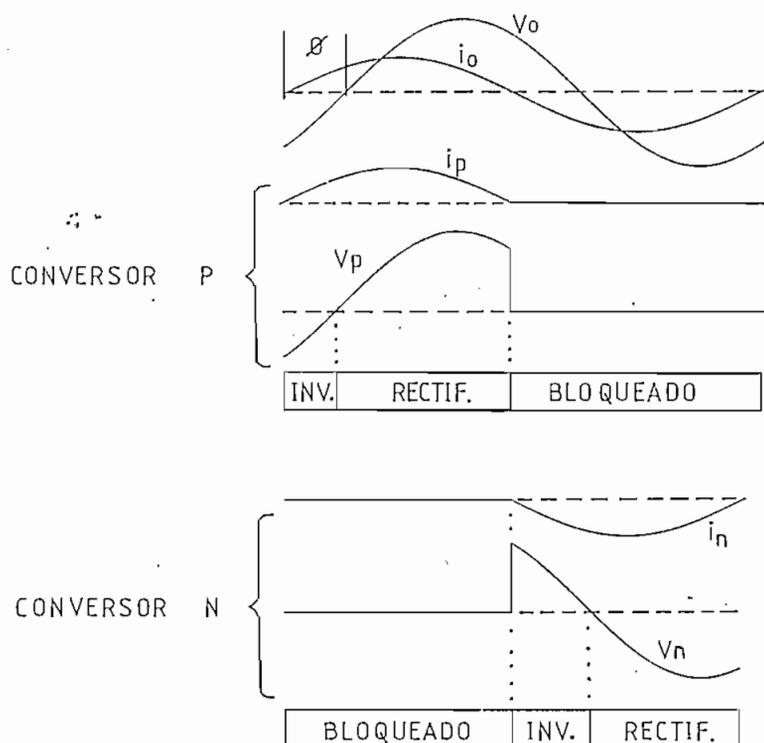
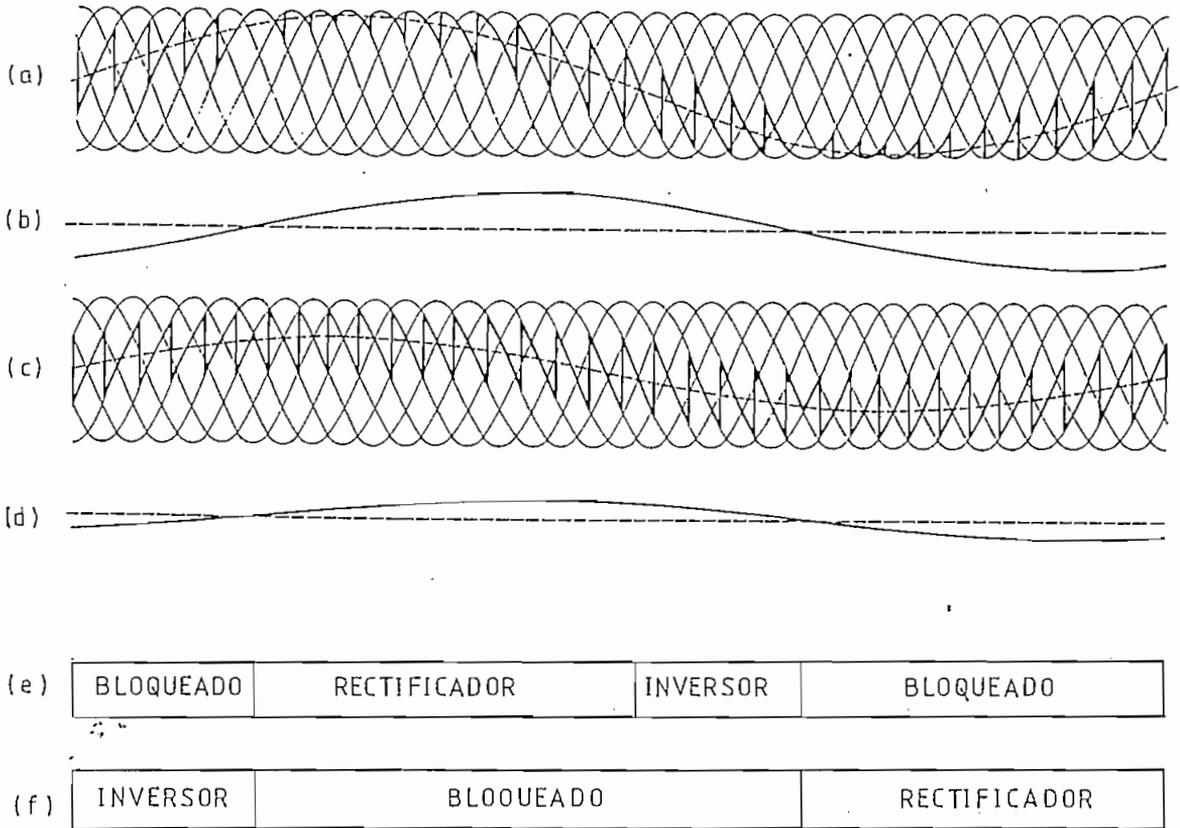


Fig. 2.2 Formas de onda para $\phi = 60^\circ$, que ilustran la operación del circuito equivalente ideal de salida del cicloconvertor.



- (a) Voltaje de salida (máximo voltaje $r=1$).
--- Componente fundamental
- (b) Corriente de salida
- (c) Voltaje de salida (mitad del voltaje máximo $r=1/2$)
— Componente fundamental
- (d) Corriente de salida
- (e) Modo de operación del conversor positivo
- (f) Modo de operación del conversor negativo

Fig. 2.3 Formas de onda teóricas para un cicloconversor de seis pulsos, sin corriente circulante, $\phi=60^\circ$ en atraso y $f_o = 1/6 \times f_i$.

En el modo de operación sin corriente circulante, cada convertidor de dos cuadrantes fabrica una forma de onda de voltaje a sus terminales de salida, y permite la conducción, sólo durante su semiciclo asociado de corriente de carga. Durante el otro semiciclo el convertidor está completamente bloqueado a través del control adecuado de sus ángulos de disparo.

Por tanto, sólo un convertidor está en conducción al mismo tiempo, y no circula corriente entre los convertidores. En la práctica, la forma de onda de la corriente de salida inevitablemente tiene componentes de rizado que la superponen. El funcionamiento teórico del cicloconvertidor sin corriente circulante, se muestra en la Fig. 2.3.

2.2.2 Modo de operación con corriente circulante:

Bajo ciertas condiciones, la forma de onda de la corriente de carga puede tender a hacerse discontinua provocando dificultades en el control, las cuales pueden superarse operando el cicloconvertidor con corriente circulante.

El modo de operación con corriente circulante consiste en aplicar continuamente pulsos de disparo en ambos convertidores, sin considerar la dirección de la corriente de carga. Cada convertidor produce la misma componente fundamental requerida de voltaje alterno a sus terminales de salida.

En este modo de operación, una gran cantidad de corriente, en adición a la corriente circulante de rizado, circula entre los dos convertidores.

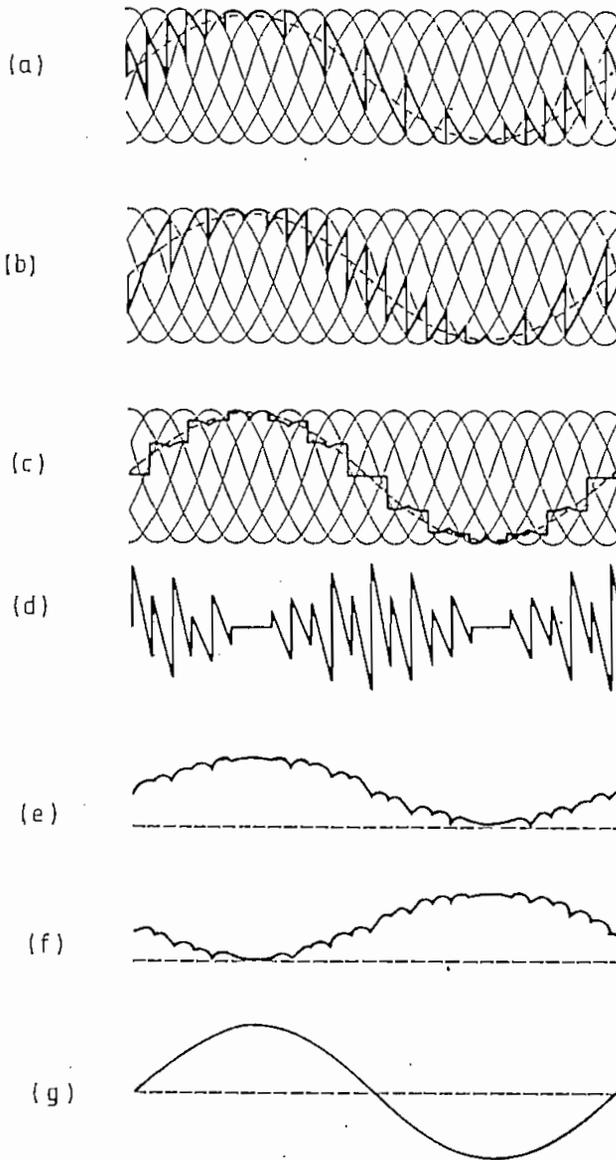
La presencia de la corriente de salida con rizado, produce una fuerza magnetomotriz "atrapada" en el reactor de corriente circulante, dando origen a la llamada componente autoinducida de corriente circulante. Su magnitud es relativamente grande y para elevadas potencias surge el problema de la potencia del reactor (mayor volumen), por lo que resulta conveniente para bajas potencias solamente.

La Fig. 2.4 ilustra el funcionamiento del cicloconvertidor con corriente circulante.

2.3- METODO DE MODULACION DEL CRUCE DE LA ONDA COSENO

Para controlar el voltaje de salida de un convertidor controlado por fase o de un cicloconvertidor, es necesario regular la fase de los pulsos de disparo de los tiristores. Para el caso del cicloconvertidor específicamente, el control mediante el cruce de la onda coseno sirve para determinar los instantes de disparo; puede considerarse como uno de los métodos más naturales, ya que tiene la propiedad de producir una mínima distorsión total posible de la forma de onda del voltaje de salida (4), como se verá más adelante.





- (a) Voltaje de salida del conversor positivo
- (b) Voltaje de salida del conversor negativo
- (c) Voltaje de salida del cicloconversor
- (d) Voltaje a través del reactor de corriente circulante
- (e) Corriente en el conversor positivo
- (f) Corriente en el conversor negativo
- (g) Corriente en la carga

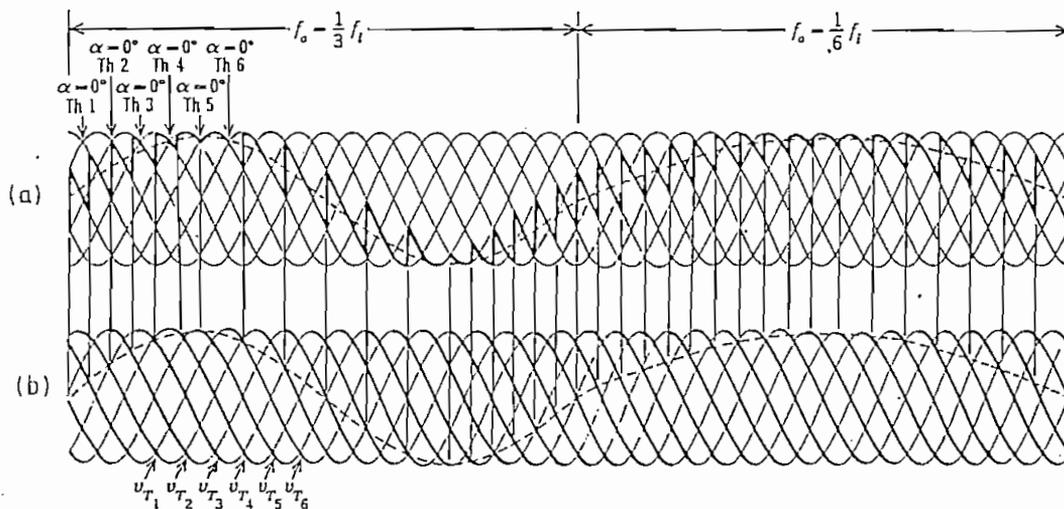
Fig. 2.4 Formas de onda que muestran la operación del cicloconversor de seis pulsos con corriente circulante.

2.3.1 Principio básico:

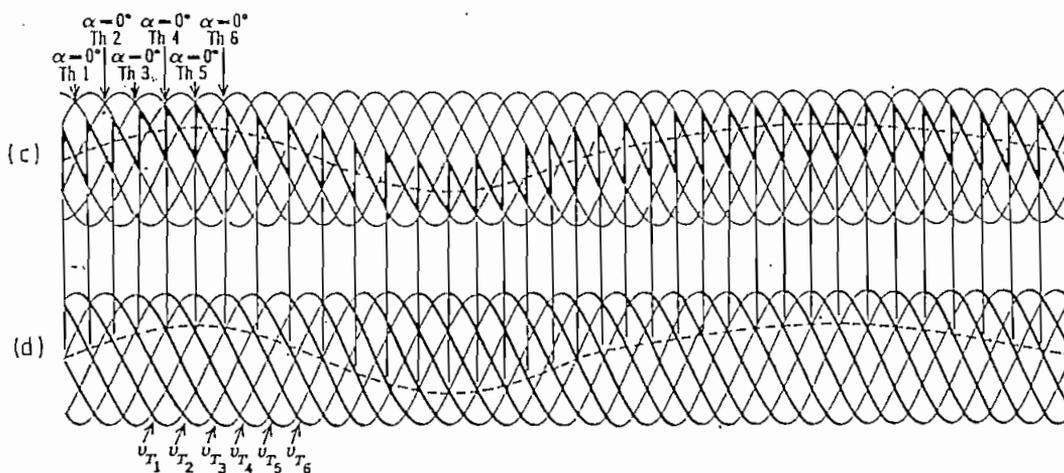
En el capítulo anterior se observó que, para un convertidor controlado por fase y en conducción continua, el coseno del ángulo de disparo es proporcional a su voltaje de referencia, es decir, la relación entre el voltaje de referencia y el voltaje medio a los terminales de carga es lineal. El convertidor controlado por fase viene a ser esencialmente un amplificador con una característica lineal de transferencia de voltaje.

Considerando al cicloconvertidor y asumiendo que el ángulo de disparo es capaz de responder a un continuo cambio de nivel del voltaje de referencia (voltaje alterno sinusoidal), debe esperarse que la forma de onda del voltaje de salida, contenga una componente fundamental que corresponde exactamente al voltaje de referencia.

El principio, consiste en determinar el pulso de disparo para cada tiristor, a partir del punto de cruce de una onda asociada cosinusoidal con el voltaje de referencia. La onda cosinusoidal es derivada y sincronizada a partir del voltaje alterno de entrada al convertidor; y su fase es tal, que su pico ocurre en el menor ángulo posible de conmutación ($\alpha = 0^\circ$) del tiristor respectivo.



(a) 100% DEL VOLTAJE DE SALIDA
 (b) ONDAS COSINUSOIDALES MODULADORAS
 ----- COMPONENTE FUNDAMENTAL



(c) 50% DEL VOLTAJE DE SALIDA
 (d) ONDAS COSINUSOIDALES MODULADORAS

Fig. 2.5 Formas de onda que ilustran la operación del método del cruce de la onda coseno para determinar los instantes de disparo del cicloconvertor.

2.3.2 Aplicación al cicloconversor:

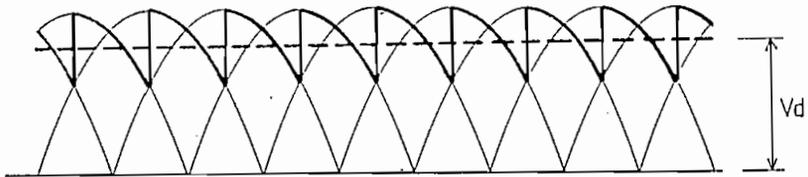
Si como referencia se utiliza un voltaje alterno, se debe realizar una modulación de fase de los ángulos de disparo. La frecuencia de ésta modulación es la frecuencia del voltaje de referencia y corresponde a la componente fundamental de la onda de voltaje. La profundidad de la modulación está determinada por la amplitud del voltaje de referencia.

La Fig. 2.5 muestra la forma de onda del voltaje de salida para un conversor de dos cuadrantes y seis pulsos, en conducción continua, obtenida por el método de modulación del cruce de la onda coseno. De dicha figura se puede deducir que la amplitud y frecuencia de la componente fundamental de la forma de onda del voltaje de salida, corresponde a la amplitud y frecuencia de la onda de referencia, y así el efecto general puede ser visto como un amplificador lineal.

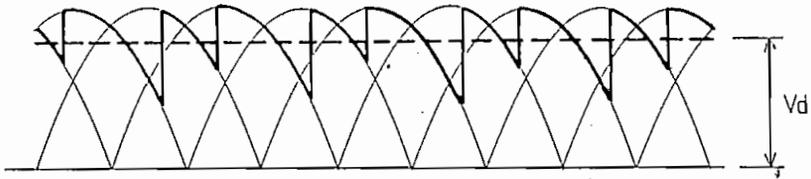
Para el caso de un conversor de dos cuadrantes y seis pulsos, el voltaje continuo de salida se muestra en la Fig. 2.6.

Existen infinidad de formas de controlar los ángulos de disparo con el objeto de producir el mismo voltaje continuo a la salida del conversor.

La Fig. 2.6.a indica segmentos de onda de voltaje exacta-



(a)



(b)

Fig. 2.6 Formas de onda del voltaje continuo en los terminales de un conversor de seis pulsos.

- a. Pulsos de disparo igualmente espaciados
- b. Pulsos de disparo desigualmente espaciados.

mente iguales, producidos al aplicar los instantes correctos de disparo, es decir, cuando el intervalo entre dos pulsos de disparo consecutivos, es el mismo existente entre los otros dos siguientes.

La Fig. 2.6.b muestra que el mismo voltaje continuo puede obtenerse adelantando un pulso y retardando el siguiente.

Pero en este caso, la distorsión de la forma de onda de salida se ha incrementado.

Del análisis anterior, se deduce la existencia de instantes naturales de disparo que produzcan la mínima distorsión posible de la onda de voltaje a la salida del cicloconvertor.

Este método de control del cicloconvertor controlado por fase, produce a la salida una forma de onda lo más cercana a la de referencia, manteniendo siempre la secuencia correcta de disparo de los tiristores. (4) Esto se logra, haciendo una comparación continua entre el voltaje de referencia sinusoidal y el voltaje alterno real de entrada que en ese instante esté conectado a los terminales de salida.

Una segunda comparación continua se realiza entre el voltaje de referencia y el próximo voltaje alterno de entrada que deberá ser conmutado a los terminales de salida.

Mientras la diferencia instantánea entre el voltaje de referencia y el voltaje de salida real, sea menor a la diferencia que resultaría si la onda alterna siguiente estuviese conectada a los terminales de salida, la onda real de voltaje puede permanecer conectada a la salida.

Cuando la condición anterior deja de cumplirse, se genera un pulso de disparo que conecta la siguiente fase, asumiendo

que la conmutación natural puede ocurrir en ese instante.

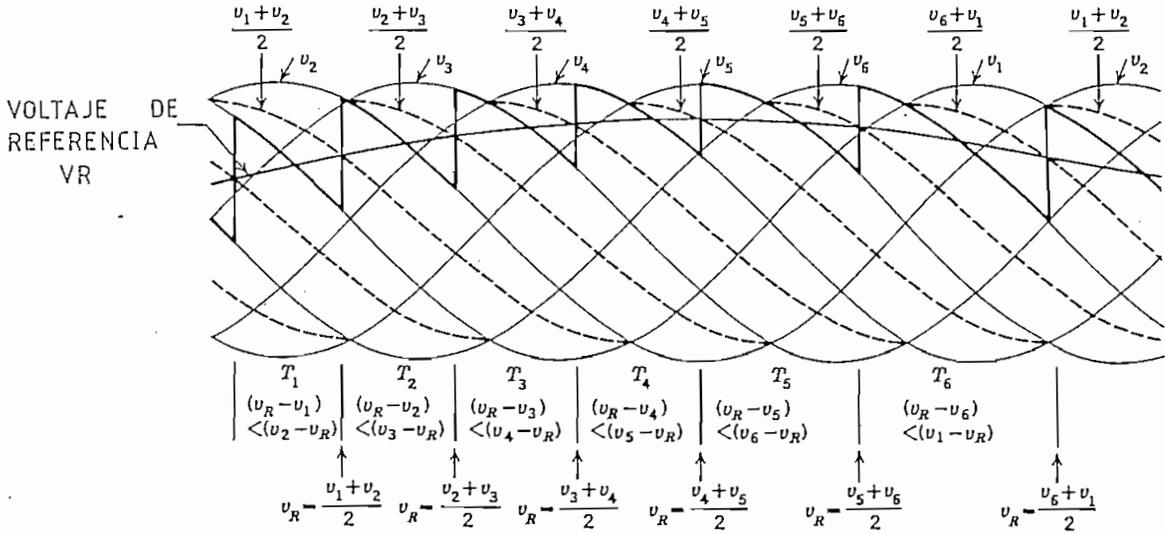


Fig. 2.7 Control del ángulo de disparo utilizando el método de modulación de la onda coseno.

Con ayuda de la Fig. 2.7, la operación de control puede ser descrita matemáticamente de la siguiente forma:

En el período de tiempo T_1 , el voltaje de entrada existente se mantiene en los terminales de salida mientras permanezca más cerca al voltaje de referencia, que el siguiente voltaje a ser conmutado a los terminales de salida, por tanto:

Durante T_1 : $(v_R - v_1) < (v_2 - v_R)$

de donde : $v_R < \frac{v_1 + v_2}{2}$

La conmutación a V2 ocurre cuando:

$$(V_R - V_1) = (V_2 - V_R)$$

es decir, si:

$$V_R = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Como V1 y V2 son ondas sinusoidales, el promedio de las dos ondas $(V_1 + V_2)/2$ es también sinusoidal, y su valor máximo ocurre en el instante de la conmutación natural de V1 a V2 ($\alpha = 0^\circ$).

En otras palabras, esta forma de onda es exactamente equivalente a una onda cosinusoidal asociada con el tiristor 2.

Si se asume que la componente sinusoidal real de la forma de onda de salida, fabricada por este método de control, corresponde exactamente a la onda de referencia; entonces, la desviación instantánea de la forma de onda de salida real respecto a la de referencia, que por definición es la mínima posible, origina la mínima distorsión.

Esta conclusión a la que se ha llegado para T1, puede ser aplicada a la operación durante cualquier otro período de tiempo entre dos pulsos consecutivos de disparo.

2.4 ANALISIS DEL CRUCE POR CERO DE LA CORRIENTE

Al seleccionar el modo de operación sin corriente circulante, es necesario detectar correctamente el cruce por cero de la corriente, ya que en ese instante deben conmutarse los convertidores, como se explicó en la sección 2.2.

Aplicando la forma de onda irregular del cicloconvertor y dependiendo de las características de la carga, puede ocurrir una corriente de carga discontinua, con algunos valores cero en cada semiciclo de salida. Esto significa, que los cruces por cero de la corriente no pueden ser utilizados indiscriminadamente.

En este caso, un método de control con la primera corriente cero (4) origina formas de onda incorrectas y con una apreciable distorsión debida a prematuras conmutaciones de un convertor a otro.

Otra posibilidad que puede utilizarse cuando el cicloconvertor alimenta una carga trifásica balanceada, consiste en utilizar un período fijo de tiempo (120°) durante el cual ignore valores ceros de corrientes en cada una de las fases. Tiene la ventaja de ser independiente del tiempo o amplitud, y por ello tiene aplicaciones cuando se requiera controlar la frecuencia de salida del cicloconvertor y/o cuando las condiciones de carga sean variables en amplios rangos.

El punto apropiado al cual los conversores conmutan, es el cruce por cero de la fundamental. Sin embargo, en la práctica existen problemas graves con el desplazamiento de fase de los filtros, y cuando se trabaja bajo condiciones variables de frecuencia y carga.

Los autores Chattopadhyay y Rao (5), asumen que:

"Para fabricar el voltaje de salida del cicloconversor, los puntos de cruce por cero de la corriente son aquellos que atrasan los puntos cero de la componente fundamental de voltaje, en un ángulo de fase igual al que existe entre el voltaje y la corriente, cuando se aplican únicamente las componentes fundamentales". (5)

Del análisis anterior, se resume que dependiendo de la aplicación que se quiera se puede escoger el método de control de cruce por cero más conveniente.

La utilización del reactor interfase, aunque simplifica el sistema de control, su presencia no es esencial y se vuelve crítica para potencias mayores. Al trabajar sin el reactor interfase y por tanto en el modo sin corriente circulante, se debe identificar el cruce por cero de la corriente mediante uno de los métodos explicados anteriormente. En esos instantes de tiempo se debe proveer una "pausa" en la cual se suprimen los pulsos de disparo para los dos conversores, con el propósito

de que los tiristores recobren su estado de bloqueo y no ocurran fallas en la conmutación. Este intervalo de corriente nula dura aproximadamente 1.5 milisegundos.

2.5 ESTUDIO DEL CICLOCONVERSOR DE TRES PULSOS

2.5.1 Configuración circuital:

En aplicaciones prácticas, el cicloconversor es utilizado para entregar una salida trifásica a partir de una alimentación trifásica. Cuando el conversor dual está formado por dos convertidores controlados de media onda y tres pulsos, en posición antiparalelo, se tiene un control en cuatro cuadrantes. Si esta misma configuración se tiene en las otras dos fases, se obtiene un cicloconversor de tres pulsos cuyo esquema y formas de onda se indican en la Fig. 2.8.

2.5.2 Análisis de armónicos:

La expresión general para el voltaje de salida del cicloconversor de tres pulsos, operando sin corriente circulante y utilizando el método de modulación de la onda coseno, ha sido deducida detalladamente en la referencia (4). Las frecuencias de las componentes armónicas presentes en el voltaje de salida, se generan de acuerdo a las siguientes expresiones:

$$f_a = 3(2p - 1)f_i \pm 2nf_o$$

$$y \quad f_a = 6pf_i \pm (2n + 1)f_o$$

donde p y n son enteros positivos tales que $p \geq 1$ y $n \geq 0$.

La carta de la Fig. 2.9, es una representación gráfica de la relación entre el espectro de frecuencias armónicas en el voltaje de salida del cicloconvertor y la relación de frecuencias f_o/f_i .

Considerando el caso $f_o/f_i = 0$, se observa que las frecuencias armónicas presentes tienen valores de $3xf_i$, $6xf_i$, $9xf_i$, y así sucesivamente. Con una relación de frecuencias muy baja, por ejemplo $f_o/f_i = 0.01$, las frecuencias armónicas se representan por una familia de frecuencias muy cercanas entre sí, siendo prácticamente el mismo caso que se tiene con frecuencia de salida nula.

El punto en el cual la relación de frecuencias es exactamente 0.3, la frecuencia armónica más baja es el término $(3f_i - 10f_o)$ y vale cero. La siguiente frecuencia armónica debida a las componentes $(3f_i - 8f_o)$ y $(3f_i - 12f_o)$, es 0.6 x la frecuencia de entrada, etc.

La utilidad de esta carta es mostrar que un incremento de la relación de frecuencias (f_o/f_i) provoca un progresivo deterioro de la forma de onda del voltaje de salida.

La amplitud de cada componente armónica, es función del voltaje de salida y del ángulo de desfase de la carga, pero es independiente de la frecuencia de la componente. Esto quiere decir que para un voltaje de salida y ángulo de defasaje dados, cada línea de armónicos de la carta anterior está asociada con una amplitud fija.

En la Fig. 2.10 se dibujan las amplitudes de las componentes de distorsión con frecuencias $3f_i + 2nf_o$, $6f_i + (2n+1)f_o$ y $12f_i + (2n+1)f_o$, presentes en el voltaje de salida del cicloconvertor, operando con máximo voltaje de salida.

2.6 ESTUDIO DEL CICLOCONVERTOR DE SEIS PULSOS

2.6.1 Configuración circuital:

Para obtener configuraciones de cicloconvertores de seis pulsos, se utilizan convertidores duales formados por una conexión en antiparalelo de dos convertidores controlados de onda completa. Estos convertidores pueden ser del tipo puente o conexión estrella hexafásica, siendo la más popular la conexión tipo puente. La Fig. 2.11 ilustra este tipo de cicloconvertor con su respectiva forma de onda.

2.6.2 Análisis de armónicos:

Tomando como base la referencia (4), para el cicloconvertor,

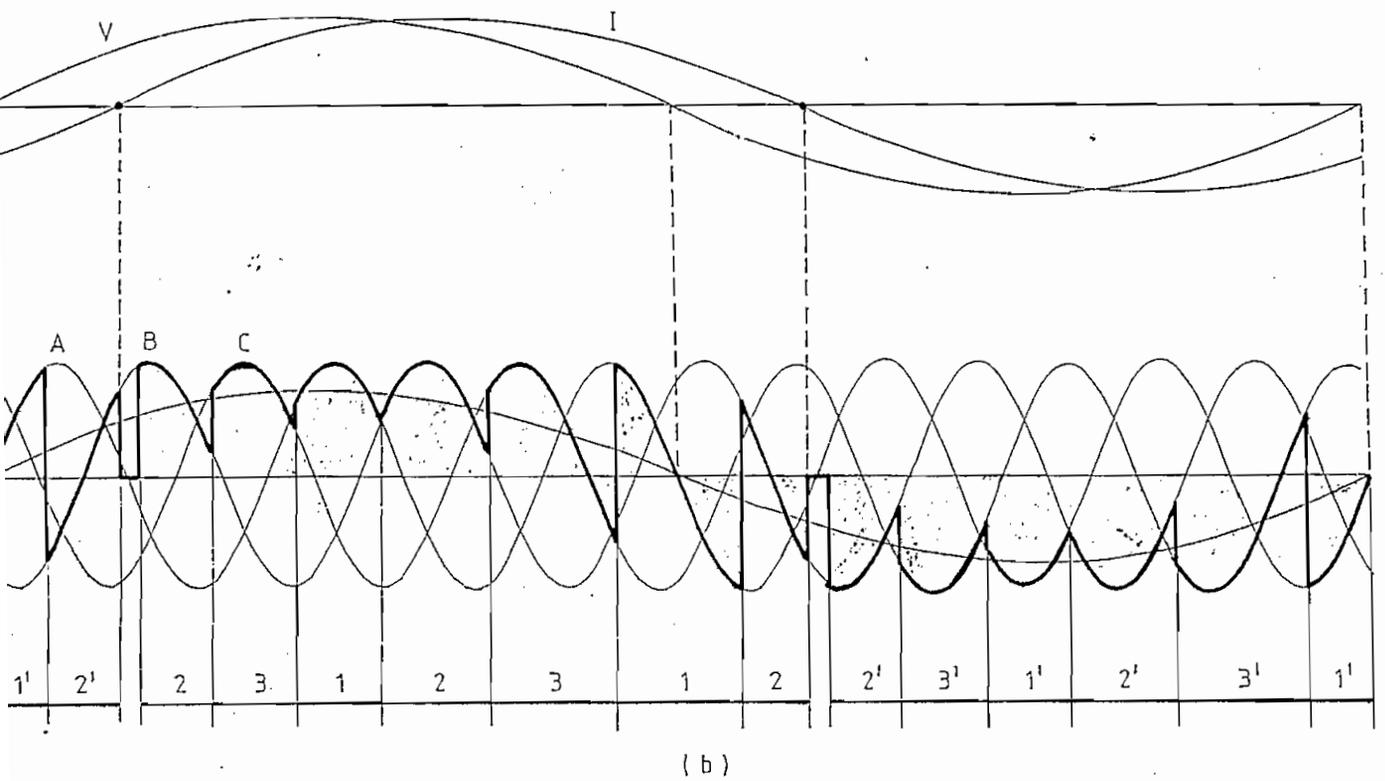
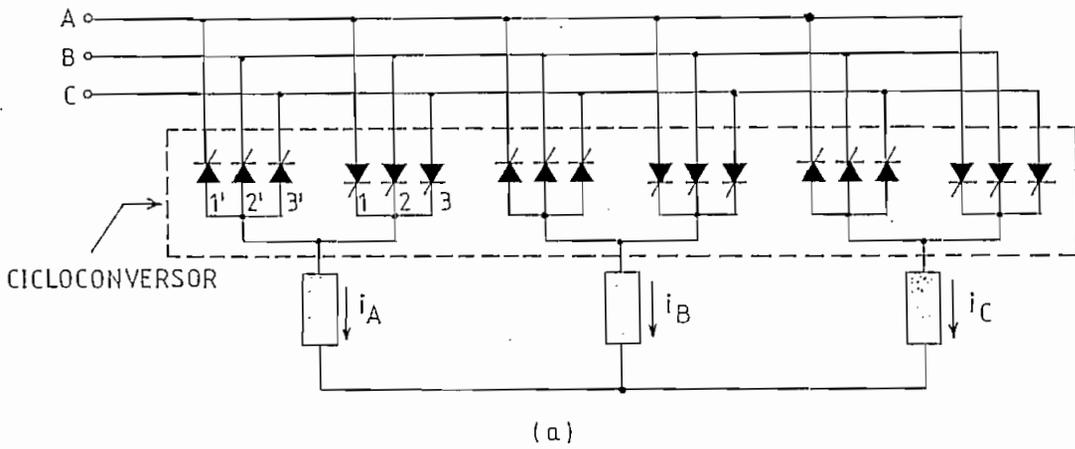
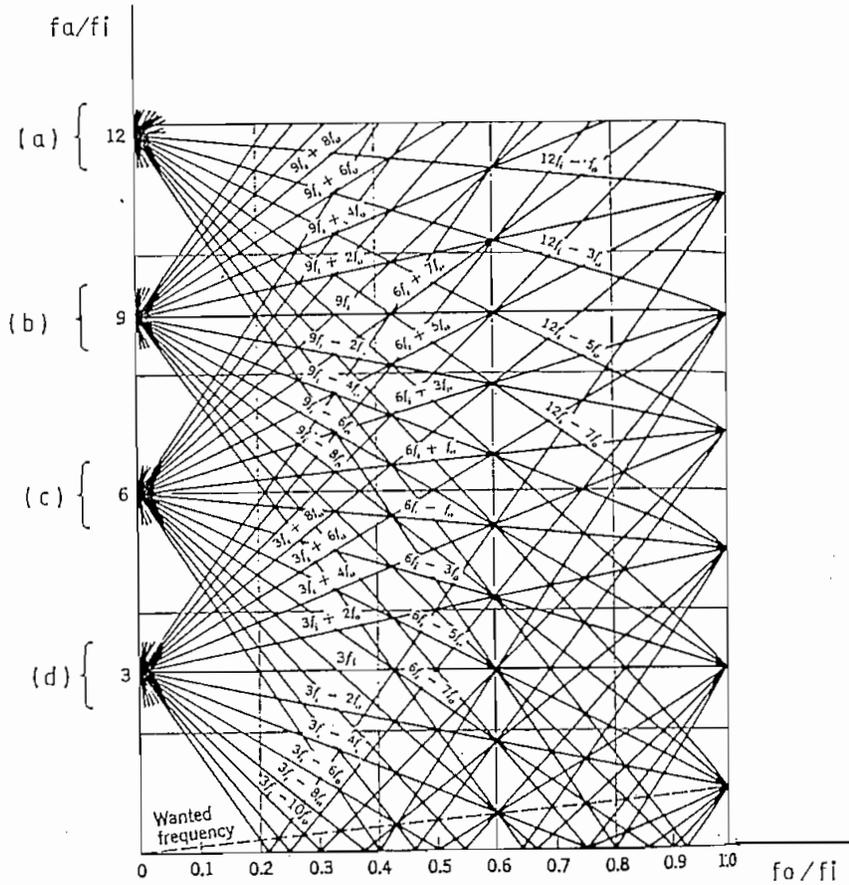


Fig. 2.8 Cicloconvertor de tres pulsos:

a. Configuración circuital

b. Formas de onda.



- (a) Esta familia de frecuencias armónicas está presente en el voltaje de salida de cicloconvertidores de 3,6 y 12 pulsos.
- (b) Esta familia de frecuencias armónicas está presente en el voltaje de salida de cicloconvertidores de 3 y 9 pulsos.
- (c) Esta familia de frecuencias armónicas está presente en el voltaje de salida de cicloconvertidores de 3 y 6 pulsos.
- (d) Esta familia de frecuencias armónicas está presente en el voltaje de salida del cicloconvertidor de 3 pulsos.

Fig. 2.9 Carta que muestra la relación entre las frecuencias armónicas "predominantes" presentes en el voltaje de salida del cicloconvertidor de 3 pulsos operando sin corriente circulante, y la relación de frecuencias.

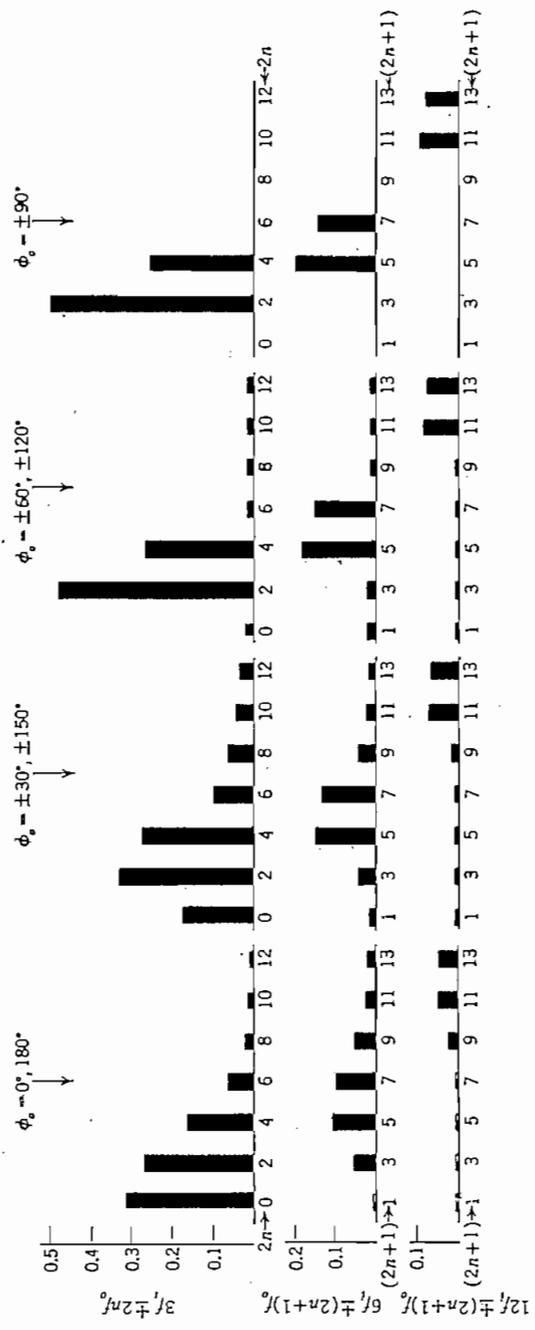


Fig. 2.10 Carta que muestra las amplitudes de las componentes de distorsión en el voltaje de salida del cicloconversor, operando con el voltaje máximo de salida. La escala vertical indica la amplitud pico del armónico en por unidad.

de seis pulsos, se pueden generar las frecuencias de las componentes armónicas de acuerdo a la siguiente expresión;

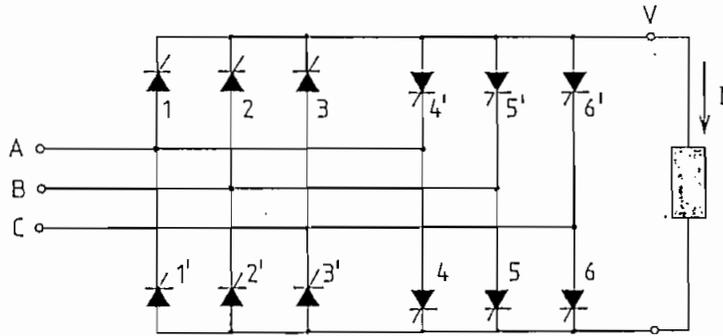
$$f_a = 6pf_i \pm (2n + 1) f_o$$

Así, las familias armónicas $3(2p - 1)f_i \pm 2nf_o$, asociadas con el voltaje de tres pulsos, están ausentes en el voltaje de seis pulsos, las demás familias armónicas son exactamente las mismas. Por tanto, la carta de frecuencias de la Fig. 2.9 para el cicloconvertor de tres pulsos es también aplicable al cicloconvertor de seis pulsos, tomando en cuenta la ausencia de las familias armónicas $3(2p - 1)f_i \pm 2nf_o$. Sus amplitudes se muestran en la Fig. 2.10 y se reducen notablemente respecto a las del cicloconvertor de tres pulsos.

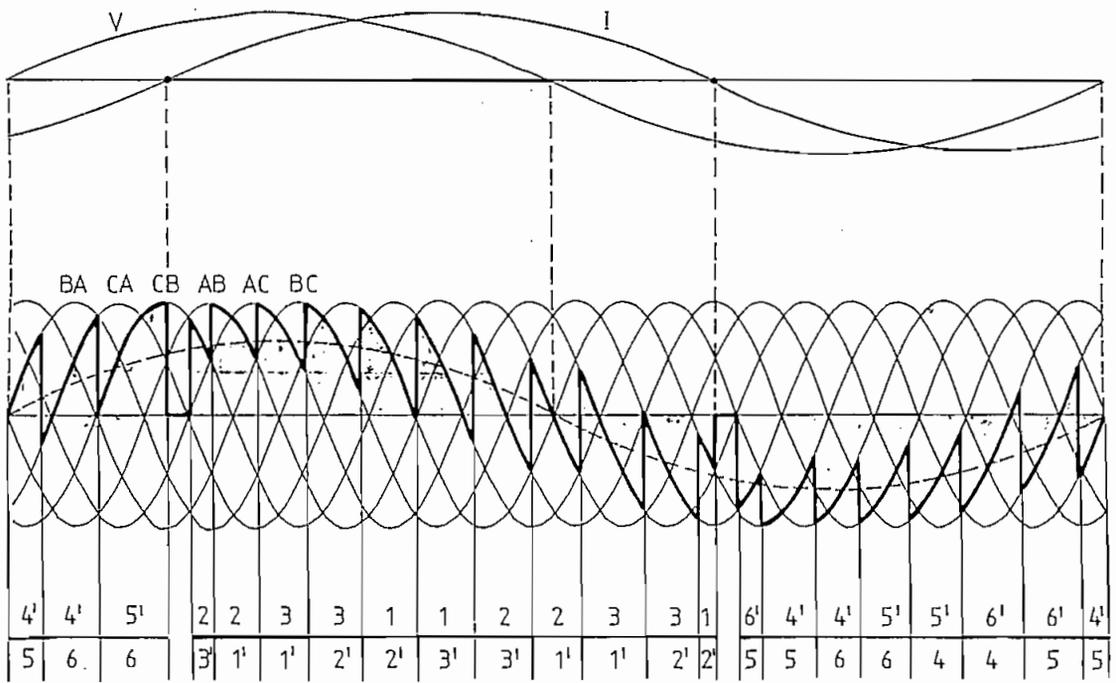
En resumen, para obtener los límites de funcionamiento del cicloconvertor, deben tomarse en cuenta algunos factores como el deterioro de la calidad de la forma de onda del voltaje de salida a medida que se incrementa la relación de frecuencias, el efecto considerable del ángulo de defasaje de la carga en la distorsión armónica y la influencia del número de pulsos del circuito.

2.7 ACCIONAMIENTOS CON CICLOCONVERSORES

Actualmente, el control de velocidad de las máquinas eléctricas se realiza mediante accionamientos compuestos por



(a)



(b)

Fig. 2.11 Cicloconvertor de seis pulsos:

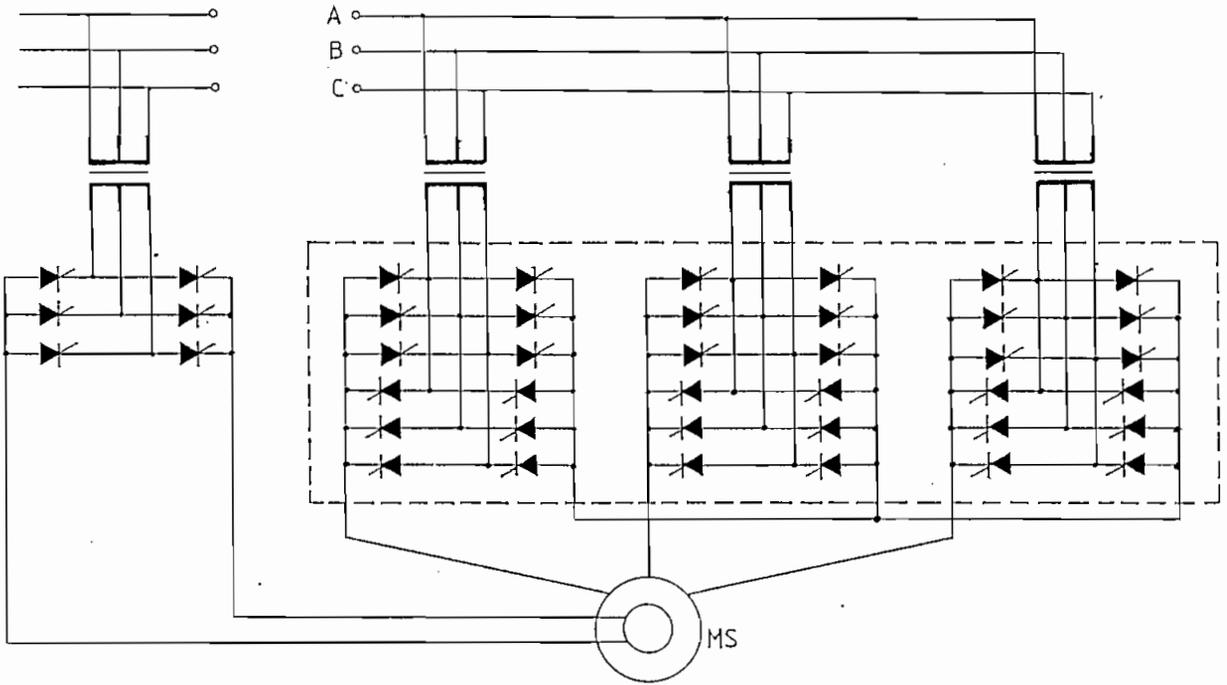
(a) Configuración circuital (por fase)

(b) Formas de onda

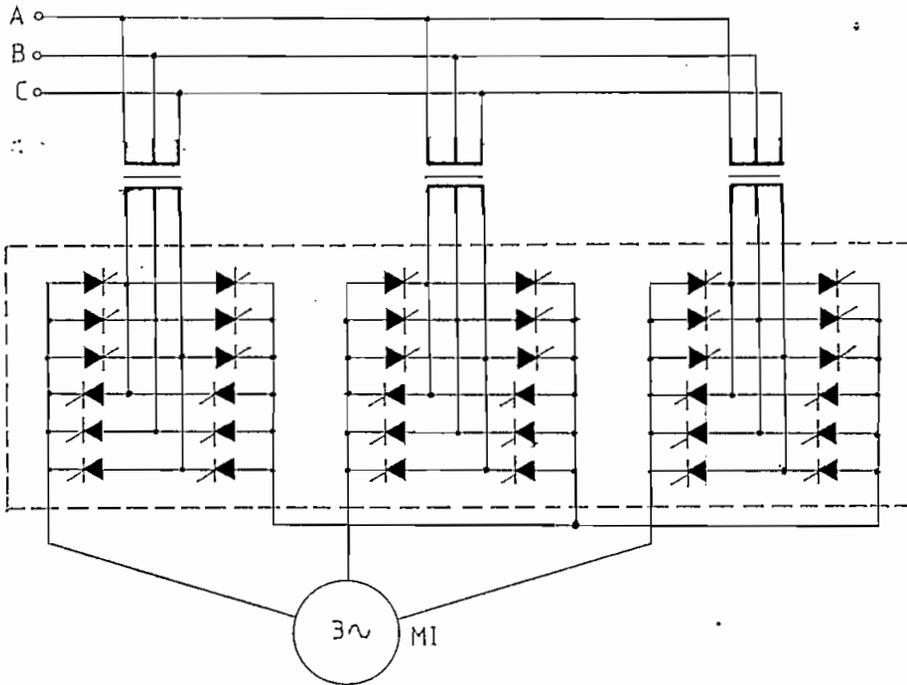
un convertor estático, un sistema de control electrónico y un motor eléctrico.

El control preciso de la velocidad permite optimizar el control de procesos. La ausencia de pérdidas durante el control de velocidad es una típica característica de accionamientos a base de convertidores estáticos y tiene especial significado. Nuevos tipos de tiristores y controladores programables de alta velocidad a base de microprocesadores, incrementan el campo de aplicación de estos accionamientos; y, comúnmente se los utiliza para controlar la velocidad de motores trifásicos tales como: motores sincrónicos, motores de inducción del tipo jaula de ardilla o con rotor bobinado.

De la referencia (6) existe una detallada clasificación de convertidores estáticos alimentando motores trifásicos, la Fig. 2.12 ilustra los principales accionamientos que utilizan cicloconvertidores.



(a)



(b)

Fig. 2.12 (a) Cycloconverter-motor sincrónico
 (b) Cycloconverter-motor de inducción

CAPITULO III

SIMULACION DE LA MAQUINA DE INDUCCION

Existe disponible una simulación digital de la máquina de inducción desarrollada en la tesis de grado: "COMPORTAMIENTO DINAMICO DE MOTORES DE INDUCCION CON CAPACITORES SERIE Y PARALELO" (7), que utiliza la técnica propuesta por KRAUSE y THOMAS (8) al introducir la transformación al sistema de ejes arbitrarios de referencia.

El trabajo anterior, ha demostrado suficientemente que el comportamiento de la máquina de inducción es independiente del sistema de referencia que se elija. Por tanto, para efectos del presente estudio se toma el sistema fijo en el estator por ser el que más ventajas provee a la presente simulación.

3.1 ANALISIS DEL MODELO MATEMATICO

Una máquina de inducción trifásica y simétrica de dos polos se representa en la Fig. 3.1, a partir de dicho esquema se obtienen las ecuaciones primarias de la máquina en función de las variables originales, como muestra la Ec. 3.1, donde

donde V , r , i y λ representan los valores por fase de voltaje, resistencia, corriente y concatenaciones de flujo respectivamente.

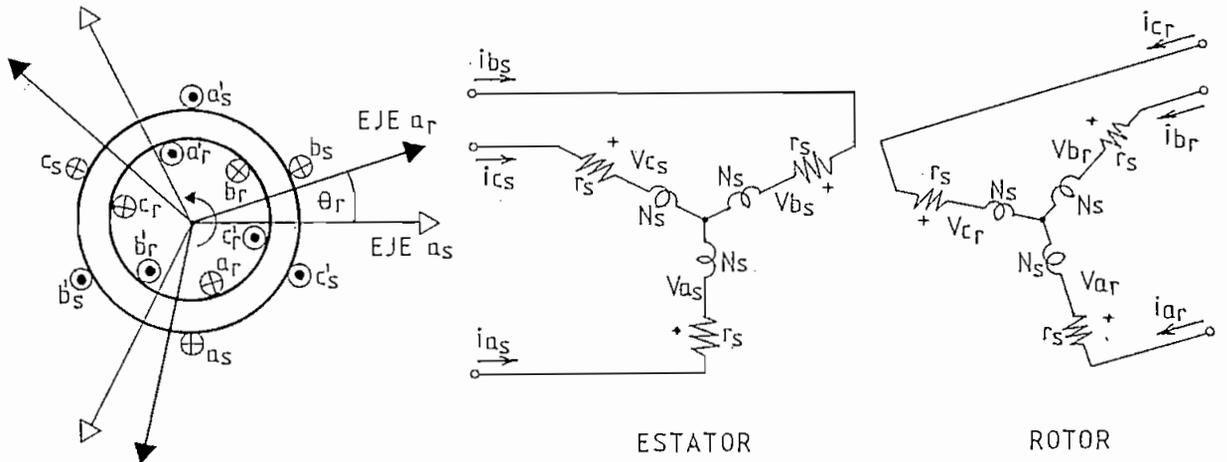


Fig. 3.1 Máquina de Inducción Trifásica-Simétrica de dos polos

$$\begin{aligned}
 V_{as} &= r_s i_{as} + p \lambda_{as} \\
 V_{bs} &= r_s i_{bs} + p \lambda_{bs} \\
 V_{cs} &= r_s i_{cs} + p \lambda_{cs} \\
 V_{ar} &= r_r i_{ar} + p \lambda_{ar} \\
 V_{br} &= r_r i_{br} + p \lambda_{br} \\
 V_{cr} &= r_r i_{cr} + p \lambda_{cr}
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 3.1}$$

En el grupo de ecuaciones anterior, los términos que contienen las derivadas de las concatenaciones de flujo transforman al sistema en un grupo de ecuaciones diferenciales no lineales muy complicadas, debido a la variación sinusoidal de las inductan-

cias con respecto al desplazamiento angular del rotor.

Este inconveniente sugiere una transformación de variables que permita tener parámetros constantes, lo cual se logra introduciendo el sistema de ejes coordenados arbitrarios de referencia que gira a una velocidad arbitraria w .

Esta transformación matemática, sin ninguna interpretación física, permite pasar el modelo en variables reales u originales a un nuevo modelo en variables ficticias (qd0) y viceversa, mediante las matrices de transformación que se desarrollan a continuación.

$$\begin{bmatrix} fqs \\ fds \\ fos \\ \hline fq'r \\ fd'r \\ fo'r \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} fas \\ fbs \\ fcs \\ \hline fa'r \\ fb'r \\ fc'r \end{bmatrix} \quad (\text{Ec.3.2})$$

$$\begin{bmatrix} fas \\ fbs \\ fcs \\ \hline fa'r \\ fb'r \\ fc'r \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} fqs \\ fds \\ fos \\ \hline fq'r \\ fd'r \\ fo'r \end{bmatrix} \quad (\text{Ec.3.3})$$

Donde:

$$[T] = \frac{2}{3} \left[\begin{array}{ccc|ccc} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) & 0 & 0 & 0 \\ \text{sen } \theta & \text{sen}(\theta - 2\pi/3) & \text{sen}(\theta + 2\pi/3) & 0 & 0 & 0 \\ \hline \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos \beta & \cos(\beta - 2\pi/3) & \cos(\beta + 2\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 & \text{sen } \beta & \text{sen}(\beta - 2\pi/3) & \text{sen}(\beta + 2\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{array} \right] \quad (\text{Ec.3.4})$$

$$[T]^{-1} = \left[\begin{array}{ccc|ccc} \cos \theta & \text{sen } \theta & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \text{sen}(\theta - 2\pi/3) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \text{sen}(\theta + 2\pi/3) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & \cos \beta & \text{sen} \beta & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\beta - 2\pi/3) & \text{sen}(\beta - 2\pi/3) & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\beta + 2\pi/3) & \text{sen}(\beta + 2\pi/3) & 1 \end{array} \right] \quad (\text{Ec.3.5})$$

$$\begin{aligned} \theta &= \int_0^t w \, dt + \theta(0) \\ \theta_r &= \int_0^t w r \, dt + \theta_r(0) \\ \beta &= \theta - \theta_r \end{aligned}$$

f : variable que puede reemplazarse por V, i ó λ .

De las ecuaciones anteriores, se deduce que el eje cero es independiente de la velocidad, absorbe asimetrías, y en el caso de máquinas simétricas en sistemas a tres hilos las variables en ese eje no aparecen.

Tomando en cuenta esta última característica se logra una transformación de un sistema trifásico a un sistema - bifásico, lo cual facilita notablemente la simulación al re querir menor esfuerzo de computación.

Una vez realizada la transformación a los ejes $qd0$, y como w es la velocidad arbitraria se toman en cuenta las siguientes restricciones que simplificará aún más la simulación:

- Se asume la referencia fija en el estator ($w=0$); y,
- Se asume al tiempo $t=0$ que los ejes magnéticos a y q coinciden ($\theta(0)=0$).

Estas restricciones significan reemplazar las condiciones $\theta=0$ y $B = -\theta_r$ en las Ec.3.4 y Ec.3.5., obteniéndose:

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 & | & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & | & 0 & 0 & 0 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & | & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & | & \cos \theta_r & \cos(\theta_r+2\pi/3) & \cos(\theta_r-2\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 & | & -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r+2\pi/3) & -\sin(\theta_r-2\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 & | & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.6})$$

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & | & 0 & 0 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 & | & 0 & 0 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 & | & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & | & \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ 0 & 0 & 0 & | & \cos(\theta_r+2\pi/3) & -\sin(\theta_r+2\pi/3) & 1 \\ 0 & 0 & 0 & | & \cos(\theta_r-2\pi/3) & -\sin(\theta_r-2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.7})$$

Utilizando las matrices de transformación descritas por las Ec. 3.6 y Ec. 3.7, y trabajando en las Ec.3.2 y Ec.3.3, se obtienen las relaciones de transformación del sistema en variables de fase al sistema en variables q_d , y viceversa. Estas relaciones están descritas por las Ec. 3.8 y Ec. 3.9.

$$f_{qs} = f_{as}$$

$$f_{ds} = (f_{cs} - f_{bs}) / \sqrt{3}$$

$$f_{q'r} = f_{a'r} \cos \theta_r + \frac{1}{\sqrt{3}} (f_{c'r} - f_{b'r}) \sin \theta_r$$

$$f_{d'r} = -f_{a'r} \sin \theta_r + \frac{1}{\sqrt{3}} (f_{c'r} - f_{b'r}) \cos \theta_r \quad (\text{Ec.3.8})$$

$$f_{as} = f_{qs}$$

$$\therefore f_{bs} = -(f_{qs} + \sqrt{3} f_{ds}) / 2$$

$$f_{cs} = -(f_{qs} - \sqrt{3} f_{ds}) / 2$$

$$f_{a'r} = f_{q'r} \cos \theta_r + f_{d'r} \sin \theta_r \quad (\text{Ec.3.9})$$

$$f_{b'r} = f_{q'r} \cos(\theta_r + 2\pi/3) - f_{d'r} \sin(\theta_r + 2\pi/3)$$

$$f_{c'r} = f_{q'r} \cos(\theta_r - 2\pi/3) - f_{d'r} \sin(\theta_r - 2\pi/3)$$

3.1.1 Ecuaciones de la máquina

En general, un sistema lineal variante en el tiempo está descrito con variables de estado si se cumplen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} [\dot{X}] &= [A(t)] [X] + [B(t)] [u] \\ [Y] &= [C(t)] [X] + [D(t)] [u] \end{aligned} \quad (\text{Ec.3.10})$$

donde:

[X] es el vector de estado

[u] es el vector de entrada

[Y] es el vector de salida

[A], [B], [C] y [D] son matrices de coeficientes.

A partir de la forma general de las ecuaciones primarias de voltaje de la máquina, se puede introducir la teoría de variables de estado relacionando dicha ecuación con la Ec.3.10. Así, podemos utilizar como variables de estado a la corriente o a las concatenaciones de flujo, para describir la misma ecuación primaria, de la siguiente forma:

- Ecuación primaria:

$$[V] = [R] [i] + [p \lambda] \quad (\text{Ec.3.11})$$

- Concatenaciones de flujo como variables de estado:

$$[p \lambda] = [-RL^{-1}] [\lambda] - [V] \quad (\text{Ec.3.12})$$

- Corrientes como variables de estado:

$$[pi] = [-RL^{-1}] [i] + [L^{-1}][V] \quad (\text{Ec.3.13})$$

Al utilizar las concatenaciones de flujo como variables de estado, se deduce que deben cumplirse las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned}
 [X] &= [\lambda] \\
 [u] &= [V] \\
 [A] &= [-RL^{-1}] && (\text{Ec.3.14}) \\
 [B] &= -[I]
 \end{aligned}$$

En el caso de tomar como variables de estado a las corrientes, las relaciones que resultan son:

$$\begin{aligned}
 [X] &= [i] \\
 [u] &= [V] \\
 [A] &= [-RL^{-1}] && (\text{Ec.3.15}) \\
 [B] &= [L^{-1}]
 \end{aligned}$$

Las concatenaciones de flujo tienen dos ventajas importantes sobre las corrientes, en cuanto a su selección como variables de estado, y son el ahorro de cálculos al no necesitar la matriz B; y, la facilidad con que se puede introducir la saturación; puesto que, es en las concatenaciones de flujo de magnetización donde se refleja directamente la saturación.

Las ecuaciones primarias de la máquina expresadas en variables qd y con el sistema fijo en el estator, corresponden al siguiente grupo de ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 V_{qs} &= r_s i_{qs} + p \lambda_{qs} \\
 V_{ds} &= r_s i_{ds} + p \lambda_{ds} \\
 V_{qr'} &= r_{r'} i_{qr'} + p \lambda_{qr'} - \lambda_{dr'} p \theta_r \quad (\text{Ec.3.16}) \\
 V_{dr'} &= r_{r'} i_{dr'} + p \lambda_{dr'} + \lambda_{qr'} p \theta_r \\
 T_e &= \frac{n p}{2} (\lambda_{qr'} i_{dr'} - \lambda_{dr'} i_{qr'}) \\
 T_e &= J p \omega_r + T_m
 \end{aligned}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 \lambda_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + M (i_{qs} + i_{qr'}) \\
 \lambda_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + M (i_{ds} + i_{dr'}) \\
 \lambda_{qr'} &= L_{lr'} i_{qr'} + M (i_{qs} + i_{qr'}) \quad (\text{Ec.3.17}) \\
 \lambda_{dr'} &= L_{lr'} i_{dr'} + M (i_{ds} + i_{dr'}) \\
 p \theta_r &= \omega_r
 \end{aligned}$$

Siendo: T_m el torque mecánico de carga

n el número de fases

p

P el número de polos

J el momento de inercia de la máquina

3.1.2. Variables expresadas en por unidad:

Para expresar las ecuaciones en por unidad, se toman concatenaciones de flujo por segundo ψ , en lugar de concatenaciones de flujo, las cuales se relacionan mediante la velocidad angular base. Como velocidad angular base se toma aquella con la cual fueron medidos los parámetros de la máquina, esta característica permite a las ecuaciones diferenciales expresarse en función de inductancias y no de reactancias, pudiendo el sistema operar con frecuencia variable sin necesidad de actualizar valores de reactancias.

Seleccionando valores base de potencia, voltaje frecuencia (7), y tomando en cuenta que en valores base se cumpla:

$$\psi_{base} = V_{base} \quad (\text{Ec.3.18})$$

Se obtiene el sistema de ecuaciones diferenciales en por unidad, que permite la modelación de la máquina de inducción.

$$\begin{aligned}
 p \psi_{qs} &= WB \left[V_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right] \\
 p \psi_{ds} &= WB \left[V_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right] \\
 p \psi_{qr'} &= WB \left[V_{qr'} + \frac{w_r}{W_b} \psi_{dr'} + \frac{r_r'}{X_{lr'}} (\psi_{mq} - \psi_{qr'}) \right] \quad (\text{Ec.3.19}) \\
 p \psi_{dr'} &= WB \left[V_{dr'} - \frac{w_r}{WB} \psi_{qr'} + \frac{r_r'}{X_{lr'}} (\psi_{md} - \psi_{dr'}) \right] \\
 p w_r &= \frac{1}{2H} (T_e - T_m) \\
 p \theta_r &= WB w_r
 \end{aligned}$$

Donde : $\psi_{mq} = X_m (i_{qs} + i_{qr}')$

$$\psi_{md} = X_m (i_{ds} + i_{dr}')$$

$$T_e = \psi_{qr}' i_{dr}' - \psi_{dr}' i_{qr}'$$

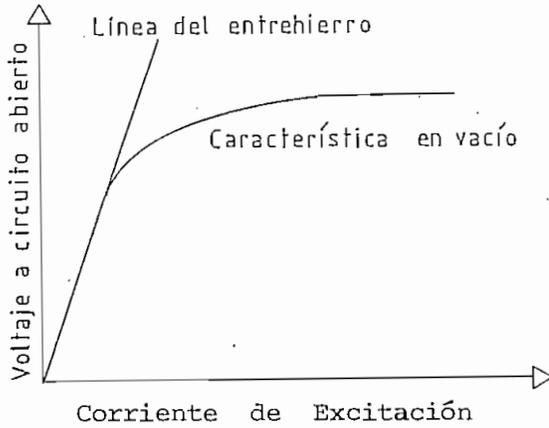
H : es la inercia de máquina expresada en segundos.

A partir de la solución del sistema de ecuaciones diferenciales - y utilizando las relaciones de transformación, se obtienen las variables de salida requeridas.

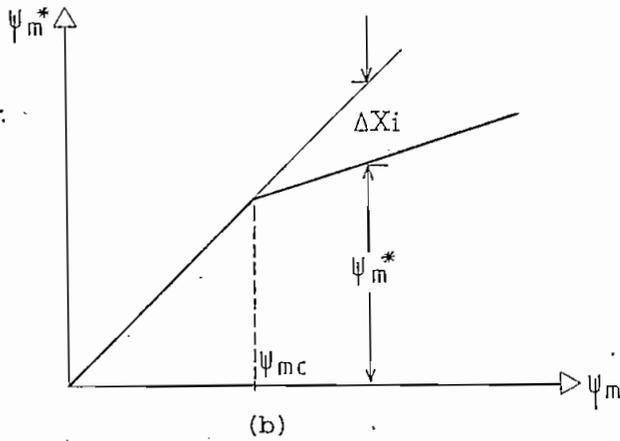
3.1.3. Introducción de la saturación Magnética:

La introducción de la saturación se realiza mediante la - corrección de las concatenaciones de flujo de magnetización, cuando se sobrepasa la parte lineal de curva de vacío.

La Fig. 3.2. ilustra gráficamente la forma como se introduce la saturación.



(a)



(b)

$$\psi_{m^*} = \begin{cases} \psi_m & ; \psi_m < \psi_{mc} \\ \psi_m - \frac{X_{mqd}}{X_m} \Delta X_i & ; \psi_m \geq \psi_{mc} \end{cases}$$

Fig.3.2. (a) Características en vacío y línea del entrehierro

(b) Recta de entrehierro a 45°

La introducción de la saturación transforma las expresiones de los flujos mutuos y serán éstas las que deben tomarse en cuenta en las ecuaciones diferenciales.

$$\psi_{mq}^* = X_{mqd} \left[\frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\psi_{qr'}}{X_{lr'}} \right] - \frac{X_{mqd}}{X_m} \Delta X_i$$

$$\psi_{md}^* = X_{mqd} \left[\frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\psi_{dr'}}{X_{lr'}} \right] - \frac{X_{mqd}}{X_m} \Delta X_i \quad (\text{Ec. 3.20})$$

Donde:

$$X_{mqd} = 1 / (1/X_{ls} + 1/X_m + 1/X_{lr'}) \quad (\text{Ec. 3.21})$$

Un resumen esquemático de todo el proceso de modelación se muestra en la Fig.3.3.

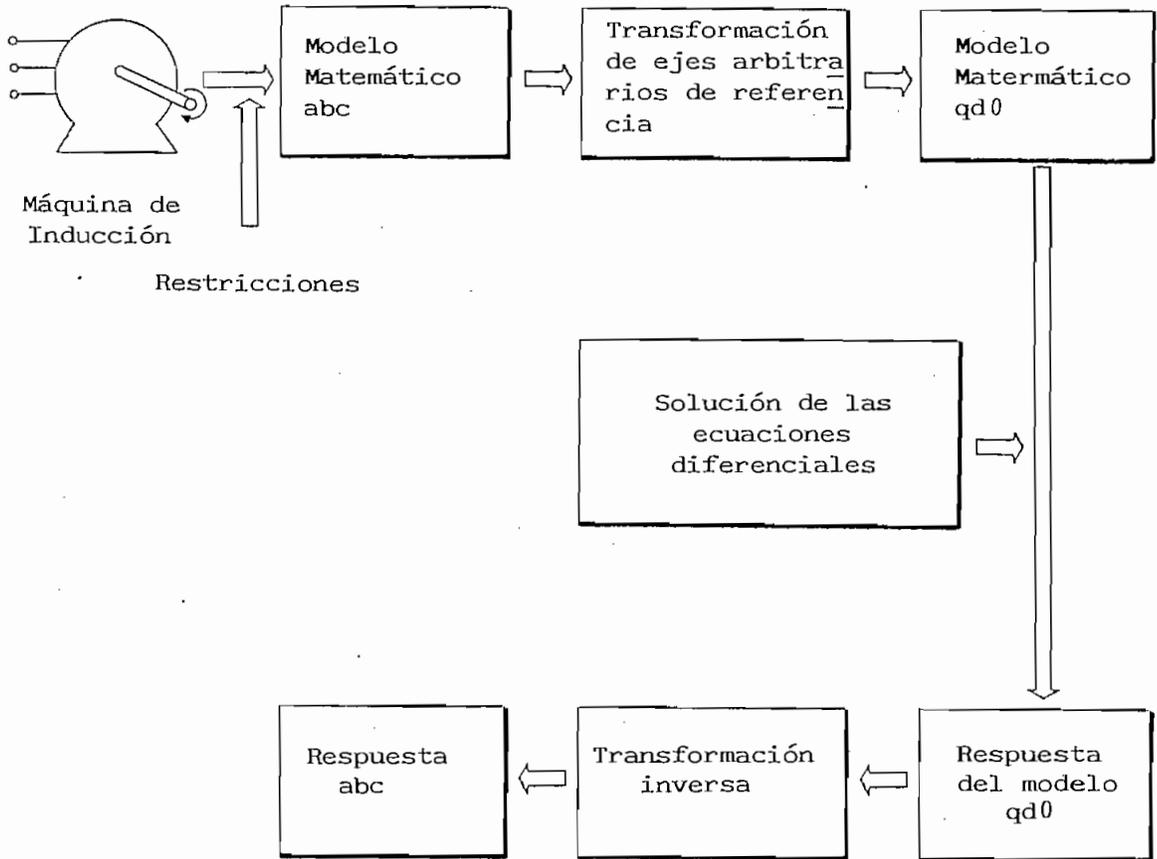


Fig. 3.3 Proceso de modelación de la máquina de inducción

3.2 METODO DE SOLUCION DEL PROGRAMA DIGITAL

El método que se sigue con el objeto de evaluar el comportamiento de la máquina de inducción conectada directamente a la red trifásica de alimentación (7), se resume en el diagrama de flujo mostrado en la Fig. 3.4.

3.2.1 Tipos de perturbaciones:

Además del comportamiento con carga y velocidad constantes (estado estable), existen cinco perturbaciones que pueden elegirse

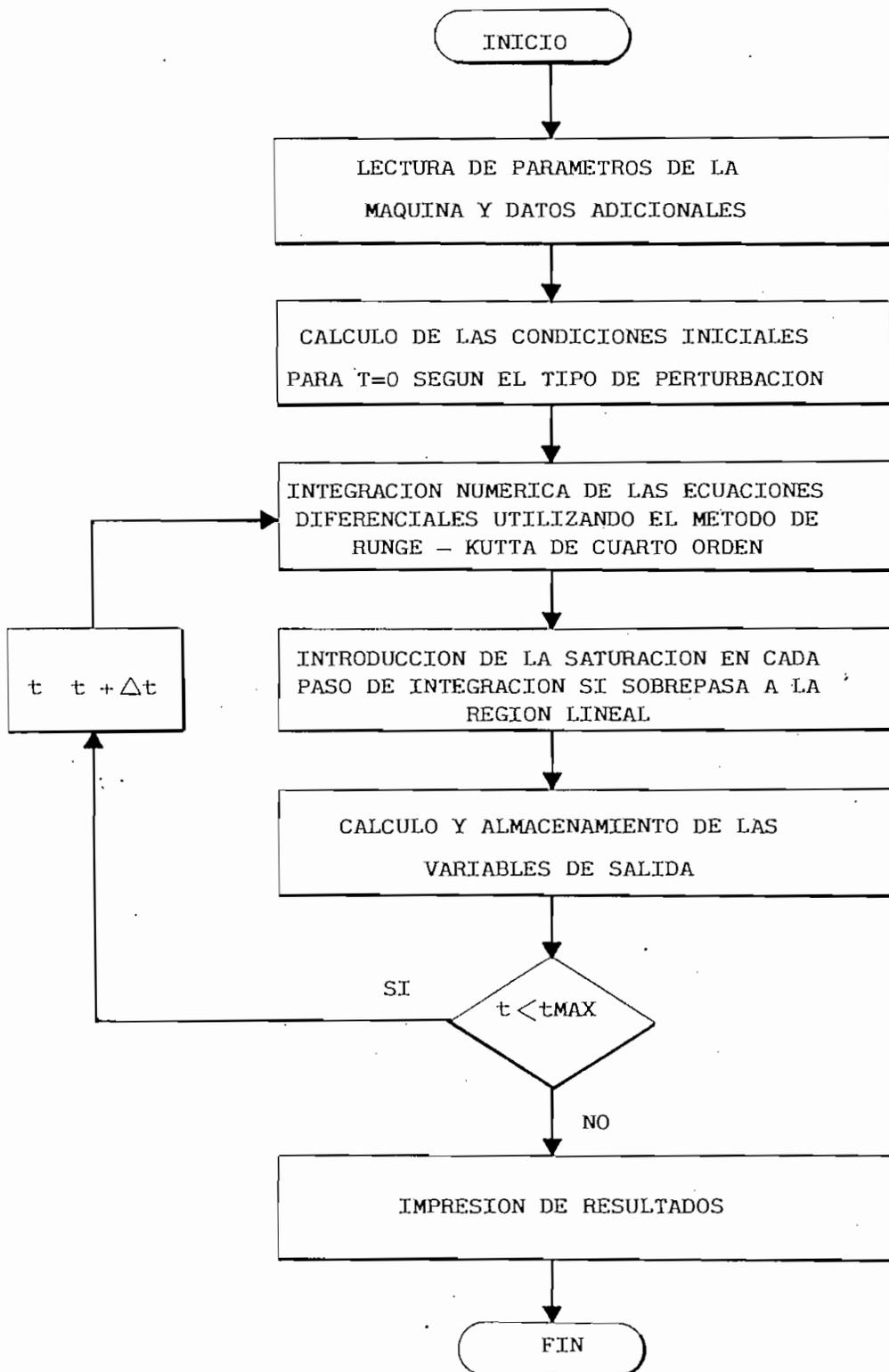


Fig. 3.4 Método de solución del programa digital para el sistema Red trifásica sinusoidal-Máquina de Inducción.

como objeto de estudio, y son las siguientes:

- Arranque
- Variación brusca de carga mecánica
- Variación brusca de voltaje
- Variación brusca de frecuencia (velocidad)
- Variación brusca de voltaje y frecuencia, manteniendo constante la relación V/f

Para simular todas las perturbaciones excepto el arranque, en cuyo caso todas las condiciones iniciales son nulas, se parte del estado estable y luego de un tiempo predeterminado se produce la perturbación correspondiente.

Partir del estado estable significa, realizar en el tiempo inicial un análisis fasorial en el circuito equivalente de la máquina de inducción; y, de acuerdo a los datos introducidos, situarnos en un punto específico de funcionamiento.

3.2.2 Estructura del Programa Digital:

El programa digital consta de un programa principal y tres subprogramas, cuyas funciones fundamentales se detalla a continuación:

El programa principal posee las siguientes etapas:

- Lectura de datos: parámetros de la máquina, valores de voltaje y frecuencia, tipo de perturbación, curva de vacío y factores de escala para los gráficos.
- Cálculo de las condiciones iniciales según la perturbación.
- Transformaciones del sistema en variables de fase al sistema en variables qd , y viceversa.
- Llamada a las subrutinas.
- Evaluación de los incrementos diferenciales.
- Almacenamiento de las variables de salida.

La función RUNGE realiza el proceso iterativo de integración numérica para todas las ecuaciones diferenciales, de acuerdo al método de Runge-Kutta de cuarto orden (9).

La subrutina SATURA introduce la corrección de las concatenaciones de flujo de magnetización si ha sobrepasado la región lineal, en cada subpaso de integración.

La subrutina GRAFO realiza la impresión en forma gráfica de las variables de salida, almacenadas en vectores por el programa principal.

3.3 APLICACIONES DEL PROGRAMA EN REGIMEN SINUSOIDAL

Con el objeto de verificar el correcto funcionamiento del programa en régimen sinusoidal y para que sirva como referencia en la simulación del sistema Cicloconvertor-Máquina de Inducción, se presentan resultados para las seis opciones de estudio, de acuerdo a los datos mostrados en la Tabla I. Los parámetros de la máquina de inducción utilizada se describen en el Apéndice A.

TABLA I

DATOS DE PROGRAMAS CORRIDOS PARA EL ANALISIS DE LA MAQUINA
DE INDUCCION EN REGIMEN SINUSOIDAL

No. de GRAFICO	TIPO DE PERTURBACION	VM1 (p.u.)	FC1 (Hz)	VM2 (p.u.)	FC2 (Hz)
G-01	1	1.	60.	-	-
G-02	2	1.	60.	-	-
G-03	1	0.25	15.	-	-
G-04	2	0.25	15.	-	-
G-05	3	0.25	15.	-	-
G-06	4	0.333	20.	0.166	10.
G-07	4	0.166	10.	0.25	15.
G-08	4	0.333	20.	0.4	20.
G-09	4	0.333	20.	0.333	22.

El número de tipo de perturbación se rige por el siguiente código:

- (1) Estado estable
- (2) Arranque
- (3) Variación brusca de carga mecánica
- (4) Variación brusca de voltaje y/o frecuencia

VM1 y FC1 son el voltaje y frecuencia aplicados antes de la perturbación, mientras que VM2 y FC2 corresponden a los valores de voltaje y frecuencia después de la perturbación.

CAPITULO IV

SIMULACION DEL CICLOCONVERSIONOR

El cicloconversor es un conversor estático AC/AC de frecuencia, sin enlace DC, cuya salida de baja frecuencia puede fabricarse seleccionando una adecuada técnica de modulación. En la sección 2.3 se realizó la discusión y selección del método de modulación más conveniente: Modulación del cruce de la onda coseno (4).

Este método de modulación se aplica a cicloconvertidores de tres y seis pulsos, en el modo de conducción sin corriente circulante. La veracidad de la simulación se prueba con resultados obtenidos con el sistema Cicloconversor-Carga R-L.

4.1 RESTRICCIONES A TOMARSE EN CUENTA

El método de modulación seleccionado para obtener la forma de onda de salida del cicloconversor, requiere las siguientes consideraciones:

- a) Las impedancias de fuente son despreciables.

- b) Los tiristores son ideales, con una acción de conmutación muy rápida. Se desprecia la caída de tensión a través de los tiristores, y los tiempos de encendido y apagado son despreciables.
- c) El tiempo de transferencia de un tiristor a otro, en el mismo grupo o entre los dos grupos, es despreciable.
- d) El cicloconvertor opera en el modo de conducción sin corriente circulante; y, se asume conducción continua.

4.2 EXPRESIONES GENERALIZADAS DE VOLTAJE

Los dos tipos de cicloconvertores son alimentados por una red trifásica, tal como se muestra en la Fig. 4.1, cuyo esquema muestra el circuito de potencia por fase.

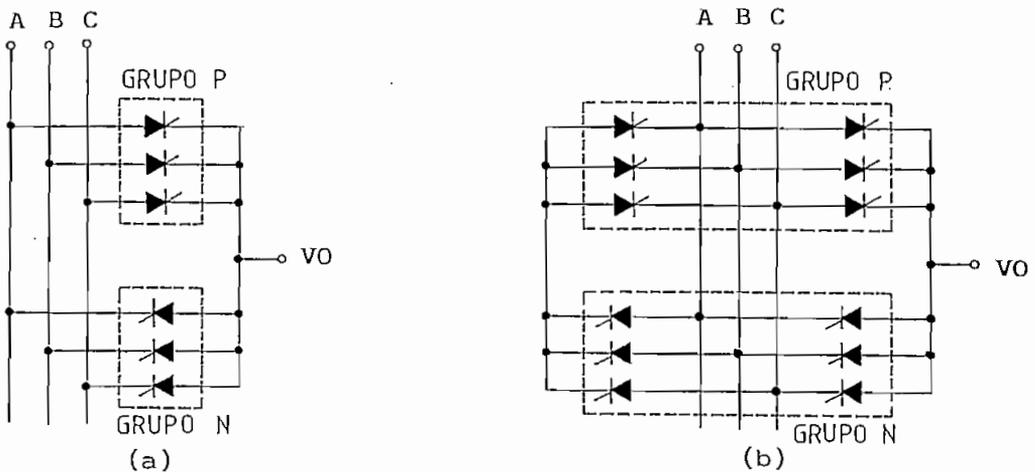


Fig. 4.1 Circuito de potencia por fase de cicloconvertores trifásicos:

- (a) Tres pulsos
(b) Seis pulsos

El sistema de alimentación, define los voltajes de fuente V_a , V_b y V_c de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} V_a &= V \operatorname{sen} \omega_s t \\ V_b &= V \operatorname{sen} (\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_c &= V \operatorname{sen} (\omega_s t - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{Ec.4.1})$$

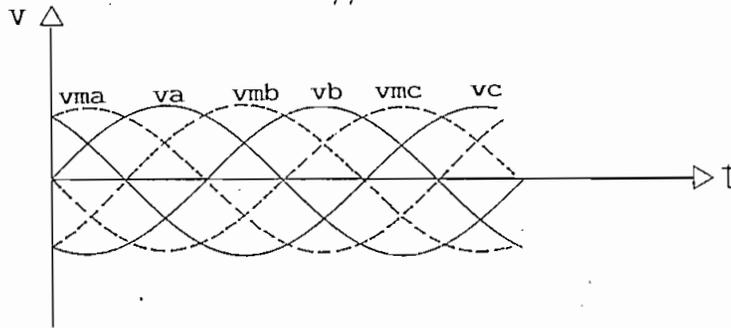
siendo ω_s la velocidad angular del sistema de alimentación, expresada en radianes/segundo.

Las expresiones dadas por Ec. 4.1 pueden expresarse en forma generalizada como:

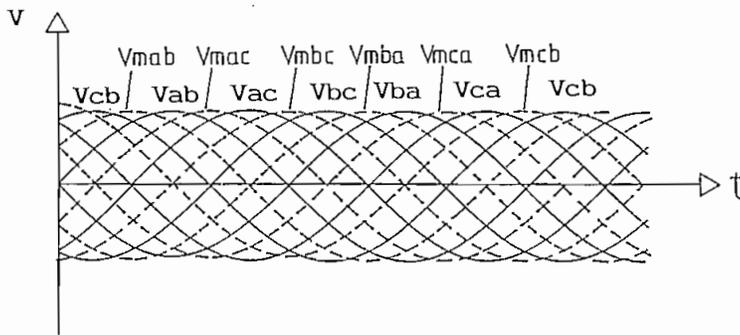
$$V_s = V \operatorname{sen} [\omega_s t - (N-1) 2\pi/3] \quad (\text{Ec.4.2})$$

donde N es el número de fase que toma valores 1,2 y 3 para las fases A, B y C respectivamente.

Las formas de onda necesarias para describir el método de modulación se dibujan en la Fig. 4.2, donde los voltajes moduladores tienen un adelanto de fase respecto a los voltajes de fuente. Para el caso de cicloconvertidores de tres pulsos, este adelanto corresponde a 60° (eléctricos); y, para el cicloconvertidor de seis pulsos vale 30° (eléctricos).



(a)



(b)

Fig. 4.2 Formas de onda de voltajes de alimentación y de voltajes moduladores.

(a) Cicloconvertor de tres pulsos (media onda)

(b) Cicloconvertor de seis pulsos (onda completa).

De la Fig. 4.2 se pueden deducir las expresiones de voltaje de alimentación y de modulación en la siguiente forma:

- Tres pulsos:

$$V_a = V \operatorname{sen} \omega_s t$$

$$V_b = V \operatorname{sen} (\omega_s t - 2\pi/3) \quad (\text{Ec.4.3})$$

$$V_c = V \text{ sen } (\omega_s t - 4\pi/3)$$

$$\text{Generalizando: } V_s = V \text{ sen } (\omega_s t - (N-1)2\pi/3) \quad (\text{Ec. 4.4})$$

$$V_{ma} = k V \text{ sen } (\omega_s t + \pi/3) = -k V_b$$

$$V_{mb} = k V \text{ sen } (\omega_s t - \pi/3) = -k V_c \quad (\text{Ec. 4.5})$$

$$V_{mc} = k V \text{ sen } (\omega_s t - \pi) = -k V_a$$

$$\text{Generalizando: } V_m = -k V \text{ sen } (\omega_s t - (N-2) 2\pi/3) \quad (\text{Ec. 4.6})$$

- Seis pulsos:

$$V_{ab} = V \text{ sen } \omega_s t$$

$$V_{ac} = V \text{ sen } (\omega_s t - \pi/3)$$

$$V_{bc} = V \text{ sen } (\omega_s t - 2\pi/3)$$

$$V_{ba} = V \text{ sen } (\omega_s t - \pi) \quad (\text{Ec. 4.7})$$

$$V_{ca} = V \text{ sen } (\omega_s t - 4\pi/3)$$

$$V_{cb} = V \text{ sen } (\omega_s t - 5\pi/3)$$

$$\text{Generalizando: } V_s = V \text{ sen } (\omega_s t - (N-1)\pi/3) \quad (\text{Ec. 4.8})$$

$$V_{mab} = k V \text{ sen } (\omega_s t + \pi/6)$$

$$V_{mac} = k V \text{ sen } (\omega_s t - \pi/6)$$

$$V_{mbc} = k V \text{ sen } (\omega_s t - \pi/2)$$

$$V_{mba} = k V \text{ sen } (\omega_s t - 5\pi/6) \quad (\text{Ec. 4.9})$$

$$V_{mca} = k V \text{ sen } (\omega_s t - 7\pi/6)$$

$$V_{mcb} = k V \text{ sen } (\omega_s t - 3\pi/2)$$

$$\text{Generalizando: } V_m = k V \text{ sen } (\omega_s t - (2N-1)\pi/6) \quad (\text{Ec.4.10})$$

Con el fin de obtener expresiones únicas para voltajes de alimentación y de modulación, comunes a los dos tipos de cicloconvertidores, se relacionan Ec. 4.4 con Ec.4.8 y Ec. 4.6 con

Ec. 4.10, llegando a:

$$V_s(t,N) = V \text{ sen } (\omega_s t - (N-1) k_1 \pi/3) \quad (\text{Ec.4.11})$$

$$V_m(t,N) = k_2 k V \text{ sen } (\omega_s t - (2N-k_3) \pi/k_4) \quad (\text{Ec.4.12})$$

donde:

- Para el cicloconvertor de tres pulsos:

k_1	=	2
k_2	=	-1
k_3	=	4
k_4	=	3

- Para el cicloconvertor de seis pulsos:

k_1	=	1
k_2	=	1
k_3	=	1
k_4	=	6

Por conveniencia, el factor de amplitud k se ha tomado como la unidad en la Fig. 4.2. Sin embargo, en un circuito práctico k podría tener un valor adecuado dependiendo del circuito de control.

Asumiendo que el voltaje de alimentación con $N=1$ está en fase con el voltaje de salida V_{0a} ; es decir, los valores cero coinciden y se incrementan en la dirección positiva, los voltajes del sistema trifásico de salida se generalizan en la siguiente expresión:

$$V_0(t, M) = E_0 \sin(\omega_0 t - (M-1)2\pi/3) \quad (\text{Ec. 4.13})$$

donde:

- E_0 es el valor pico de voltaje requerido a la salida
- ω_0 es la velocidad angular de salida, definida por $\omega_0 = 2\pi f_0$, siendo f_0 la baja frecuencia de salida.
- M es el número de fase del sistema trifásico fabricado a la salida del cicloconvertor.

4.3 FABRICACION DEL VOLTAGE DE SALIDA DEL CICLOCONVERSION

Para evitar complicar la presentación del análisis de la fabricación del voltaje en cicloconvertores, se estudia uno de tres pulsos; sin embargo, el mismo criterio es válido para cicloconvertores de seis pulsos.

Existen dos métodos para la obtención digital de la forma de onda del voltaje de salida del cicloconvertor, en ambos casos se utiliza la modulación del cruce de la onda coseno. El método I es simple y necesita menor capacidad de memoria del computador, mientras que el método II requiere algo más de memoria pero es más rápido y conveniente cuando la forma de onda del cicloconvertor se necesita repetidamente como en el caso del sistema Cicloconvertor-Máquina de Inducción.

4.3.1 Método I: Método Directo

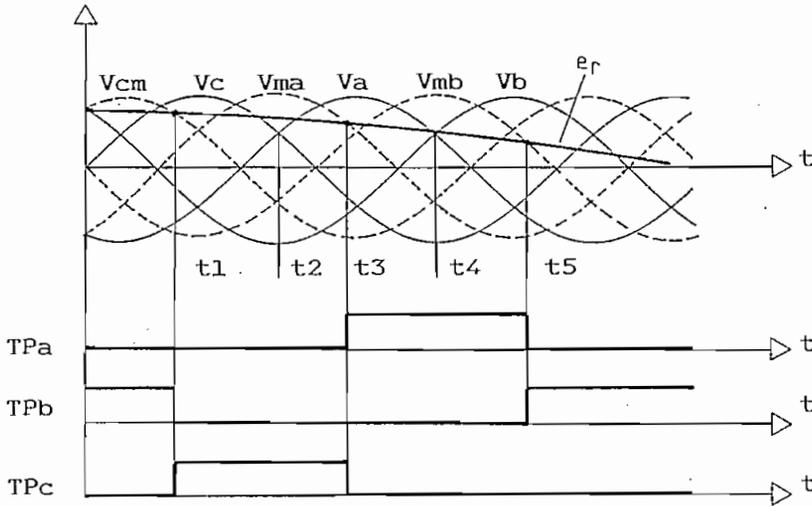


Fig. 4.3 Formas de onda y disparo del Grupo P de tiristores en el cicloconvertor de tres pulsos.

La Fig. 4.3 muestra una parte de las formas de onda de voltaje y disparo de los tiristores del Grupo P, cuyo esquema consta en la Fig. 4.1 a. Un estudio de estas formas de onda muestra que el tiristor TPc conduce entre t_1 y t_3 y TPa conduce entre t_3 y t_5 cuando las señales de disparo son las indicadas. Ahora, considerando el período cuando V_a es mayor que V_b y V_c (t_2 a t_4), sólo TPa o TPc pueden conducir. Con V_a mayor que V_b y V_c , Tpa conduce si $i_r > V_{ma}$; y Tpc conduce si $i_r < V_{ma}$, de acuerdo al método de modulación de la onda coseno (4). Similares argumentos pueden extenderse a los casos cuando V_b o V_c sean más positivos.

Para el Grupo N de tiristores, el mismo procedimiento debe utilizarse para determinar la lógica de conducción de

los tiristores, debiendo tomarse en cuenta la polaridad. Por ejemplo, si V_a es más negativo que V_d y V_c y si $e_r < V_{ma}$, T_{Na} conduce; y si $e_r > V_{ma}$, T_{nc} conduce.

En la Fig. 4.4 consta el diagrama de flujo para la fabricación de la onda de salida utilizando este método.

4.3.2 Método II: Método de los Puntos de Cruce:

Con este método, todos los posibles puntos de cruce ($tp_1, tp_2, \dots, tn_1, tn_2, \dots$) señalados en la Fig. 4.5, son determinados independientemente para los grupos P y N de tiristores, en lugar de encontrar los valores instantáneos como en el Método I. Los puntos de cruce se repiten a intervalos regulares de tiempo, cuando la relación de frecuencias de salida y de alimentación (f_o/f_s) es una relación de enteros.

Entre dos puntos de cruce, un tiristor determinado puede conducir conectado a una fase particular. El número de fase correspondiente es determinado y almacenado con los tiempos de los puntos de cruce. Así, en el intervalo $tp_{(k-1)}$ a $tp_{(k)}$, el número de fase $N_p(k)$ se toma como 1 si TP_a está conduciendo, 2 si TP_b conduce y 3 si TP_c conduce. Similarmente $N_n(k)$ toma el número de fase que corresponda al Grupo N.

Un estudio de las formas de onda de la Fig. 4.5 revela que, excepto entre el origen y el primer punto de cruce, la

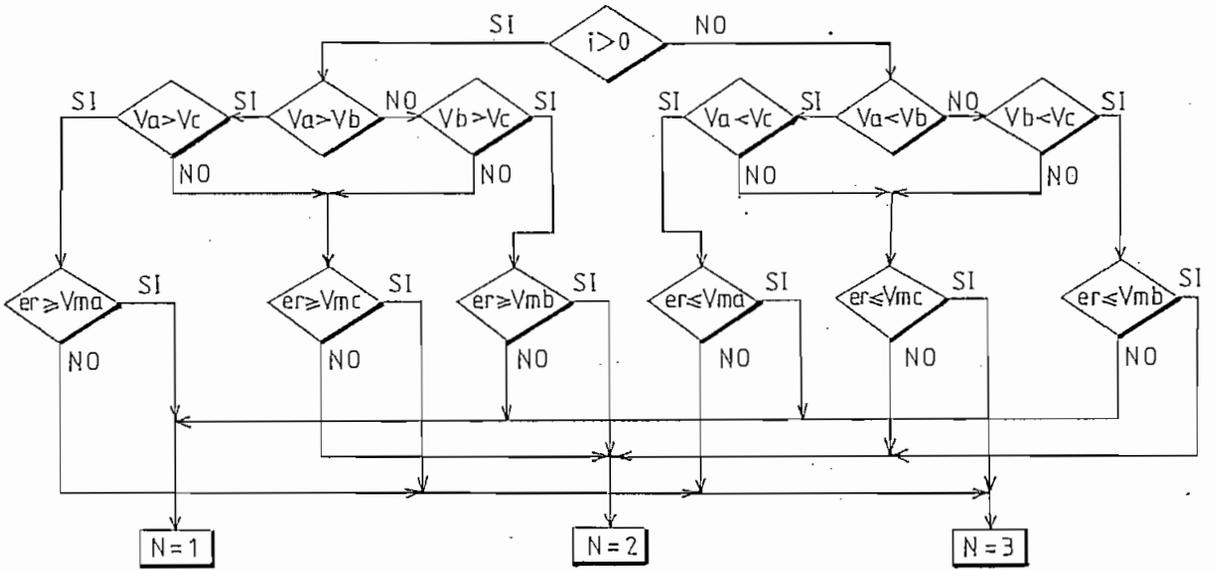
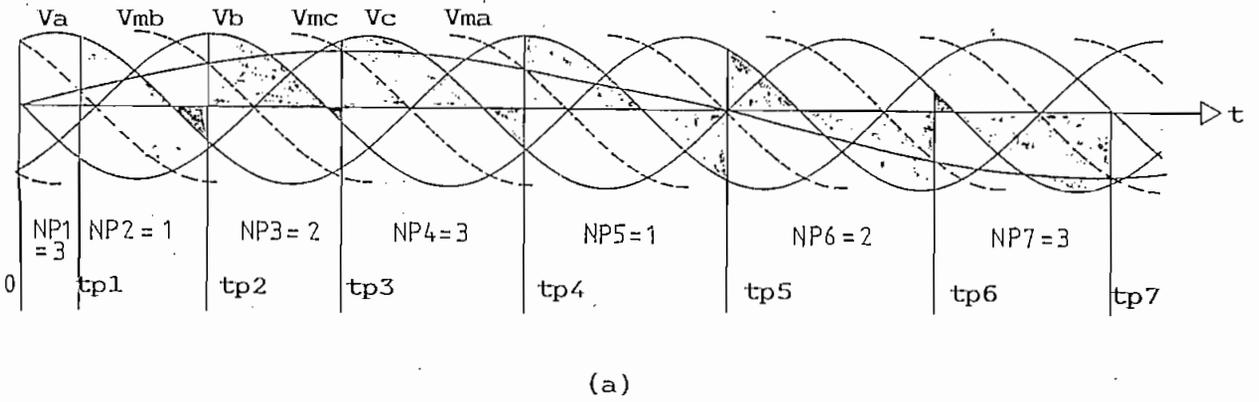
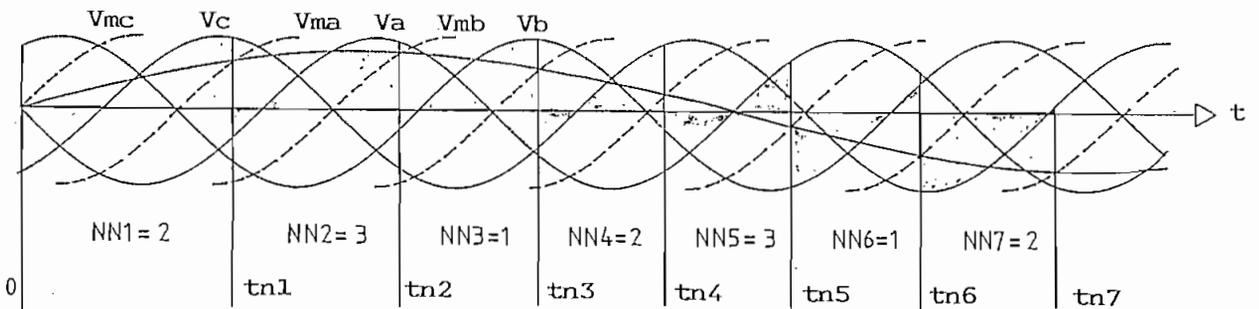


Fig. 4.4 Diagrama de flujo para la fabricación de la onda del voltaje de salida según el Método I.



(a)



(b)

Fig. 4.5 Puntos de cruce y números de fase

(a) Grupo P

(b) Grupo N

diferencia de tiempo entre dos puntos sucesivos de cruce es aproximadamente igual a 120° (eléctricos) de voltaje de alimentación para el cicloconvertor de tres pulsos. Un modelo similar es evidente para el cicloconvertor de seis pulsos, pero con una diferencia de 60° (eléctricos).

Esta característica es convenientemente utilizada con el fin de agilizar el cálculo de los puntos de cruce y los números de fase, tal como se indica en el diagrama de flujo de la Fig. 4.6.

Primero se determina el número de fase N del tiristor en conducción al tiempo $t=0$, utilizando el método I. Luego, $TP(1)$ se toma aproximadamente como $t120^\circ$ ($t60^\circ$ para el cicloconvertor de seis pulsos), el valor exacto de $TP(1)$ se obtiene comparando e_r y e_m de la siguiente fase en la vecindad de $t120^\circ$, y decide por el cambio de signo de $(e_r - e_m)$ sobre un pequeño intervalo. Una vez obtenido $TP(1)$, $TP(2)$ se considera aproximadamente igual a $TP(1) + t120^\circ$. El punto exacto de cruce se determina como en el caso de $TP(1)$.

Este proceso se repite hasta obtener todos los puntos de cruce. Con poca modificación, un procedimiento similar se adopta para el Grupo N de tiristores.

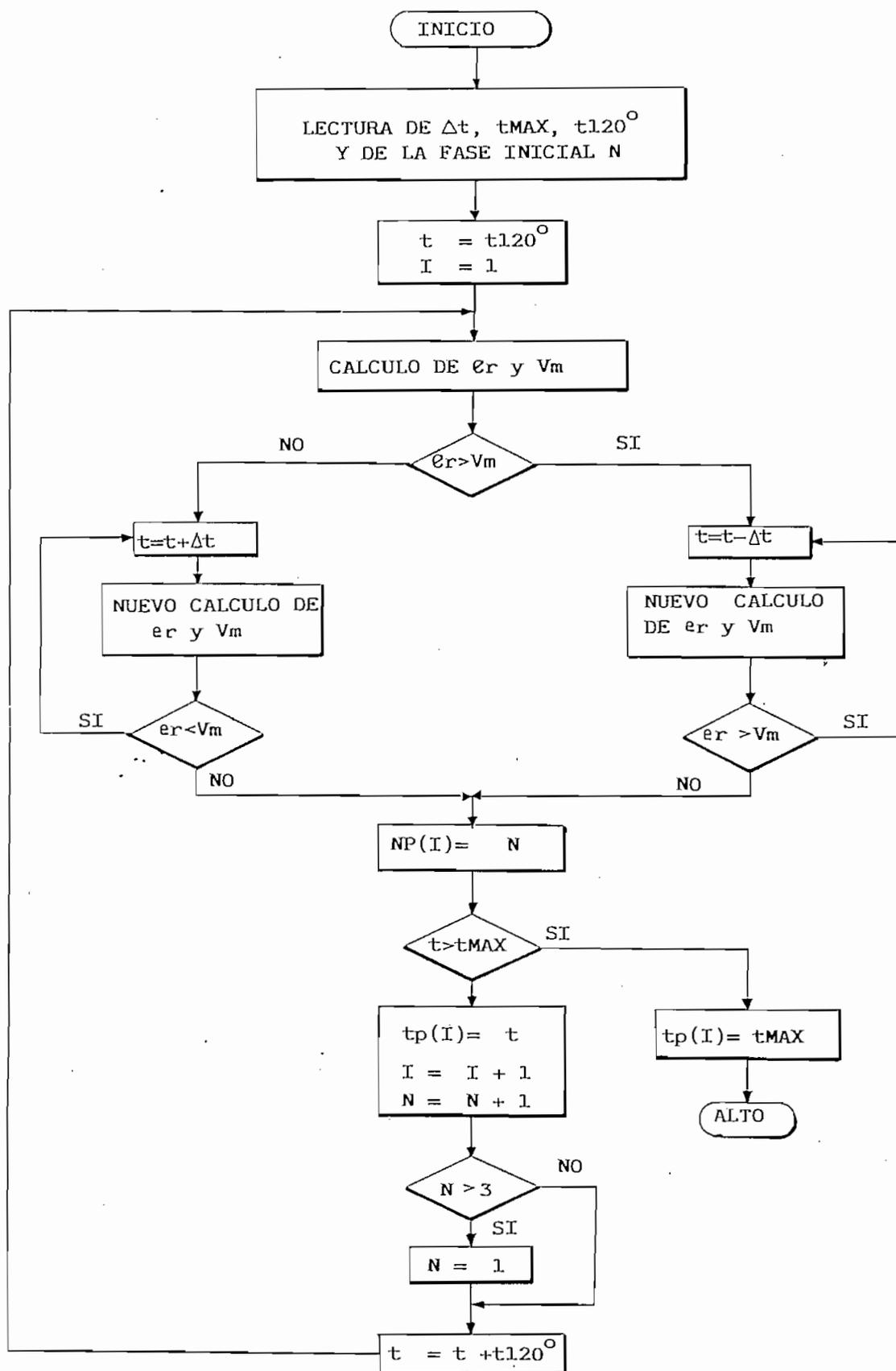


Fig. 4.6 Diagrama de flujo para determinar los puntos de cruce y los números de fase según el Método II.

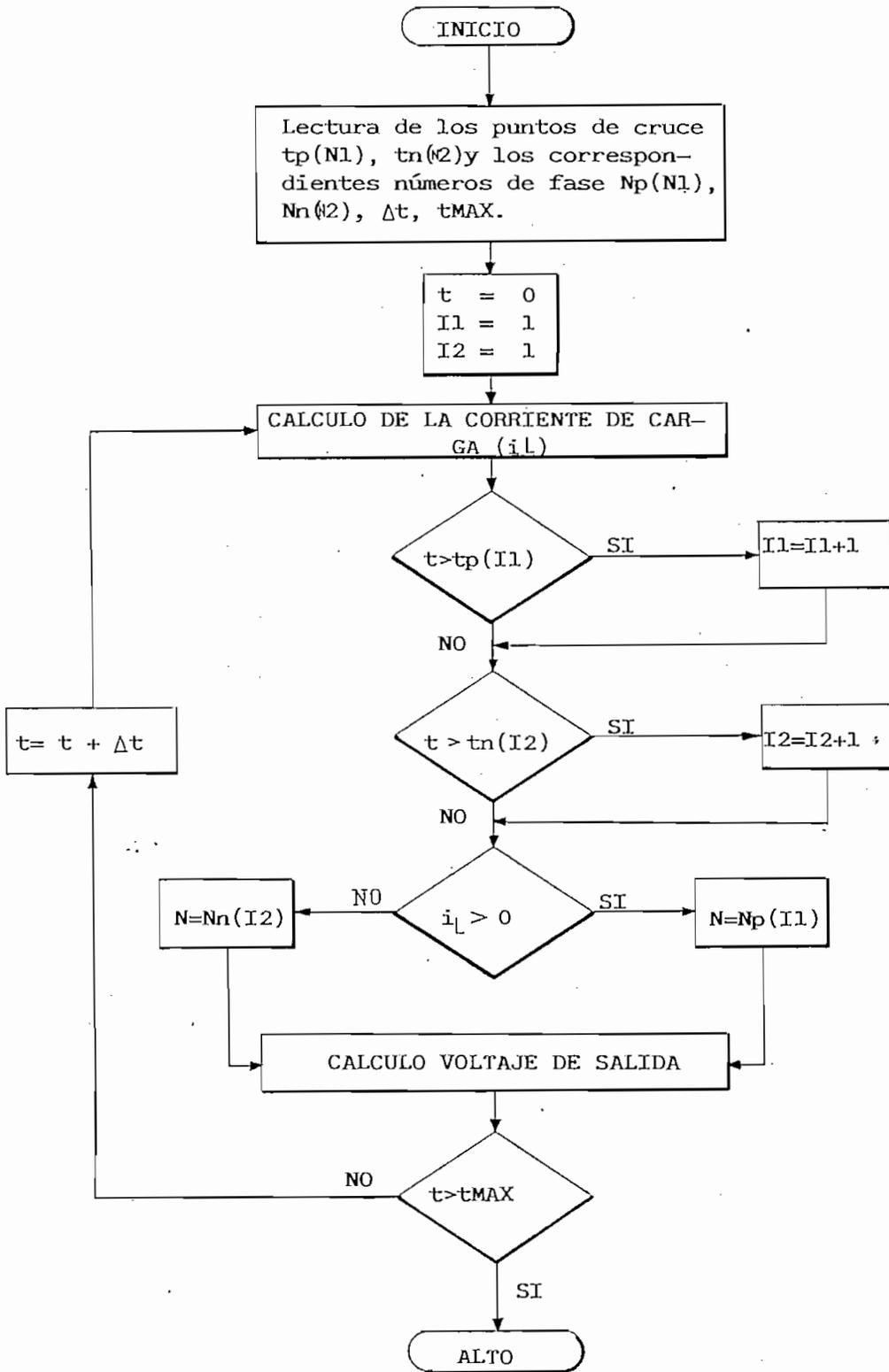


Fig. 4.7

Diagrama de flujo para la fabricación del voltaje de salida en el sistema Cicloconvertor-Carga R-L.

4.4 APLICACIONES DEL PROGRAMA: EL CICLOCONVERSOR CON CARGA RESISTIVA - INDUCTIVA

El sistema Cicloconversor-Carga R-L, permite verificar el modelo propuesto para cicloconvertidores de tres y seis pulsos, utilizando el Método II .

La ecuación diferencial del voltaje a través de la carga R-L está dada por la Ec. 4.14.

$$V_0 = R i + L \frac{di}{dt} \quad (\text{Ec.4.14})$$

Esta ecuación se resuelve para la corriente, utilizando el método de integración numérica de Runge-Kutta de cuarto orden (9). El método de solución se basa en el diagrama de flujo de la Fig. 4.7.

Como el sistema es trifásico, al tiempo $t=0$ las corrientes en las tres fases son nulas; y, el proceso de integración continúa mientras el voltaje va imponiendo su frecuencia, hasta llegar al estado estable.

4.4.1 Estructura del Programa Digital:

La simulación del sistema Cicloconversor-Carga R-L, consta de un programa principal y dos subrutinas.

El programa principal se encarga de la lectura de datos, llamada a las subrutinas, solución de la ecuación diferencial, cálculo e impresión de los voltajes de salida del cicloconvertor en vacío.

La subrutina TDYNF calcula los tiempos de disparo y los números de fase, para el tiempo de estudio predeterminado. Utiliza el método de modulación de la onda coseno.

La subrutina FIG realiza los gráficos de voltaje y corriente en las tres fases de salida del cicloconvertor de tres pulsos (media onda) o de seis pulsos (onda completa).

4.4.2 Verificación del método de modulación utilizado:

Con el objeto de mostrar la exactitud del método de modulación del cruce de la onda coseno, se realiza un estudio analítico del método que consiste en obtener gráficamente la forma de onda del voltaje del cicloconvertor, para cuatro condiciones diferentes. Esas mismas condiciones son simuladas por el programa digital, obteniéndose resultados totalmente compatibles con los analíticos, tal como se muestra en los resultados que se muestran a continuación.

Resultado analítico

Resultado del computador

Fig. 4.8
Fig. 4.9
Fig. 4.10
Fig. 4.11

G - 10
G - 11
G - 12
G - 13

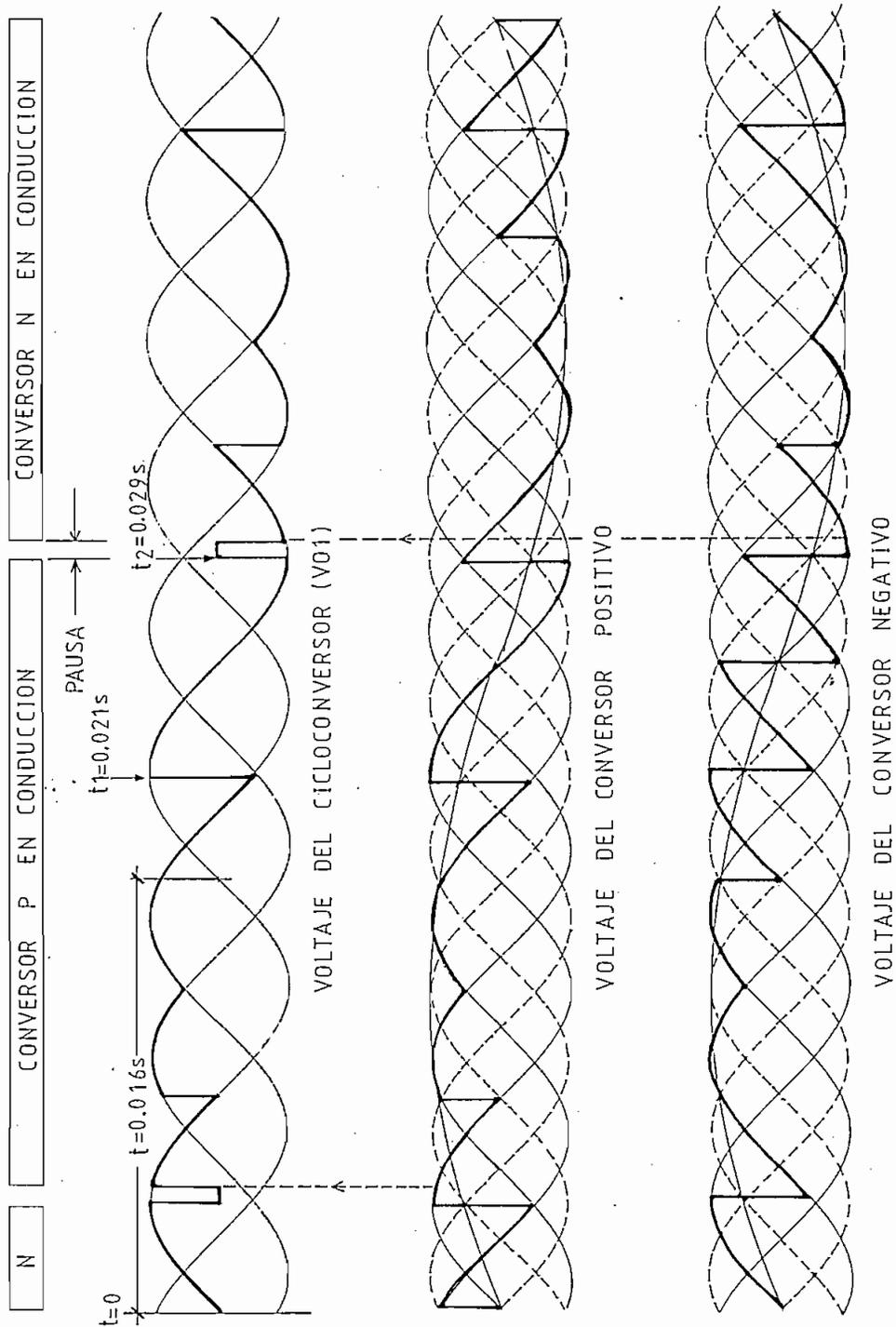


Fig. 4.8 Resultado analítico de la forma de onda del voltaje del cicloconversor de tres pulsos, $V_o/V_i=1$, $f_o/f_i=1/3$, $\theta=30^\circ$.

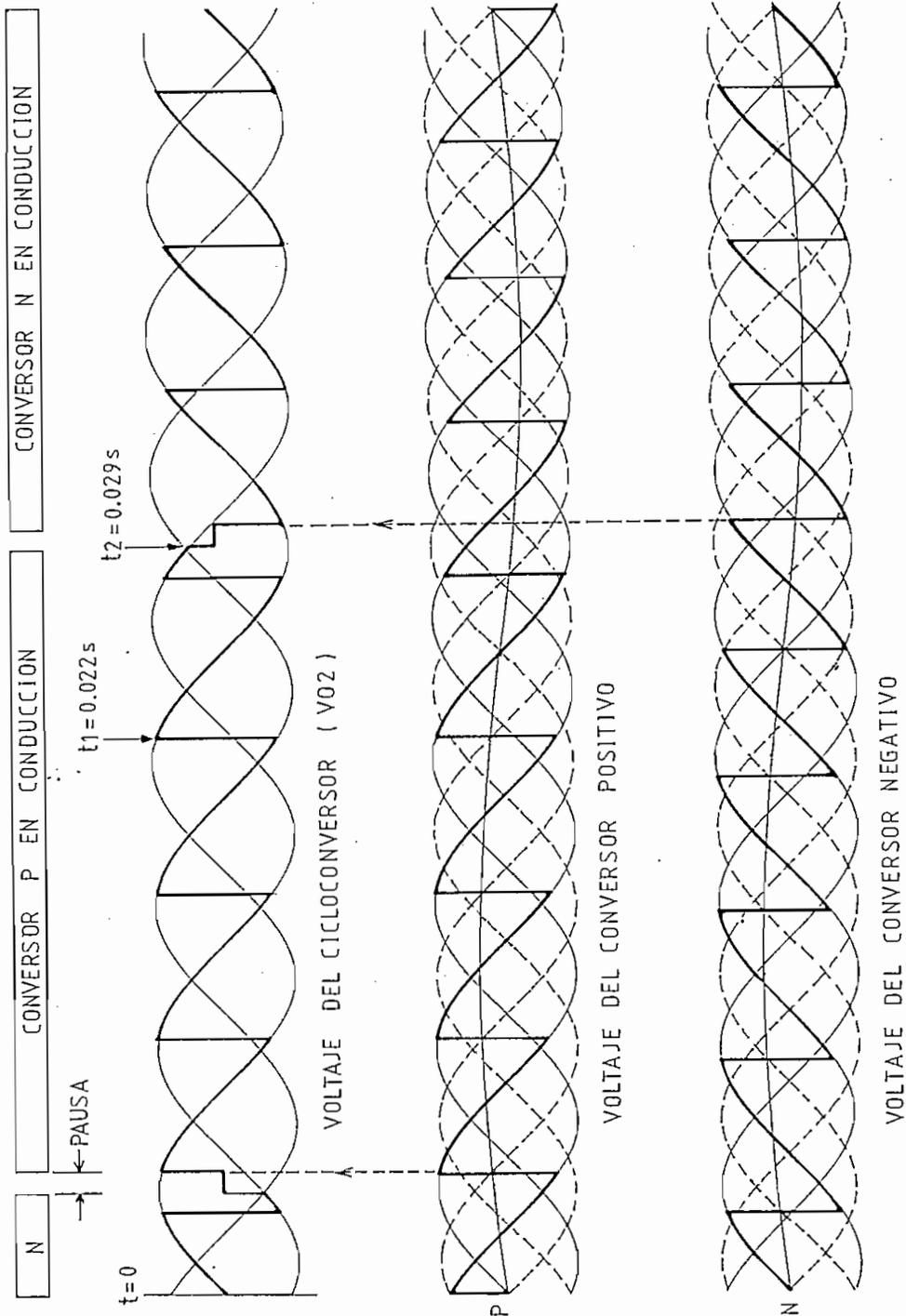


Fig. 4.9 Resultado analítico de la forma de onda del voltaje del cicloconversor de tres pulsos, $V_o/V_i=1/3$, $f_o/f_i=1/3$, $\phi=30^\circ$.

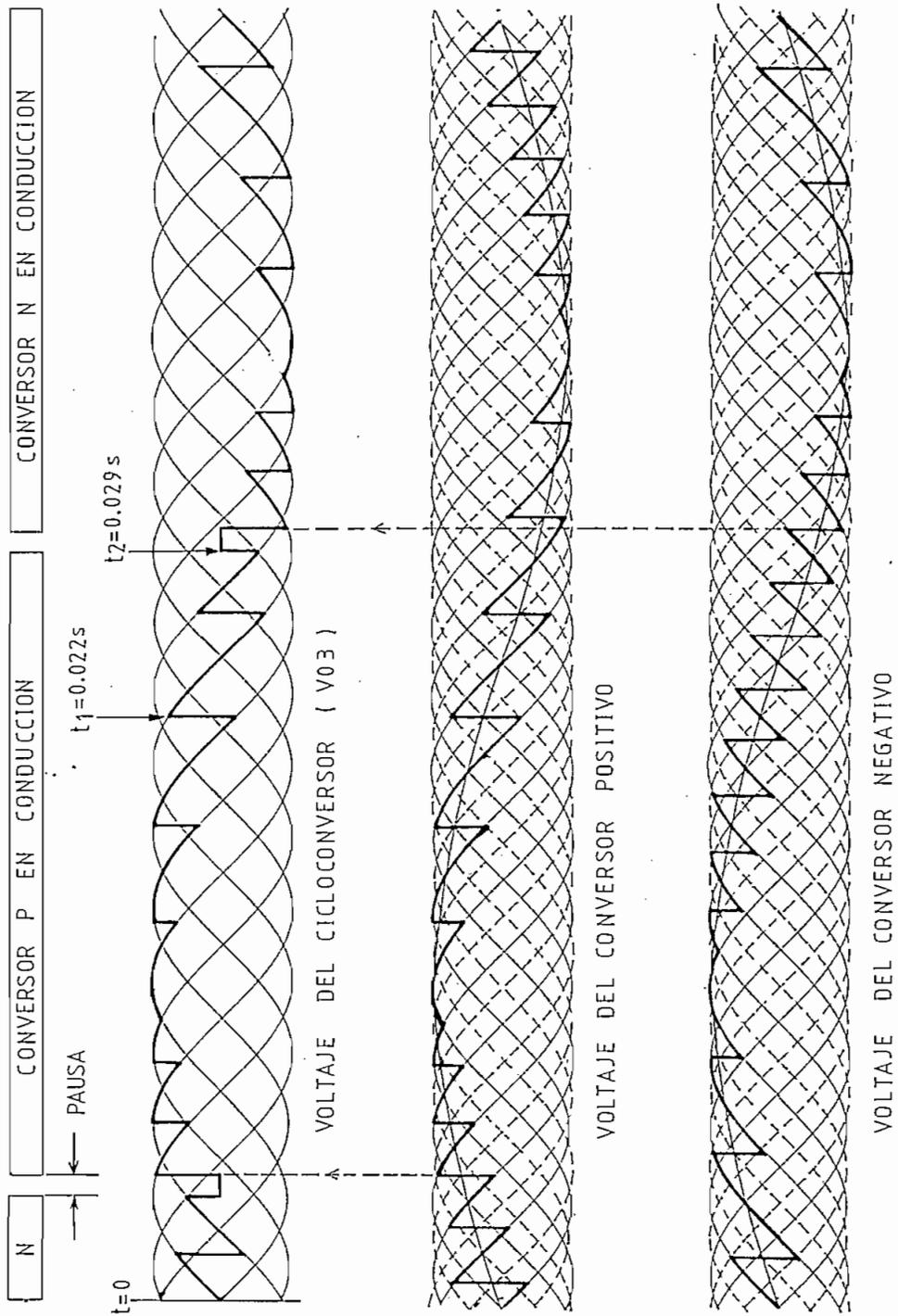


Fig. 4.10 Resultado analítico de la forma de onda del voltaje del cicloconversor de seis pulsos, $V_o/V_i=1$, $f_o/f_i=1/3$, $\phi=30^\circ$.

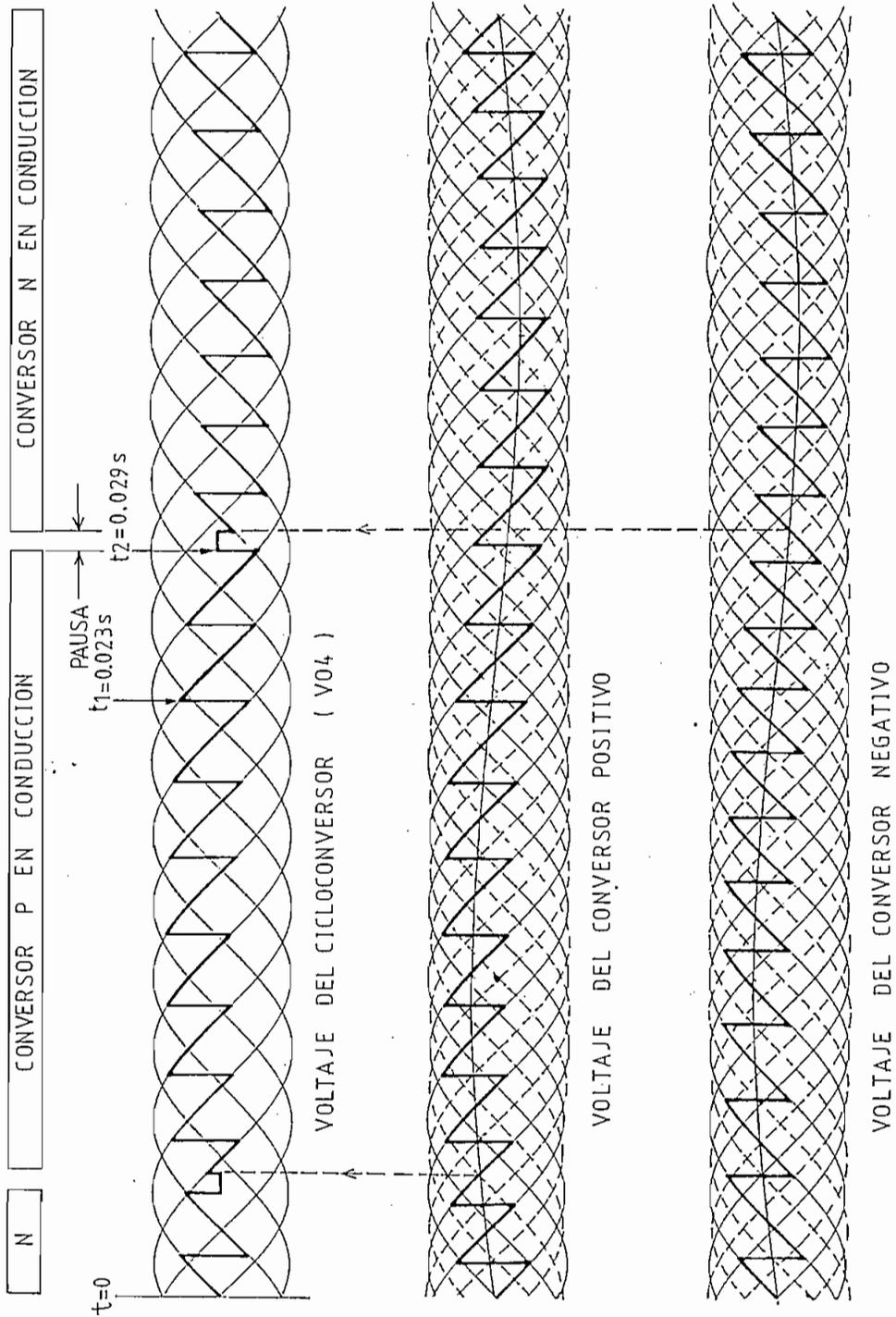


Fig. 4.11 Resultado analítico de la forma de onda del voltaje del cicloconvertor de seis pulsos, $V_o/V_i=1/3$, $f_o/f_i=1/3$, $\phi=30^\circ$.

4.4.3 Tabulación de resultados:

Debido a las restricciones impuestas a la carga, con el objeto de evitar discontinuidades de los tiristores, no es posible analizar todo el rango de variación del ángulo de fase (ϕ) en la carga; sin embargo, en la tabla II se indican los datos introducidos, tratando de abarcar el mayor rango posible de valores de alimentación y carga.

TABLA II

DATOS DE PROGRAMAS CORRIDOS PARA EL ANALISIS DEL SISTEMA
CICLOCONVERSION-CARGA R-L

No. DE GRAFICO	V_i (v)	f_i (Hz)	NF	V_o (v)	f_o (Hz)	R (ohm)	L (henrios)
G-10	480	60	3	480	20	1	0.004625
G-11	480	60	3	160	20	1	0.004625
G-12	480	60	6	480	20	1	0.004625
G-13	480	60	6	160	20	1	0.004625
G-14	480	60	3	230	9	1	0.0015
G-15	480	60	6	230	9	1	0.0015
G-16	480	60	3	230	9	1	0.0177
G-17	480	60	6	230	9	1	0.0177
G-18	220	60	3	150	16.66	1	0.0045
G-19	220	60	6	150	16.66	1	0.0045

Donde:

V_i es el voltaje de alimentación
 f_i es la frecuencia del sistema de alimentación
 NF es el número de pulsos del cicloconvertor (3 ó 6)
 V_o es el voltaje requerido a la salida del cicloconvertor
 f_o es la frecuencia de salida del cicloconvertor
 R es la resistencia de carga
 L es la inductancia de carga.

Con el objeto de comparar las formas de onda analíticas con las obtenidas mediante el computador, se toman como referencias dos instantes arbitrarios de tiempo, el tiempo de conmutación t_1 y el inicio de la primera pausa t_2 .

Para V_{01} se obtienen:

t_1 (analítico) = 0.021S	t_1 (computador) = 0.0205S
t_2 (analítico) = 0.029S	t_2 (computador) = 0.0285S

Como se observa, el ajuste es tal que permite verificar el adecuado funcionamiento del método utilizado.

Un resultado similar ocurre con las otras formas de onda sujetas a compararse.

CAPITULO V
COMPORTAMIENTO DE LA MAQUINA DE INDUCCION
ALIMENTADA POR EL CICLOCONVERSOR

Luego del análisis independiente de las modelaciones de la máquina de inducción y del cicloconversor controlado por fase, se procede a examinar el conjunto cicloconversor-máquina de inducción y su comportamiento dinámico ante diferentes tipos de perturbaciones. El programa digital permite seleccionar al cicloconversor de tres o seis pulsos; y, estudiar el estado estable, el arranque, la variación brusca de carga mecánica y la variación brusca de voltaje y/o frecuencia. Además, es factible comparar los resultados obtenidos con el cicloconversor y en régimen sinusoidal observándose comportamientos muy similares.

5.1 ASOCIACION DE LAS DOS MODELACIONES

La simulación de la máquina de inducción ha sido restringida a la referencia fija en el estator, debido a la simplificación de cálculos que ofrece al transformar las ecuaciones de la máquina al sistema de ejes $qd0$.

Las formas de onda del voltaje son fabricadas utilizando la subrutina TDYNF (ver sección 4.3); estos voltajes en variables abc, pueden transformarse en voltajes qd mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} Vq &= Va \\ Vd &= (Vc - Vb)/\sqrt{3} \end{aligned} \quad (\text{Ec.5.1})$$

La simulación digital está en capacidad de recibir cualquier forma de onda de voltajes; sin embargo, la naturaleza del cicloconversor obliga a llevar un control de la inversión del signo de las corrientes, éste ordenará el cambio del conversor en conducción luego de insertar una pausa de 1 ms. aproximadamente.

Se toman en cuenta las suposiciones hechas en el estudio realizado por Chattopadyay y Rao (5), que para el caso del cruce por cero de las corrientes asumen que:

"Para fabricar el voltaje de salida del cicloconversor, el punto de cruce por cero de la corriente se asume que atrasa al punto cero de la componente fundamental del voltaje un ángulo de fase igual al existente entre el voltaje y la corriente cuando se aplica únicamente la componente fundamental. Como el voltaje del cicloconversor es dependiente de la corriente, esta suposición es necesaria". (5)

La característica anterior obliga a una doble y simultánea simulación de la máquina de inducción, con el voltaje fabricado por el cicloconvertor (forma de onda irregular) y con la componente fundamental (régimen sinusoidal), esta última realiza el control del cambio de signo de la corriente.

Gráficamente podemos visualizar la asociación de las dos simulaciones en la Fig. 5.1.

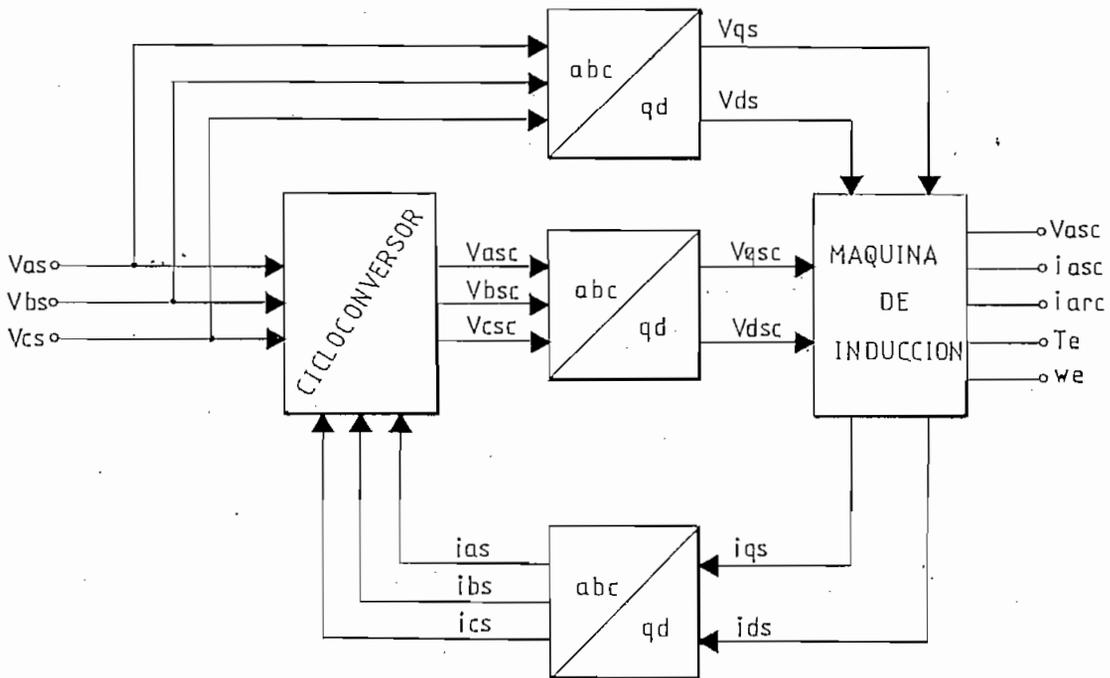


Fig. 5.1 Asociación de las dos modelaciones

5.2 COMPORTAMIENTO CON CARGA Y VELOCIDAD CONSTANTES

En régimen sinusoidal, el análisis del estado estable se inicia tomando un punto de origen arbitrario, cuyos valores instantáneos de voltajes se introducen en el circuito equivalente de la máquina de inducción; y, mediante un análisis fasorial, se obtienen las condiciones iniciales de corrientes y concatenaciones de flujo.

Con el cicloconvertor, la forma de onda irregular complica la utilización de fasores. La forma precisa de llegar al estado estable es partiendo de condiciones iniciales nulas y esperar un largo tiempo de estabilización del sistema. Sin embargo, trabajar con bajas frecuencias incide en tiempos grandes de computación, lo cual resulta imposible dadas las limitaciones existentes.

Una solución razonable se adopta al realizar un análisis similar al régimen sinusoidal pero con los valores instantáneos del voltaje fabricado por el cicloconvertor. Se obtienen condiciones iniciales cercanas a las reales, con una perturbación inicial que requiere menor tiempo de amortiguamiento que si se partiera de condiciones iniciales nulas. Esta solución se observa en la Fig. 5.2.

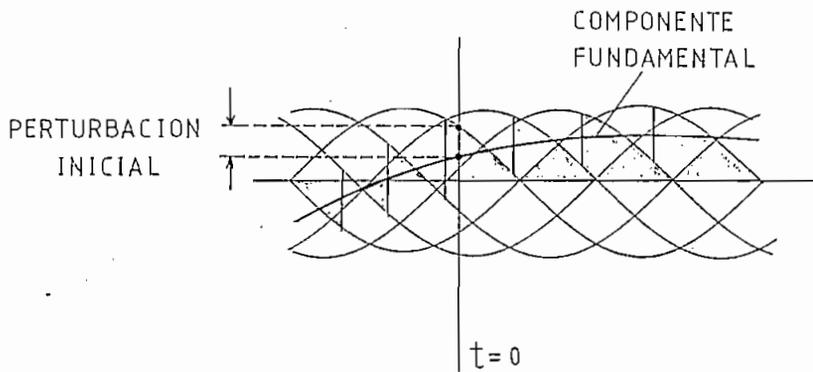


Fig. 5.2 Aproximación para la obtención de las condiciones iniciales

La interacción de los flujos magnéticos iniciales permite el cálculo del torque mecánico y por tanto, es posible ubicarse en un punto de trabajo de la curva torque-velocidad (zona de cuasiequilibrio de la máquina de inducción), el torque mecánico mantendrá ese valor pues representa la condición de carga constante.

Observando el resultado G-20, se deduce que la corriente del estator contiene un rizado inherente al funcionamiento del cicloconvertor, pero oscilando alrededor de su componente fundamental. En igual forma, la corriente del rotor tiene una forma de onda similar a la corriente del estator, pero con una frecuencia mucho menor de acuerdo al principio de inducción (10).

Las corrientes estatóricas crean un flujo giratorio a la velocidad de sincronismo. Este flujo barre las bobinas rotóricas e induce en ellas una f.e.m. y en consecuencia, por estar el rotor en cortocircuito, induce corrientes. La acción del flujo sobre estas corrientes que él mismo ha inducido, crea el torque electromagnético. Este torque, debido a las irregulares formas de onda de las corrientes, presenta pulsaciones alrededor de un valor medio igual al calculado inicialmente.

La ecuación diferencial de la velocidad en p.u. dada por:

$$p \omega_r = \frac{1}{2H} (T_e - T_m) \quad (\text{Ec.5.2})$$

nos indica que debido al valor constante del torque mecánico de carga y al amortiguamiento que obliga la inercia, las variaciones rapidísimas de voltaje provocan variaciones muy lentas o prácticamente nulas de velocidad; por tanto, la velocidad permanece prácticamente constante.

El resultado G-21 corresponde al cicloconvertor de tres pulsos alimentando a la máquina de inducción, nótese que las formas de onda se distorsionan bastante en comparación al cicloconvertor de seis pulsos, incluso en las mismas condiciones de trabajo ocurre conducción discontinua, por lo que este tipo de cicloconvertor no es recomendable con ausencia de filtros adecuados que mejoren las formas de onda de alimentación a la máquina de inducción.

5.2.1 Análisis de pérdidas:

El rendimiento de la máquina viene dado por la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada. Es decir, indica qué porcentaje de la potencia suministrada a la máquina es factible de convertirse en potencia mecánica disponible a la salida, suponiendo pérdidas rotacionales nulas. En el estado estable, la potencia de salida se define como el producto de los valores medios del torque electromagnético y la velocidad rotórica.

$$P_{\text{salida}} = T_e \omega_r \quad (\text{Ec.5.3.})$$

La potencia de entrada corresponde a la expresión dada por:

$$P_{\text{entrada}} = 3 V_{a_s} i_{a_s} \cos \phi \quad (\text{Ec.5.4.})$$

donde V_{a_s} e i_{a_s} son valores RMS del voltaje y corriente de alimentación y ϕ es el factor de potencia. La definición anterior tiene sentido en régimen sinusoidal. Para el caso del cicloconvertor, calcular la potencia activa requeriría un análisis de Fourier; sin embargo, el programa digital proporciona las variables de salida en función del tiempo, lo cual facilita el cálculo de la potencia como el valor medio de la expresión que representa la potencia instantánea.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (\text{Ec.5.5})$$

Reemplazando la expresión $p(t)$ y discretizando con un incremento de tiempo adecuado se obtiene:

$$P = \frac{\Delta t}{T} \sum_{t=0}^T v(t) i(t) \quad (\text{Ec.5.6})$$

La última expresión tiene la ventaja de ser independiente del cálculo del factor de potencia y además es fácilmente implementable en el programa digital.

Las máquinas rotativas trabajan en general con buen rendimiento, excepto si lo hacen muy descargadas, presentando valores de eficiencia superiores al 70%. En la presente simulación se toman en cuenta las pérdidas en el cobre, despreciando las pérdidas rotacionales y de armónicos. El resultado G-24 muestra valores de eficiencia calculados en estado estable y para varias condiciones de trabajo.

G-24

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL
 FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
 DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y CONTROL
 TESIS DE GRADO

SIMULACION DIGITAL DE CICLOCONVERSORES
 ASOCIADOS A MAQUINAS DE INDUCCION

JAIMÉ ALEJANDRO GUTIERREZ VALVERDE

T A B L A D E E F I C I E N C I A S

REGIMEN (INDG)	NF	VM	FC	EFICIENCIA(%)
SINUSOIDAL (0)	-	1.	60.	81.312
SINUSOIDAL (0)	-	0.333	20.	78.504
SINUSOIDAL (0)	-	0.166	10.	62.520
CICLOCONVERSOR (1)	3	0.333	20.	68.233
CICLOCONVERSOR (1)	3	0.166	10.	56.628
CICLOCONVERSOR (1)	6	0.333	20.	79.890
CICLOCONVERSOR (1)	6	0.166	10.	77.451

5.3 ANALISIS DEL ARRANQUE

Con el objeto de representar el estado inicial real del sistema, en el arranque se parte bajo condiciones iniciales nulas. La corriente del estator tiene que ser bastante grande para producir el torque necesario que venza la inercia del conjunto, incluso presenta componente continua y desbalance de fase mientras la red va imponiendo sus valores de voltaje y frecuencia.

La corriente rotórica parte oscilando con idéntica frecuencia que la corriente del estator (deslizamiento vale uno) para luego evolucionar lentamente hasta estabilizarse.

A partir de la característica torque-velocidad dibujada en la Fig. 5.3 es posible analizar el comportamiento del torque y la velocidad.

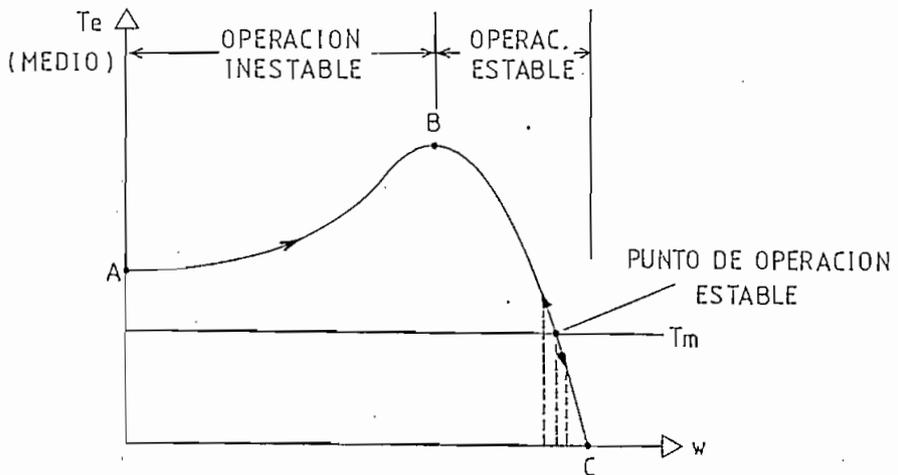


Fig. 5.3 Análisis del arranque en la curva torque-velocidad

En el arranque, el punto de funcionamiento describe rápidamente la zona inestable AB y se fija en la zona de cuasiequilibrio de la máquina de inducción entre B y C.

En el punto de equilibrio dinámico, el torque mecánico de carga iguala al torque motor. Por tanto, el torque oscila sensiblemente al comienzo y luego se va atenuando hasta lograr el nuevo punto de funcionamiento.

De la ecuación 5.1 se deduce que la velocidad es nula al inicio y se va incrementando hasta llegar a su valor nominal, a medida que la diferencia de torques o torque neto ($T_e - T_m$) va disminuyendo.

Comparando el resultado del arranque en régimen sinusoidal G-02 con el resultado del arranque con cicloconvertor G-22, se observa que la corriente de arranque utilizando cicloconvertores, disminuye notablemente, de ahí que este tipo de convertor sea utilizado como un efectivo método de arranque de la máquina de inducción.

5.4 ANALISIS DE LA VARIACION BRUSCA DE CARGA MECANICA

En la zona de cuasiequilibrio de la máquina de inducción, pueden ocurrir variaciones racionales del torque mecánico de carga. Este tipo de perturbación, produce oscilaciones alrededor de su nuevo punto de funcionamiento. Al incrementar la carga mecánica, se exige un aumento de la corriente del estator y la corriente rotórica sufre oscilaciones de mayor frecuencia debido al incremento del deslizamiento.

Un mayor torque mecánico de carga provoca variaciones negativas del torque neto, lo que significa la reducción de la velocidad hasta estabilizarse en su nuevo valor.

Las afirmaciones anteriores se comprueban plenamente en los resultados G-25.

5.5 ANALISIS DE LA VARIACION BRUSCA DE VOLTAJE Y/O FRECUENCIA

Como el cicloconvertor permite el control independiente de voltaje y frecuencia, aparecen varios esquemas de control de la máquina de inducción, siendo los principales el control a torque constante y el control a potencia constante.

Puesto que el flujo en el entrehierro depende de la relación voltaje/frecuencia, si mantenemos constante dicha relación, el torque permanecerá aproximadamente constante para velocidades menores a la nominal.

Se puede elevar la velocidad del motor por encima de la nominal sin más que aumentar la frecuencia de alimentación. Para mantener el flujo constante en esta gama de velocidad sería necesario aumentar la tensión de alimentación proporcionalmente a la frecuencia, pero la imposibilidad de aumentar la tensión sobre su valor máximo nominal, hace que se incremente la frecuencia pero manteniendo el valor de voltaje constante. Este esquema de control hace disminuir el flujo y debilita la curva del par.

Sin embargo, la potencia que puede suministrar el motor permanece aproximadamente constante. Estos esquemas se ilustran en la Fig. 5.4.

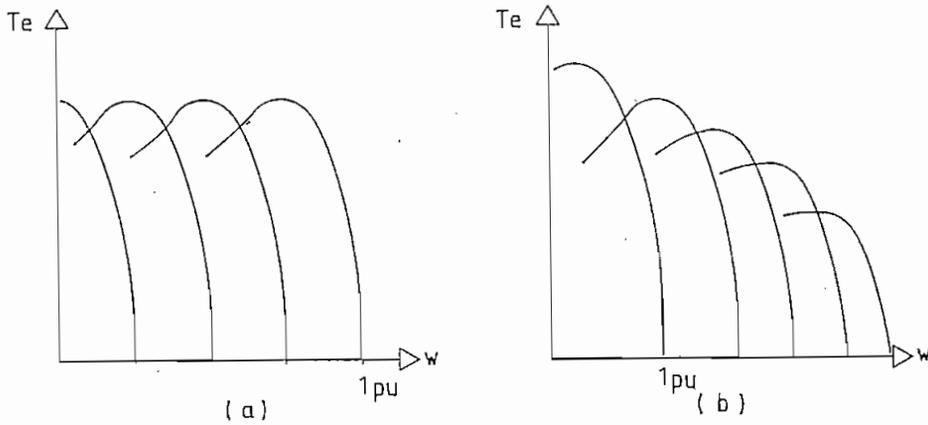


Fig. 5.4 Esquemas de control del motor de inducción

(a) A torque constante

(b) A potencia constante

La presente investigación adopta el esquema de control a torque constante, por ser el más idóneo al funcionamiento del cicloconvertor.

El programa digital presenta tres opciones para la perturbación 4: variación brusca de frecuencia, variación brusca de voltaje; y, variación brusca de voltaje y frecuencia manteniendo constante la relación V/f . En las dos primeras opciones, no se respeta el esquema de control a torque constante y por ello, los resultados obtenidos G-28 y G-29 muestran formas de ondas muy distorsionadas.

Al variar el voltaje y la frecuencia, pero manteniendo constante la relación V/f , el voltaje fabricado requiere mayor tiempo de computación ya que debe calcularse los tiempos de

disparo de los tiristores y los números de fases para los dos valores de voltaje y frecuencia. Así, se observa que el voltaje cambia, sin problemas y en forma brusca, en un instante predeterminado a sus nuevos valores de voltaje y frecuencia.

Para incrementos o decrementos en los valores de voltaje y frecuencia, la corriente del estator aumenta ante la variación brusca, mientras la corriente rotórica oscila a mayor frecuencia y también aumenta en magnitud.

El torque electromagnético sufre grandes oscilaciones antes de tender paulatinamente al mismo valor inicial, confirmando la filosofía del esquema de control.

La velocidad como es proporcional a la frecuencia, disminuye o aumenta con esta, estabilizándose en su nuevo valor.

Los resultados obtenidos para el cicloconvertor y que constan en G-26 y G-27, pueden compararse con los resultados G-06 y G-07 obtenidos en régimen sinusoidal, observándose que en general siguen el mismo comportamiento.

CAPITULO VI

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El principal objetivo de la presente investigación fué desarrollar un modelo matemático del cicloconvertor para ser representado en el Computador digital y analizar el conjunto cicloconvertor-máquina de inducción. Dicho modelo fué plenamente comprobado al analizar el sistema cicloconvertor-carga resistiva-inductiva.

La rutina que calcula los tiempos de disparo y los números de fase, es eficiente al reducir notablemente el cálculo de dichos parámetros; sin embargo, queda abierta la posibilidad de mejorar el método de detección del verdadero cruce por cero de la corriente, ante la presencia de perturbaciones.

La versatilidad de la modelación de la máquina de inducción, permitió una notable reducción de cálculos al escogerse adecuadamente el sistema de referencia fijo en el estator. Con esta referencia se tiene la ventaja de que los resultados obtenidos en el eje q .

La principal aplicación del cicloconvertor es la regulación de velocidad en máquinas grandes de alterna. Adicionalmente, la implementación de este sistema de control, permite utilizarle como un eficiente método de arranque. En futuros estudios, puede utilizarse el presente trabajo para analizar el arranque de la máquina de inducción en pasos

discretos de voltaje y frecuencia, para luego realizar la conmutación a la red hasta llegar a sus valores nominales.

Los resultados del estado estable presentan al comienzo una leve perturbación, debido al procedimiento utilizado para calcular las condiciones iniciales, la cual se va atenuando con el transcurso del tiempo. Esta perturbación no influye notoriamente en el sistema, aún más, es despreciable si tomamos en cuenta el ahorro que produce en el cálculo de las condiciones iniciales.

La variación brusca de voltaje y frecuencia, sin mantener constante la relación V/f , vuelve inestable al sistema, pudiendo incluso llegar a saturaciones excesivas del núcleo, por lo que es aconsejable mantenerse dentro del esquema de control a flujo constante.

Mientras mayor es el número de los pulsos de los convertidores, menor es el rizado de las ondas de voltaje y corriente; y, mayor el rango de variación de la frecuencia de salida. Por tanto, es recomendable utilizar el cicloconvertor de seis o más pulsos para obtener resultados satisfactorios del sistema.

El mecanismo de funcionamiento del cicloconvertor limita su utilización a bajas frecuencias; y por tanto, un control a base de cicloconvertor involucra bajas velocidades. Además - debido a la complejidad del sistema de control para el disparo de los tiristores, va tomando mayor importancia el uso de convertidores AC/AC con enlace DC.

El presente trabajo desprecia impedancias de línea y fuente, así como las características reales de los tiristores. En futuros trabajos se sugiere tomarlos en cuenta con el objeto de mejorar aún más la modelación,

Debe resaltarse la importancia que tienen las simulaciones realizadas, ya que son una herramienta adecuada para predecir el comportamiento real del sistema ante la presencia de perturbaciones; pudiendo realizarse, en base a los resultados de una modelación, cálculos de dimensionamiento de conductores, elementos semiconductores, protecciones, etc., disminuyendo los riesgos ante futuras investigaciones experimentales.

APENDICE A

PARAMETROS UTILIZADOS DE LA MAQUINA DE INDUCCION

El motor de inducción tiene los siguientes datos de placa:

220/380 V

7/4.04 A

3 HP

Conexión Δ/Y

4 polos

60 Hz

Los parámetros son:

r_s	=	1.6246
X_s	=	6.1374
X_m	=	103.0482
r_r'	=	5.3932
X_r'	=	6.1374
J	=	0.0552 Kg m^2
H	=	0.36744 s
s	=	0.0777

Los valores base son:

S_B	=	889 VA
V_B	=	220 V

$$I_B = 4.04 \text{ A}$$

Parámetros de la máquina en por unidad:

$$r_s = 0.02984$$

$$L_s = 0.11310$$

$$L_m = 1.8925$$

$$r_r' = 0.09907$$

$$L_r' = 0.11310$$

APENDICE B

MANUAL DE USO DE LOS PROGRAMAS

I. PROGRAMA: Cicloconvertor-carga resistiva-inductiva

1. OBJETIVO

El objetivo fundamental del programa es comprobar la correcta fabricación de la forma de onda del voltaje de salida del cicloconvertor.

2. METODO DE SOLUCION

Los voltajes del cicloconvertor son fabricados utilizando el método de modulación del cruce de la onda coseno. Las ecuaciones diferenciales de las corrientes se resuelven por el método de integración de Runge-Kutta de cuarto orden.

3. DESCRIPCION DEL PROGRAMA

Las formas de onda de los voltajes del cicloconvertor de tres o seis pulsos, se aplican a una carga trifásica R-L. Mediante el método de integración de Runge-Kutta de cuarto orden, se calcula simultáneamente en cada paso de integración la corriente trifásica de carga cuando el cicloconvertor trabaja en el modo de conducción sin corriente circulante, para lo cual se provee una pausa de 1.5 ms aproximadamente en cada cruce

por cero de la corriente.

En forma opcional, realiza el gráfico de las formas de onda de los voltajes de salida en vacío. Finalmente, realiza los gráficos de voltajes y corrientes de carga. Mayor información se encuentra en la sección 4.4.

4. NOMENCLATURA

VARIABLES DE ENTRADA:

- VI Valor rms del voltaje de alimentación, en voltios.
- VO Valor rms del voltaje de salida del cicloconvertor, en voltios.
- FO Frecuencia de salida del cicloconvertor, en hertz.
- NF Número de pulsos del cicloconvertor (3 o 6).
- RR Resistencia de carga, en ohmios.
- RL Inductancia de carga, en henrios.
- AT Incremento de tiempo (0.1 ms).
- TF Tiempo final de estudio, en segundos.
- IGVO Número que indica la impresión (1) o no impresión (0) de los voltajes en vacío.
- IPON Número que indica el convertor positivo (0) o el convertor negativo (1), cuando IGVO vale 1.

Vectores utilizados:

- TP Tiempos de disparo calculados para el convertor P.
- TN Tiempos de disparo calculados para el convertor N.
- NP Números de fase calculados para el convertor P.
- NN Números de fase calculados para el convertor N.
- X Almacena la variable tiempo.
- Y Voltajes de salida del cicloconvertor.
- Z Corrientes de salida del cicloconvertor.
- FY Voltajes en régimen sinusoidal.
- FZ Corrientes en régimen sinusoidal.
- AMP Corriente instantánea durante el proceso de integración.
- FAMP Corriente sinusoidal instantánea durante el proceso de integración.
- M Número de fase seleccionada para conducir.
- GRAF Almacena los valores de la variable de la salida a graficarse.

Variables de salida:

- Y Voltajes fabricados por el cicloconvertor.
- Z Corrientes de carga.

5. FORMAS DE PROPORCIONAR DATOS Y OBTENER RESULTADOS

Una vez que se ingresa al sistema utilizando las claves respectivas, y debido a que los resultados requieren suficiente

memoria, es necesario crear un disco temporal B, para lo cual se implementó el programa PROCE EXEC A1, cuya ejecución se realiza utilizando el comando:

PROCE

El ingreso de datos se realiza mediante un archivo de entrada, el cual se crea mediante la instrucción:

```
X FILE FT01FO01 A1
```

En dicho archivo, los datos se almacenan en formato libre y separados por espacios en blanco, en el siguiente orden:.

```
VI VO FO NF IGVO IPON RR RL AT TF
```

El programa se corre ejecutando el archivo ACCION EXEC A1, para lo cual se ingresa el comando:

ACCION

Los resultados constan en el archivo de salida creado durante la ejecución del programa. Si se desea visualizarlo en pantalla debe ejecutarse la instrucción:

```
X FILE FT03FO01 B1
```

Para imprimir los resultados en forma continua, está implementado el archivo LISTAR EXEC A1, cuya ejecución requiere el comando:

LISTAR

6. RESTRICCIONES

El voltaje de salida debe ser menor o igual al voltaje de alimentación ($V_0 \leq V_1$).

La frecuencia de salida debe ser menor a 25 Hz.

Los valores de la carga deben permitir la conducción continua.

La subrutina de gráficos no requiere factores de escala.

II PROGRAMA: Cicloconvertor-máquina de inducción

1. OBJETIVO

Analizar el comportamiento dinámico de la máquina de inducción al ser alimentada directamente por una fuente de voltaje y frecuencia variables (régimen sinusoidal) o a través del cicloconvertor de tres o seis pulsos.

2. METODO DE SOLUCION

Los voltajes del cicloconvertor son fabricados utilizando el método de modulación del cruce de la onda coseno. Las ecuaciones diferenciales se resuelven por el método de integración de Runge-Kutta de cuarto orden.

3. DESCRIPCION DEL PROGRAMA

Referirse a la sección 3.2.

4. NOMENCLATURA

Variables de entrada:

RS	Resistencia del estator, en p.u.
XL1S	Inductancia del estator, en p.u.
XML	Inductancia mutua, en p.u.
RR	Resistencia del rotor, en p.u.
XL1R	Inductancia del rotor, en p.u.
S	Deslizamiento
H	Constante de inercia, en segundos
FB	Frecuencia base, en hertz
VM(1)	Valor del voltaje antes de la perturbación, en p.u.
FC(1)	Frecuencia de salida antes de la perturbación, en hertz.
TMF	Valor añadido para el incremento brusco de carga mecánica
TF	Tiempo final de estudio

TPER Instante en el cual ocurre la perturbación.

IDIST Número que indica el tipo de perturbación:

- (1) Estado estable
- (2) Arranque
- (3) Variación brusca de carga mecánica
- (4) Variación brusca de voltaje y/o frecuencia

NF Número de pulsos del cicloconvertor.

P1,P2 y YC Puntos de la curva de saturación de la máquina.

R1,R2 y YS Puntos de la curva para introducir la saturación inicial.

LA Factor de escala para el voltaje del estator.

LB Factor de escala para las corrientes del estator y del rotor.

LC Factor de escala para el torque electromagnético.

LD Factor de escala para la velocidad angular.

INDG Número que indica el análisis en régimen sinusoidal (0) o con el cicloconvertor (1).

VM(2) Voltaje después de la perturbación, en p.u.

FC(2) Frecuencia de salida después de la perturbación, en hertz.

Vectores utilizados:

A,B Almacenan los coeficientes de las ecuaciones diferenciales.

FIG Almacena los valores de las variables de salida a graficarse.

AI Corrientes en variables abc.

AII Corrientes en variables qd.

V Voltajes en variables abc.

VB Voltajes en variables qd.
DSI Ecuaciones diferenciales.
PSI Concatenaciones de flujo.
TP Tiempos de disparo del convertor positivo.
TN Tiempos de disparo del convertor negativo.
NP Números de fase del convertor positivo.
NN Números de fase del convertor negativo.
M Número de fase seleccionada para conducir.
P, Z1, Z2, IS, IR, SUM Variables complejas utilizadas para
el análisis fasorial inicial.

VARIABLES DE SALIDA:

a. En régimen sinusoidal:

VAS Voltaje del estator.
AI Corriente del estator.
AIRA Corriente del rotor.
TEI Torque electromagnético.
WRI Velocidad angular.

b. Con el cicloconvertor:

VASC Voltaje del estator.
AISAC Corriente del estator.
AIRAC Corriente del rotor.
TEIC Torque electromagnético.

WRIC Velocidad angular.

5. FORMAS DE PROPORCIONAR DATOS Y OBTENER RESULTADOS:

El proceso es similar al explicado para el programa anterior, con la diferencia de que en este caso, los datos de entrada se almacenan en el archivo 2, el cual se crea con la instrucción:

```
X FILE FTO2FO01 A1
```

En dicho archivo, los datos se ingresan en formato libre y separados por espacios en blanco, en el siguiente orden:

```
RS      XL1S      XLM      RR      XL1R      S      H
FB      VM(1)     FC(1)     TMF     TF          TPER  IDIST  NF
P1      P2         YC        R1      R2          YS
LA      LB        LC        LD      INDG
VM(2)   FC(2)
```

6. RESTRICCIONES

Las mismas que en el programa anterior.

NOTA: Los siguientes archivos deberán ser copiados de la cinta - al disco A, para poder correr los programas:

Programa Cicloconversor-carga R-L:

TESIS1	FORTRAN	A1
TESIS1	TEXT	A1
TDYNF	FORTRAN	A1
TDYNF	TEXT	A1
FIG	FORTRAN	A1
FIG	TEXT	A1

Programa Cicloconversor-máquina de inducción:

TESIS	FORTRAN	A1
TESIS	TEXT	A1
TYN	FORTRAN	A1
TYN	TEXT	A1
SATINI	FORTRAN	A1
SATINI	TEXT	A1
SATURA	FORTRAN	A1
SATURA	TEXT	A1
GRAFO	FORTRAN	A1
GRAFO	TEXT	A1

Programas ejecutables:

PROCE	EXEC	A1
ACCION	EXEC	A1
LISTAR	EXEC	A1

Es conveniente copiar los programas principales al disco temporal B, mediante las siguientes instrucciones:

```
COPYF  TESIS1  FORTRAN  A1  TESIS FORTRAN  B1
COPYF  TESIS1  TEXT      A1  TESIS TEXT      B1
```

APENDICE C

LISTADO DE PROGRAMAS

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y CONTROL
TESIS DE GRADO

SIMULACION DIGITAL DE CICLOCONVERSORES
ASOCIADOS A MAQUINAS DE INDUCCION

JAIME ALEJANDRO GUTIERREZ VALVERDE

ABSTRACCION:

ESTE PROGRAMA FABRICA LAS FORMAS DE ONDA DE LOS VOLTAJES DE LAS TRES FASES DE SALIDA DEL CICLOCONVERSION, A PARTIR DE UN SISTEMA TRIFASICO O HEXAFASICO, UTILIZANDO LA MODULACION DE LA ONDA COSENO. EN FORMA OPCIONAL, REALIZA EL GRAFICO DE LAS FORMAS DE ONDA DE LOS VOLTAJES DE SALIDA EN VACIO. ESTOS VOLTAJES SE APLICAN A UNA CARGA RESISTENCIA-INDUCTANCIA Y, MEDIANTE EL METODO DE INTEGRACION DE RUNGE-KUTTA DE CUARTO ORDEN, CALCULA SIMULTANEAMENTE EN CADA PASO DE INTEGRACION LAS TRES CORRIENTES DE CARGA. CUANDO EL CICLOCONVERSION TRABAJA EN EL MODO "SIN CORRIENTE CIRCULANTE", PARA LO CUAL SE PROVEE DE UNA PAUSA DE 1.5 MILISEGUNDOS APROXIMADAMENTE EN CADA CRUCE POR CERO DE LA CORRIENTE. FINALMENTE, REALIZA LOS GRAFICOS DE VOLTAJES Y CORRIENTES DE CARGA, DE LAS TRES FASES, INDEPENDIENTEMENTE.

D A T O S D E E N T R A D A :

- VI => VALOR RMS DEL VOLTAJE TRIFASICO DE ALIMENTACION
- VO => VALOR RMS DEL VOLTAJE DE SALIDA DEL CICLOCONVERSION (<VI)
- FO => VALOR DE LA FRECUENCIA DE SALIDA (<30 (HERTZ))
- NF => NUMERO DE FASES (3 O 6)
- RR => VALOR DE LA RESISTENCIA DE CARGA (OHMIOS)
- RL => VALOR DE LA INDUCTANCIA DE CARGA (HENRIOS)
- AT => INCREMENTO DE TIEMPO (SEGUNDOS)
- TF => TIEMPO FINAL DE ESTUDIO (SEGUNDOS)

V E C T O R E S U T I L I Z A D O S :

- TP => ALMACENA TIEMPOS CALCULADOS DE DISPARO PARA EL CONVERSION P

TN => ALMACENA TIEMPOS CALCULADOS DE DISPARO PARA EL CONVERTIDOR N
 NP => ALMACENA NUMEROS DE FASE CALCULADOS PARA EL CICLOCONV. P
 NN => ALMACENA NUMEROS DE FASE CALCULADOS PARA EL CICLOCONV. N
 X => ALMACENA LA VARIABLE TIEMPO
 Y => ALMACENA VOLTAJE DE SALIDA DEL CICLOCONVERTIDOR
 Z => ALMACENA CORRIENTES DE SALIDA DEL CICLOCONVERTIDOR
 FY => ALMACENA ONDA FUNDAMENTAL DE VOLTAJES DE SALIDA
 FZ => ALMACENA ONDA FUNDAMENTAL DE CORRIENTES DE SALIDA
 AMP => ALMACENA CORRIENTE INSTANTANEA PARA INTEGRACION
 FAMP=> ALMACENA CORRIENTE FILTRADA PARA INTEGRACION
 M => ALMACENA NUMERO DE FASE INSTANTANEA
 GRAF=> ALMACENA VALORES PARA REALIZAR GRAFICOS

```

IMPLICIT REAL*8(A-H,L-Z)
DIMENSION TP(3,100),TN(3,100),X(800),Y(3,800),Z(3,800)
DIMENSION TCERG(3,2),GRAF1(3,59),P(6),FA(3)
DIMENSION AK1(3),AK2(3),AK3(3),AK4(3),AMP(3),FAK4(3)
DIMENSION FAK1(3),FAK2(3),FAK3(3),FAMP(3),FY(3,800),FZ(3,800)
INTEGER I1(3),I2(3)
INTEGER M(3,4000),NPN(3,2),NP(3,100),NN(3,100)
INTEGER KV(3),KI(3),KK(3),KIND(3)
COMMON AT,PI,TEL,TF,TN,IP,VIP,VOP,WO,WS,KS,L,MA,NF,NN,AP,NPN
CHARACTER ESPAC,EJEX,P,GRAF1
DATA ESPAC/' '/,EJEX/'1'/,P(1)/'1'/,P(2)/'2'/,P(3)/'3'/,P(4)/'4'/,
*P(5)/'5'/,P(6)/'6'/

```

==> DEFINICION DE FUNCIONES A INTEGRARSE POR EL METODO DE RUNGE-KUTTA DE CUARTO ORDEN

```

VOLT(T,A)=AT*(VOP*DSIN(WO*T-(K1-1)*BET2)-RR*A)/RL
VOLTA(T,A)=AT*(-VIP*DSIN(WS*T+(1-M(K1,K))*BET1)-RR*A)/RL

```

==> INICIO DE LECTURA, VERIFICACION E IMPRESION DE DATOS

```

PI=3.14159265
BET2=2*PI/3
WS=120*PI
READ(1,*)V1,VO,FO,NF,IGVO,IPON,RR,RL,AT,TF
IF(V1-VO)6,7,7
6 WRITE(3,8)
8 FORMAT(' *** VOLTAJE DE SALIDA EXCESIVO ***')
7 IF(30.-FO)9,9,10
9 WRITE(3,11)
11 FORMAT(' *** FRECUENCIA DE SALIDA EXCESIVA ***')
GO TO 100
10 WRITE(3,1)V1,VO,FO,NF,RR,RL
1 FORMAT(/////50X,'ESCUELA POLITECNICA NACIONAL'/48X,'FACULTAD D
*E INGENIERIA ELECTRICA'/45X,'DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y C
*ONTROL'/57X,'TESIS DE GRADO'//42X,47(' ')//42X,'|',45X,'|',/42X,
*|',2X,'SIMULACION DIGITAL DE CICLOCONVERTIDORES',2X,'|',/42X,
*|',4X,'ASOCIADOS A MAQUINAS DE INDUCCION',4X,'|',/42X,'|',
*45X,'|',/42X,47(' ')//47X,'JAIME ALEJANDRO GUTIERREZ VALVERDE',
*/47X,37('*')/////47X,'CARGA RESISTENCIA-INDUCTANCIA'/47X,29(' '),

```

```

*///57X,'DATOS: '/57X,61'-')//50X,
*'VI=',F9.4,' (VOLTIOS)'/50X,'VO=',F9.4,' (VOLTIOS)'/50X,'FO=',
*F9.4,' (HERTZ)'/50X,'NF=',14/51X,'R=',F9.4,' (OHMS)'/51X,
*'L=',F9.4,' (HENRIS)'/777)

```

```

C ==> ESTABLECIMIENTO DE CONDICIONES INICIALES

```

```

-----
DO 40 I=1,3
DO 40 J=1,4000
40 M(I,J)=0
VIP=-SQRT(2.)*VI
VOP=SQRT(2.)*VO
WO=2*PI*FO
IF(NF.EQ.3)THEN
NPN(1,1)=3
NPN(1,2)=1
NPN(2,1)=2
NPN(2,2)=1
NPN(3,1)=3
NPN(3,2)=1
KS=1
TEL=0.00555556
MA=4
L=2
ELSE
KS=-1
TEL=0.00277778
MA=1
L=1
NPN(1,1)=4
NPN(1,2)=1
NPN(2,1)=4
NPN(3,2)=1
IF(VI/VO.GT.0.57735)GO TO 12
NPN(2,2)=1
NPN(3,1)=4
GO TO 13
12 NPN(2,2)=2
NPN(3,1)=5
13 END IF
BET1=L*PI/3
WRITE(6,101)
101 FORMAT(' *** TERMINA LECTURA DE DATOS Y CONDICIONES INICIALES ')

```

```

C ==> LLAMADA A LA SUBROUTINA QUE CALCULA LOS TIEMPOS DE DISPARO Y LOS
C NUMEROS DE FASE, UTILIZANDO EL METODO DE CRUCE DE LA ONDA COSENO
C

```

```

-----
CALL TDYNF
WRITE(6,102)
102 FORMAT(' *** TERMINA SUBROUTINA TDYNF ')
IF(IGVO.EQ.0)GO TO 22

```

```

C ==> INICIO DEL CALCULO E IMPRESION DE LOS VOLTAJES DE SALIDA DEL
C DEL CICLOCONVERSOR EN VAL IG
C

```

```

AM=1
IF (IPON.EQ.1) AM=-1
DO 14 K1=1,3
K=1
T=0.
II1=1
II2=1
15 IF (T.GT.TP(K1,II1)) II1=II1+1
IF (T.GT.TN(K1,II2)) II2=II2+1
M(K1,K)=NN(K1,II2)
IF (AM.GT.0.) M(K1,K)=NP(K1,II1)
X(K)=T
Y(K1,K)=DSIN(WS*T+(1-M(K1,K))*BET1)
T=T+0.0005
K=K+1
IF (T.LT.1/FO.AND.K.LT.600) GO TO 15
LIM=K
14 CONTINUE
WRITE(3,2)
2 FORMAT (//58X,'VOLTAJES EN VACIO'/58X,17('*')//1X,'TIEMPO',14X,
*'FASE 1',37X,'FASE 2',37X,'FASE 3'/1X,6(' ') ,14X,6(' ') ,37X,6(' '))
* ,37X,6(' '))
DO 17 J=1,3
DO 17 I3=1,40
17 GRAF1(J,I3)=ESPAC
DO 18 J=1,LIM-1
DO 19 I4=1,3
KK(I4)=19.*Y(I4,J)+20.
GRAF1(I4,20)=EJEX
19 GRAF1(I4,KK(I4))=P(M(I4,J))
WRITE(3,20)X(J),(GRAF1(I,I),I=1,40),(GRAF1(2,I),I=1,40),
*(GRAF1(3,I),I=1,40)
20 FORMAT(1X,F5.4,1X,40A1,2X,40A1,2X,40A1)
DO 21 K4=1,3
21 GRAF1(K4,KK(K4))=ESPAC
18 CONTINUE
WRITE(6,103)
103 FORMAT(' *** TERMINA GRAFICOS DE VOLTAJES EN VACIO')

==> INICIO DEL CALCULO DE VOLTAJES Y CORRIENTES EN LA CARGA
R-L UTILIZANDO EL METODO DE RUNGE-KUTTA DE CUARTO ORDEN
-----
22 DO 150 K1=1,3
AMP(K1)=0.
FAMP(K1)=0.
KIND(K1)=0
I1(K1)=1
I2(K1)=1
X(1)=0.
M(K1,1)=NPN(K1,1)
Z(K1,1)=0.
FZ(K1,1)=0.
Y(K1,1)=-VIP*DSIN((1-M(K1,1))*BET1)
150 FY(K1,1)=Y(K1,1)
T=0.

```

```

K=2
K1PSE=0
152 DO 154 KP=1,5
DO 151 K1=1,3
FA(K1)=FAMP(K1)
FAK1(K1)=VGLT(T,FAMP(K1))
FAK2(K1)=VGLT(T+AT/2,FAMP(K1)+FAK1(K1)/2)
FAK3(K1)=VGLT(T+AT/2,FAMP(K1)+FAK2(K1)/2)
FAK4(K1)=VGLT(T+AT,FAMP(K1)+FAK3(K1))
FAMP(K1)=FAMP(K1)+(FAK1(K1)+2*FAK2(K1)+2*FAK3(K1)+FAK4(K1))/6
IF(T.GT.TP(K1,I1(K1)))I1(K1)=I1(K1)+1
IF(T.GT.TN(K1,I2(K1)))I2(K1)=I2(K1)+1
M(K1,K)=NN(K1,I2(K1))
IF(FAMP(K1).GT.0.)M(K1,K)=NP(K1,I1(K1))
AK1(K1)=VULTA(T,AMP(K1))
AK2(K1)=VULTA(T+AT/2,AMP(K1)+AK1(K1)/2)
AK3(K1)=VULTA(T+AT/2,AMP(K1)+AK2(K1)/2)
AK4(K1)=VULTA(T+AT,AMP(K1)+AK3(K1))
AMP(K1)=AMP(K1)+(AK1(K1)+2*AK2(K1)+2*AK3(K1)+AK4(K1))/6
IF(AMP(K1)*FAMP(K1).LT.0.)AMP(K1)=0.
IF(FAMP(K1)*FA(K1).GT.0.)GO TO 151
KFLAG=1
K1PSE=K1
151 CONTINUE
154 T=T+AT
IF(KFLAG.EQ.0)GO TO 58
IF(KIM.EQ.1)GO TO 45
IF(Z(K1PSE,K-1).EQ.0.)THEN
IF(Z(K1PSE,K-2).EQ.0.)THEN
IF(Z(K1PSE,K-3).EQ.0.)THEN
KLIMP=1
ELSE
KLIMP=2
END IF
ELSE
KLIMP=3
END IF
ELSE
KLIMP=4
END IF
KIM=1
45 KIND(K1PSE)=KIND(K1PSE)+1
IF(KIND(K1PSE).LE.KLIMP)THEN
AMP(K1PSE)=0.
GO TO 58
ELSE
KIM=0
KFLAG=0
KIND(K1PSE)=0
END IF
58 DO 59 K1=1,3
Y(K1,K)=-VIP*DSIN(W5*T+(1-M(K1,K))*BET1)
IF(AMP(K1).EQ.0.)Y(K1,K)=0.
FY(K1,K)=VOP*DSIN(WU*T-(K1-1)*BET2)
FZ(K1,K)=FAMP(K1)

```

```
59 Z(K1,K)=AMP(K1)
   X(K)=T
   K=K+1
   IF (T.LT.TF.AND.K.LT.800) GO TO 152
   LIM=K
   WRITE(6,65)
65  FORMAT(' *** TERMINA CALCULO DE M,X,Y,Z CON EL CICLOCONVERTOR ')

==> LLAMADA A LA SUBROUTINA QUE REALIZA LOS GRAFICOS
     DE CORRIENTES Y VOLTAJES EN LA CARGA
-----
CALL FIG (VIP,VOP,LIM,M,X,Y,Z,FY,FZ)
WRITE(6,106)
106 FORMAT(' *** TERMINA SUBROUTINA FIG ')
100 STOP
    END
```

```

+-----+
| SIMULACION DIGITAL DE CICLOCONVERSORES |
| ASOCIADOS A MAQUINAS DE INDUCCION     |
+-----+

```

JAIMÉ ALEJANDRO GUTIERREZ VALVERDE

SUBROUTINE TDYNF

C==> ESTA SUBROUTINA CALCULA LOS TIEMPOS DE DISPARO Y LOS NUMEROS
 DE FASE INSTANTANEOS PARA LOS DOS CONVERTORES (P Y N).
 UTILIZA LA MODULACION DE LA ONDA COSENO ASOCIADA.

```

-----
IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
DIMENSION TP(3,100),TN(3,100)
INTEGER NP(3,100),NN(3,100),NPN(3,2)
COMMON AT,PI,TEL,TF,TN,TP,VIP,VOP,W0,WS,KS,L,MA,NF,NN,NP,NPN
VM(T,N)=KS*VIP*DSIN(W0*T-ALF1*N+ALF2)
VR(T,K)=VOP*DSIN(W0*T-(K-1)*2.0944)
ALF1=2*PI/NF
ALF2=MA*PI/NF
DO 40 K=1,3
  I=1
  N=NPN(K,1)
  T=0.
41 IF(VR(T,K).GT.VM(T,N))GO TO 42
43 T=T+AT
  IF(VR(T,K).LT.VM(T,N))GO TO 43
44 NP(K,I)=N
  IF(T.GT.TF)GO TO 45
  TP(K,I)=T
  I=I+1
  N=N+1
  IF(N.GT.NF)N=1
  T=T+TEL
  GO TO 41
42 T=T-AT
  IF(VR(T,K).GT.VM(T,N))GO TO 42
  GO TO 44
45 TP(K,I)=TF

```

C==> COMIENZA EL CALCULO PARA EL CONVERTOR NEGATIVO

```

-----
  I=1
  N=NPN(K,2)
  T=0.
46 IF(VR(T,K).LT.VM(T,N))GO TO 47

```

```
48 T=T+AT
   IF(VR(T,K).GT.VM(T,N))GO TO 48
49 NN(K,I)=N
   IF(T.GT.TF)GO TO 50
   TN(K,I)=T
   I=I+1
   N=N+1
   IF(N.GT.NF)N=1
   T=T+TEL
   GO TO 46
47 T=T-AT
   IF(VR(T,K).LT.VM(T,N))GO TO 47
   GO TO 49
50 TN(K,I)=TF
40 CONTINUE
   RETURN
   END
```

```

|-----|
| SIMULACION DIGITAL DE CICLOCONVERSORES |
| ASOCIADOS A MAQUINAS DE INDUCCION     |
|-----|

```

JAIME ALEJANDRO GUTIERREZ VALVERDE

SUBROUTINE FIG (VIP,VDP,LIM,M,X,Y,Z,FY,FZ)

ESTA SUBROUTINA REALIZA LOS GRAFICOS DE VOLTAJE Y CORRIENTE
 EN LAS TRES FASES DE SALIDA (R=>1 / S=>2 / T=>3)

```

-----
IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
DIMENSION X(800),Y(3,800),Z(3,800),GRAF1(3,50),GRAF2(3,50)
DIMENSION ZMAX(3),FZMAX(3),FY(3,800),FZ(3,800)
INTEGER KV(3),KI(3),M(3,800),KFV(3),KFI(3)
CHARACTER ESPAC,PUNTO,EJEX,PF,GRAF1,GRAF2
DATA ESPAC/' '/,PUNTO/'*'/,EJEX/'I'/,PF/'.'/'
DO 35 K=1,3
DO 35 I=1,50
GRAF1(K,I)=ESPAC
35 GRAF2(K,I)=ESPAC
DO 36 K=1,3
ZMAX(K)=DABS(Z(K,1))
DO 36 I=1,LIM
IF(DABS(Z(K,I)).LT.ZMAX(K))GO TO 36
ZMAX(K)=DABS(Z(K,I))
36 CONTINUE
DO 46 K=1,3
FZMAX(K)=DABS(FZ(K,1))
DO 46 I=1,LIM
IF(DABS(FZ(K,I)).LT.FZMAX(K))GO TO 46
FZMAX(K)=ABS(FZ(K,I))
46 CONTINUE
DO 34 KI=1,3
WRITE(3,78)KI
78 FORMAT(///50X,' F A S E ',I1/49X,12('*'))/' VOLTAJE FASE'
*,15X,'GRAFICO DEL VOLTAJE',16X,'TIEMPO',15X,'GRAFICO DE LA CORRIEN
*TE',15X,'CORRIENTE'/1X,7('-'),2X,4('-'),15X,19('-'),16X,6('-'),15X
*,23('-'),15X,9('-')/'
DO 37 J=1,LIM-1
KFV(KI)=-24.*FY(KI,J)/VIP+25.
KV(KI)=-24.*Y(KI,J)/VIP+25.
KFI(KI)=24.*FZ(KI,J)/FZMAX(KI)+25.
KI(KI)=24.*Z(KI,J)/ZMAX(KI)+25.
GRAF1(KI,25)=EJEX
GRAF2(KI,25)=EJEX

```

```
GRAF1(K1,KFV(K1))=PF
GRAF2(K1,KFI(K1))=PF
GRAF1(K1,KV(K1))=PUNTL
GRAF2(K1,KI(K1))=PUNTL
WRITE(3,30)Y(K1,J),M(K1,J),(GRAF1(K1,I),I=1,50),X(J),(GRAF2(K1,I),
* I=1,50),Z(K1,J)
38 FORMAT(F10.4,1X,11,1X,50A1,1X,F5.4,1X,50A1,1X,F10.4)
GRAF1(K1,KV(K1))=ESPAC
GRAF1(K1,KFV(K1))=ESPAC
GRAF2(K1,KFI(K1))=ESPAC
37 GRAF2(K1,KI(K1))=ESPAC
34 CONTINUE
RETURN
END
```

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL
 FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
 DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y CONTROL
 TESIS DE GRADO

SIMULACION DIGITAL DE CICLOCONVERSORES
 ASOCIADOS A MAQUINAS DE INDUCCION

JAIME ALEJANDRO GUTIERREZ VALVERDE

IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)

INTEGER RUNGE

DIMENSION FIG(5,800),A1(7),B(5),A1(6),A11(6),V(3),VB(5),DSI(14)

*,PSI(14),Y(14),Z(14),ANT(3)

DIMENSION TP(2,3,200),TN(2,3,200),TCERO(3,2),

*VM(2),FC(2),WE(2),XL1S(2),XL1R(2),XM(2)

INTEGER I1(2,3),I2(2,3),M(3,4000),NPN(3,2),NP(2,3,200),NN(2,3,200)

*,NPINI(3),NNINI(3)

COMPLEX*16 P(4),Z1,Z2,I5,I8,SUM

COMMON PI,TEL,TF,TN,TP,VM,VB,WE,FC,KS,L,MA,NF,NN,NP,NPN,NPINI,

*NNINI

COMMON/PSAT/P1,P2,YC

COMMON/SAT/R1,R2,YS

READ(2,*)RS,XL1S,XLM,RR,XL1R,S,H

IF(RS.LT.0.OR.XL1S.LT.0.OR.XLM.LT.0.OR.RR.LT.0.OR.XL1R.LT.0.OR.

*S.LT.0.OR.H.LT.0.)THEN

WRITE(6,700)

700 FORMAT('====> PARAMETROS DE LA MAQUINA SON NEGATIVOS')

GO TO 100

ELSE

END IF

READ(2,*)FB,VM(1),FC(1),TMF,IF,TPER,IDI ST,NF

IF(FB.LT.0.OR.VM(1).LT.0.OR.FC(1).LT.0.OR.TMF.LT.0.OR.TF.LT.0.

*OR.TPER.LT.0.)THEN

WRITE(6,701)

701 FORMAT('====> VALOR DE VOLTAJE, FRECUENCIA O TIEMPO ES NEGATIVO')

GO TO 100

ELSE

END IF

IF(IDIST.GT.4.OR.IDIST.LT.0)THEN

WRITE(6,703)

703 FORMAT('====> NUMERO DE PERTURBACION ESTA FUERA DE RANGO')

GO TO 100

ELSE

END IF

READ(2,*)P1,P2,YC,R1,R2,YS

READ(2,*)LA,LB,LC,LD,INDS

IF(LA.LT.0.OR.LB.LT.0.OR.LC.LT.0.OR.LD.LT.0.)THEN

WRITE(6,704)

704 FORMAT('====> FACTOR DE ESCALA ES NEGATIVO')

GO TO 100

```

ELSE
END IF
IF(INDG.EQ.0.OR.INDG.EQ.1)THEN
GO TO 707

```

```
ELSE
```

```
WRITE(6,705)
```

```
705 FORMAT('====> INDICADOR DEL REGIMEN FUERA DE RANGO')
```

```
GO TO 100
```

```
END IF
```

```
707 READ(2,*)VM(2),FC(2)
```

```
IF(VM(2).LT.0.GR.FC(2).L1.0.)THEN
```

```
WRITE(6,706)
```

```
706 FORMAT('====> VOLTAJE Y/O FRECUENCIA NEGATIVOS')
```

```
GO TO 100
```

```
ELSE
```

```
END IF
```

```
WE(2)=2.*PI*FC(2)
```

```
X1S(2)=WE(2)*XL1S
```

```
X1R(2)=WE(2)*XL1R
```

```
XM(2)=WE(2)*XLM
```

```
ST=0.0005
```

```
PI=3.14159265
```

```
WB=2.*PI*FB
```

```
X11=WB*XL1S
```

```
X12=WB*XLM
```

```
X13=WB*XL1R
```

```
WE(1)=2.*PI*FC(1)
```

```
X1S(1)=WE(1)*XL1S
```

```
X1R(1)=WE(1)*XL1R
```

```
XM(1)=WE(1)*XLM
```

```
XM1=1.432394
```

```
NH=14
```

```
C====> ESTABLECIMIENTO DE CONDICIONES INICIALES PARA EL CICLOCONVERSOR:
```

```
C
```

```
TINI =1./(4.*FC(1))
```

```
PIN=0.
```

```
PINC=0.
```

```
DO 178 I=1,3
```

```
V(I)=0.
```

```
DO 177 J=1,4000
```

```
177 M(I,J)=0
```

```
DO 179 L=1,2
```

```
I1(L,I)=1
```

```
I2(L,I)=1
```

```
DO 179 K=1,200
```

```
TP(L,I,K)=0.
```

```
TN(L,I,K)=0.
```

```
NP(L,I,K)=0
```

```
179 NN(L,I,K)=0
```

```
178 CONTINUE
```

```
DO 180 I=1,6
```

```
AI(I)=0.
```

```
180 AII(I)=0.
```

```
DO 191 I=1,NH
```

```

DSI(I)=0.
191 PSI(I)=0.
DO 192 I=1,5
192 VB(I)=0.
IF(NF.EQ.3)THEN
NPN(1,1)=3
NPN(1,2)=1
NPN(2,1)=2
NPN(2,2)=1
NPN(3,1)=3
NPN(3,2)=1
KS= 1
TEL=0.00555555
MA=4
L=2
ELSE
KS=-1
TEL=0.00277777
MA=1
L=1
NPN(1,1)=4
NPN(1,2)=1
NPN(2,1)=4
NPN(3,2)=1
IF(VM(1).GT.0.57735)GO TO 12
NPN(2,2)=1
NPN(3,1)=4
GO TO 13
12 NPN(2,2)=2
NPN(3,1)=5
13 END IF
BET1=L*PI/3.
KCH=1

```

==> LLAMADA A LA SUBROUTINA QUE CALCULA LOS TIEMPOS DE DISPARO Y LOS NUMEROS DE FASE , PARA TODO EL TIEMPO DE ESTUDIO:

```

-----
CALL TYN(KCH)
IF(IDIST.LT.4)GO TO 215
KCH=2
CALL TYN(KCH)
215 KCH=1

```

==> IMPRESION DE TITULOS Y DATOS:

```

-----
WRITE(3,500)
500 FORMAT(//////50X,'ESCUELA POLITECNICA NACIONAL'/48X,'FACULTAD D
'E INGENIERIA ELECTRICA'/45X,'DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y C
*NTROL'/57X,'TESIS DE GRADO'/42X,('+'),45('-',('+'),/42X,'|',
*45X,'|',/42X,'|',2X,'SIMULACION DIGITAL DE CICLOCONVERSORES',2
*X,'|',/42X,'|',4X,'ASOCIADOS A MAQUINAS DE INDUCCION',4X,'|',
*/42X,'|',45X,'|',/42X,('+'),45('-',('+'),/47X,'JAIME ALEJANDRO
* GUTIERREZ VALVERDE',/46X,37('*')//)
WRITE(3,34)

```

```

4  FORMAT(/47X,'PARAMETROS DE LA MAQUINA DE INDUCCION',/46X,39('-' )
  *,/)
  WRITE(3,35)RS,X11,X12,RK,X13,S,H,FB,ST,TF
5  FORMAT(37X,'RS=',F9.5,4X,'X1S=',F9.5,4X,'XM=',F9.5,4X,'RR=',F9.5,
  *//37X,'X1R=',F9.5,4X,'S =',F9.5,4X,'H =',F9.5,4X,'FB=',F9.5,//37X
  *,'INCREMENTO DE TIEMPO=',F6.4,4X,'TIEMPO FINAL DE ESTUDIO:',F6.4/)
  IF(INDG.EQ.0)THEN
    WRITE(3,266)VM(1),FC(1)
266 FORMAT(/50X,'MOTOR EN REGIMEN SINUSOIDAL',/55X,29('='),/56X,
  *'VOLTAJE DEL MOTOR',/55X,19('-' ),/56X,F10.5,' P.U.'/56X,'FRECUENCIA
  *A DE SALIDA=',F9.5/)
  ELSE
    WRITE(3,207)
267 FORMAT(/48X,'CICLOCONVERSOR - MAQUINA DE INDUCCION',/47X,39('='))
  WRITE(3,265)VM(1),NF,FC(1)
65  FORMAT(/56X,'VOLTAJE DEL MOTOR',/55X,19('-' ),/56X,F10.5,' P.U.'/,
  *56X,'NUMERO DE PULSOS=',12/,52X,'FRECUENCIA DE SALIDA=',F9.5/)
  END IF
  GO TO (60,64,66,219),101ST
0  WRITE(3,91)
1  FORMAT(/54X,'ESTADO ESTABLE',/53X,17('*')/)
  GO TO 68
4  WRITE(3,93)
3  FORMAT(/52X,'TRANSITORIOS DE ARRANQUE',/51X,26('*')/)
  GO TO 68
6  WRITE(3,94)
4  FORMAT(/51X,'VARIACION BRUSCA DE CARGA MECANICA',/50X,36('*')/)
  WRITE(3,99)TMF
9  FORMAT(/54X,'INCREMENTO DE CRGA:',F8.4,/54X,28('_')/)
  GO TO 68
19  WRITE(3,221)VM(2),FC(2)
21  FORMAT(/42X,'VARIACION BRUSCA DE VOLTAJE Y FRECUENCIA',/41X,
  *42('*'),/59X,'VM2=',F10.5,/59X,'FC2=',F10.5//)

```

==> ESTABLECIMIENTO DE CONDICIONES INICIALES:

```

68  KD=0
  KK=1
  TI=0.
  RK=RR/S
  VMAX=VM(1)
  VMAY=0.
  X21=X1S(1)
  X22=XM(1)
  X23=X1R(1)
  P(1)=DCMPLX(RS,X21)
  P(2)=DCMPLX(0.00,X22)
  P(3)=DCMPLX(RK,X23)
  P(4)=DCMPLX(VMAX,VMAY)
  WR=(1-S)*WE(1)/WB
  WRC=WR
  W1=WR*WB
  SUM=(0.,1.)

```

==> ALMACENAMIENTO EN VECTORES DE LOS COEFICIENTES

DE LAS ECUACIONES DIFERENCIALES

XMQD=1./((1./X11)+(1./X12)+(1./X13))

A(1)=RS/X11

A(2)=RR/X13

A(3)=WR

A(4)=XMQD/X11

A(5)=XMQD/X13

A(6)=XMQD/X12

A(7)=WRC

B(1)=(X11-XMQD)/(X11**2)

B(2)=XMQD/(X11*X13)

B(3)=1./X11

B(4)=(X13-XMQD)/(X13**2)

B(5)=1./X13

WRITE(3,28)

28 FORMAT(//,54X,'CORRIENTES INICIALES',/53X,22(' '),//)

==> CALCULO DE LAS CORRIENTES INICIALES DE LA MAQUINA:

Z1=P(1)*P(3)+P(1)*P(2)+P(3)*P(2)

Z2=P(2)+P(3)

IS=P(4)*Z2/Z1

IR=-IS*P(2)/Z2

==> CALCULO DEL ANGULO DE LA CORRIENTE DEL ESTATOR:

REST=IS*SUM

X1=IS

Y1=-REST

THETA1=DATAN2(Y1,X1)

==> CALCULO DEL ANGULO DE LA CORRIENTE DEL ROTOR:

ARE=IR*SUM

X2=IR

Y2=-ARE

THETA2=DATAN2(Y2,X2)

AIST=CDABS(IS)

AIRT=CDABS(IR)

PHI1=57.2958*THETA1

PHI2=57.2958*THETA2

IF(IDIST.EQ.2)GO TO 667

==> IMPRESION DE LAS CORRIENTES INICIALES DEL ESTATOR Y ROTOR:

WRITE(3,30) AIST,PHI1,AIRT,PHI2

0 FORMAT(45X,' IS=',F10.5,10X,'PHI(1)=',F10.5,//45X,' IR=',F10.5
*,10X,'PHI(2)=',F10.5//)

667 WRI=WR

WRIC=WRC

WR=W1

WRC=W1

==> TRANSFORMACION INICIAL A COORDENADAS Q,D,C:

```

AII(1)=A1ST*DCOS(THETA1)
AII(2)=-A1ST*DSIN(THETA1)
AII(3)=A1RT*DCOS(THETA2)
AII(4)=-A1RT*DSIN(THETA2)
AI(1)=AII(1)
AI(2)=- (AII(1)+SQRT(3.)*AII(2))/2.
AII(3)=(SQRT(3.)*AII(2)-AII(1))/2.
DO 188 I=1,3
M(I,1)=NP(I,I,II(1,I))
IF(AI(I).LT.0.)M(I,1)=NN(I,I,12(I,I))
188 CONTINUE

```

```

C==> VOLTAJES EN COORDENADAS W,D,0
C

```

```

VB(1)=VM(1)
VB(2)=0.
DO 187 I=1,3
187 VII)=DSIN(WB*TINI+(1-M(I,1))*BET1)
VB(3)=V(1)
VB(4)=(V(3)-V(2))/SQRT(3.)
VB(5)=0.
YMQ=X12*(AII(1)+AII(3))
YMD=X12*(AII(2)+AII(4))
YMQC=YMQ
YMDC=YMD

```

```

C==> INTRODUCCION DE LA SATURACION INICIAL:
C

```

```

MAN=0
CALL SATINI (YMQ,YMD,YMS,MAN)
YMQA=YMS
CALL SATINI (YMQC,YMDC,YMS,MAN)
YMQAC=YMS
MAN=1
CALL SATINI (YMQ,YMD,YMS,MAN)
YMDA=YMS
CALL SATINI (YMQC,YMDC,YMS,MAN)
YMDAC=YMS

```

```

C==> CALCULO DE LAS CONCATENACIONES DE FLUJO:
C

```

```

PSI(1)=X11*AII(1)+YMQA
PSI(2)=X11*AII(2)+YMDA
PSI(3)=X13*AII(3)+YMQA
PSI(4)=X13*AII(4)+YMDA
PSI(6)=PSI(1)
PSI(7)=PSI(2)
PSI(8)=0.
PSI(9)=PSI(3)
PSI(10)=PSI(4)
PSI(11)=0.

```

```

C==> CALCULO DE LAS CORRIENTES EN FUNCION DE LAS CONCATENACIONES
C DE FLUJO:
C

```

```

AIQS=B(3)*(PSI(1)-YMQA)
AIDS=B(3)*(PSI(2)-YMDA)
AIQR=B(5)*(PSI(3)-YMQA)
AIDR=B(5)*(PSI(4)-YMDA)
TM=PSI(3)*AIDR-PSI(4)*AIQR
PSI(5)=WRI
PSI(12)=WRI
PSI(13)=THETA2
PSI(14)=THETA2
IF(1DIST.EQ.2)GO TO 666
GO TO 81

```

====> CONDICIONES INICIALES PARA EL ARRANQUE:

```

-----
666  WR=0.
      WRC=0.
      WRI=0.
      WRIC=0.
      A(3)=0.
      A(7)=0.
      DO 80 I=1,NH
80    PSI(I)=0.
      AIST=0.
      AIRT=0.
      WRITE(3,40)AIST,AIRT
40    FORMAT(40X,'IS=',F10.5,'      IR=',F10.5//)
      YMQ=0.
      YMQC=0.
      YMD=0.
      YMDC=0.
      YMDA=0.
      YMDAC=0.
      YMQA=0.
      YMQAC=0.
      AIQS=0.
      AIQSC=0.
      AIDS=0.
      AIDSC=0.
      AIQR=0.
      AIQRC=0.
      AIDR=0.
      AIDRC=0.
      IF(1TI.EQ.0)TM=0
81    NC=50
      KKCC=0
      MM=0
      YMQA=A(4)*PSI(1)+A(5)*PSI(3)-A(6)*(YMQ-YMQA)
      YMDA=A(4)*PSI(2)+A(5)*PSI(4)-A(6)*(YMD-YMDA)
      YMQAC=YMQA
      YMDAC=YMDA
      HX=1./(2*H)
      DO 44 I=1,3
44    ANT(I)=AI(I)
      KNEXT=0
      TNEXT=0.

```

==> LLAMAR A LA FUNCION RUNGE - KUTTA DE CUARTO ORDEN:

```

-----
K=RUNGE(NH,PSI,DSI,TI,ST,HX,H,MM)
IF (IDIST.EQ.4.AND.TI.GT.TPER.AND.KKCC.EQ.0) THEN
KCH=2
WE(2)=2.*PI*FC(2)
TINI=1./(4.*FC(2))
KKCC=1
ELSE
END IF
DO 168 I=1,3
DO 168 L=1,2
IF (TI.GT.TP(L,I,I1(L,I))) I1(L,I)=I1(L,I)+1
IF (TI.GT.TN(L,I,I2(L,I))) I2(L,I)=I2(L,I)+1
IF (AI(I).GT.0.) GO TO 170
M(I,KD)=NN(KCH,L,I2(KCH,I))
GO TO 46
170 M(I,KD)=NP(KCH,I,I1(KCH,I))
46 IF (AI(I)*ANT(I).LT.0.) THEN
KFASE=I
KNEXT=1
TNEXT=TI+0.002
ELSE
END IF
ANT(I)=AI(I)
168 CONTINUE

```

==> INTRODUCCION DE LA SATURACION SI SOBREPASA LA REGION LINEAL:

```

-----
NAN=0
CALL SATURA (YMQA,YMDA,DXI,NAN)
YMQA=A(4)*PSI(1)+A(5)*PSI(3)-A(6)*DXI
CALL SATURA(YMQAC,YMDAC,DXI,NAN)
YMQAC=A(4)*PSI(6)+A(5)*PSI(9)-A(6)*DXI
NAN=1
CALL SATURA (YMQA,YMDA,DXI,NAN)
YMDA=A(4)*PSI(2)+A(5)*PSI(4)-A(6)*DXI
CALL SATURA (YMQAC,YMDAC,DXI,NAN)
YMDAC=A(4)*PSI(7)+A(5)*PSI(10)-A(6)*DXI
GO TO (14,16,8),K

```

==> CALCULAR LA VELOCIDAD EN CADA SUBPASO DE INTEGRACION

```

-----
5 WRP1=PSI(5)
WRPIC=PSI(12)

```

==> CALCULAR LOS VOLTAJES EN CADA SUBPASO DE INTEGRACION

```

-----
ETAI=WE(KCH)*TI
VB(1)=VM(KCH)*DCOS(ETAI)
VB(2)=-VM(KCH)*DSIN(ETAI)
WR1=WRP1
A(3)=WRP1
DO 87 I=1,3
87 V(I)=DSIN(WB*(TI+TINI)+(1-M(I,KD))*BET1)

```

```

IF(KNEXT.EQ.1)THEN
V(KFASE)=0.
IF(TI.GT.INEXT)KNEXT=0
ELSE
END IF
VB(3)=V(1)
VB(4)=(V(3)-V(2))/SQRT(3.)
VB(5)=0.
WRIC=WRPIC
A(7)=WRPIC

```

==> ECUACIONES DIFERENCIALES:

```

14 DSI(1)=WB*(VB(1)+A(1)*(YMQA-PSI(1)))
DSI(2)=WB*(VB(2)+A(1)*(YMDA-PSI(2)))
DSI(3)=WB*(A(3)*PSI(4)+A(2)*(YMQA-PSI(3)))
DSI(4)=WB*(-A(3)*PSI(3)+A(2)*(YMDA-PSI(4)))
DSI(5)=HX*(B(5)*(PSI(3)*(PSI(4)-YMDA)-PSI(4)*(PSI(3)-YMQA))-TM)
DSI(6)=WB*(VB(3)+A(1)*(YMQAC-PSI(6)))
DSI(7)=WB*(VB(4)+A(1)*(YMDAC-PSI(7)))
DSI(8)=WB*(VB(5)-A(1)*PSI(8))
DSI(9)=WB*(A(7)*PSI(10)+A(2)*(YMQAC-PSI(9)))
DSI(10)=WB*(-A(7)*PSI(9)+A(2)*(YMDAC-PSI(10)))
DSI(11)=WB*(-A(2)*PSI(11))
DSI(12)=HX*(B(5)*(PSI(9)*(PSI(10)-YMDAC)-PSI(10)*(PSI(9)-YMQAC))
*-TM)
DSI(13)=WB*PSI(5)
DSI(14)=WB*PSI(12)
GO TO 7

```

==> CALCULAR LAS CORRIENTES DEL MOTOR

```

8 AIQS=B(3)*(PSI(1)-YMQA)
AIDS=B(3)*(PSI(2)-YMDA)
AIQR=B(5)*(PSI(3)-YMQA)
AIDR=B(5)*(PSI(4)-YMDA)
TE2=PSI(3)*AIDR-PSI(4)*AIQR
WRP2=PSI(5)

AIQSC=B(3)*(PSI(6)-YMQAC)
AIDSC=B(3)*(PSI(7)-YMDAC)
AIOSC=B(3)*PSI(8)
AIQRC=B(5)*(PSI(9)-YMQAL)
AIDRC=B(5)*(PSI(10)-YMDAL)
AIORC=B(5)*PSI(11)
TE2C=PSI(9)*AIDRC-PSI(10)*AIQRC
WRP2C=PSI(12)

```

==> TRANSFORMACION DE CORRIENTES QDQ A VARIABLES DE FASE:

```

BETA1=PSI(13)
BETA2=BETA1+2.094395
BETA3=BETA1-2.094395
AI(1)=AIQS
AI(2)=- (AIQS+SQRT(3.)*AIDS)/2.

```

```

AI(3)=(SQRT(3.)*AIDS-AIQS)/2.
AIRA= AIQR*DCOS(BETA1)-AIDR*DSIN(BETA1)
AIRB= AIQR*DCOS(BETA2)-AIDR*DSIN(BETA2)
AIRC= AIQR*DCOS(BETA3)-AIDR*DSIN(BETA3)

```

```

BETA1=PS1(14)
BETA2=BETA1+2.094395
BETA3=BETA1-2.094395
AISAC=AIQSC
IF(AISAC*AI(1).LT.0.)AISAC=0.
AISBC=-(AIQSC+SQRT(3.)*AIDSC)/2.
IF(AISBC*AI(2).LT.0.)AISBC=0.
AISCC=(SQRT(3.)*AIDSC-AIQSC)/2.
IF(AISCC*AI(3).LT.0.)AISCC=0.
AIRAC= AIQR*DCOS(BETA1)-AIDR*DSIN(BETA1)
AIRBC= AIQR*DCOS(BETA2)-AIDR*DSIN(BETA2)
AIRCC= AIQR*DCOS(BETA3)-AIDR*DSIN(BETA3)
GO TO (20,20,50,20),IDIST

```

```

20  ETA1=WE(KCH)*TI
    VB(1)=VM(KCH)*DCOS(ETA1)
    VB(2)=-VM(KCH)*DSIN(ETA1)
    DO 166 I=1,3
166  V(I)=DSIN(WB*(TI+TINI))+I*(1-M(I,KD))*BET1
    IF(KNEXT.EQ.1)THEN
    V(KFASE)=0.
    IF(TI.GT.INEXT)KNEXT=0
    ELSE
    END IF
    VB(3)=V(1)
    VB(4)=(V(3)-V(2))/SQRT(3.)
    VB(5)=0.
    GO TO 540
50  IF(TI.GT.TPER)GO TO 96
    MAT=1
    GO TO 20
96  IF(MAT.EQ.1)GO TO 97
    GO TO 20
97  TM=TM+TMF
    MAT=MAT+1
    GO TO 20
540  WRI=WRP2
    WRIC=WKP2C
    TEI=TE2
    TEIC=TE2C
    A(3)=WRI
    A(7)=WRIC

```

====> TRANSFORMACION DE VOLTAJES QDO A VARIABLES DE FASE:

```

-----
VAS=VB(1)
VBS=-(VB(1)+SQRT(3.)*VB(2))/2.
VCS=(SQRT(3.)*VB(2)-VB(1))/2.
VASC=V(1)
VBSC=V(2)
VCSC=V(3)

```

```

KD=KD+1
IF(IDIST.EQ.1) THEN
PIN=PIN+VAS*AI(1)
PINC=PINC+VASC*AI(1)
ELSE
END IF

```

==> ALMACENAR EN ARREGLO LAS VARIABLES DE FASE

```

-----
IF(INDG.EQ.0) THEN
FIG(1,KD)=VAS*LA
FIG(2,KD)=AI(1)*LB
FIG(3,KD)=AIRA*LB
FIG(4,KD)=TEI*LC
IF(WRI.LT.0.)WRI=0.
FIG(5,KD)=WRI*LD
ELSE
FIG(1,KD)=VASC*LA
FIG(2,KD)=AISAC*LB
FIG(3,KD)=AIRAC*LB
FIG(4,KD)=TEIC*LC
IF(WRIC.LT.0.)WRIC=0.
FIG(5,KD)=WRIC*LD
END IF
IF(TI.LT.TF) GO TO 7
IF(IDIST.EQ.1.AND.INDG.EQ.0) THEN
PIN=PIN/XM1
WRITE(3,282)TM*WRI*100./(3.*PIN*ST/TF)
ELSE
IF(IDIST.EQ.1.AND.INDG.EQ.1) THEN
WRITE(3,282)TM*WRI*100./(3.*PINC*ST/TF)
ELSE
END IF
END IF

```

282 FORMAT(' EFICIENCIA=',F12.3/)

==> GRAFICAR EL VOLTAJE DEL ESTATOR

```

-----
WRITE(3,163)
83 FORMAT(///54X,'VOLTAJE DEL ESTATOR',/53X,21('*'))
WRITE(3,200)LA
00 FORMAT(///54X,'FACTOR DE ESCALA',15,/53X,23(' '),/)
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
KK=KK+1

```

==> GRAFICAR LA CORRIENTE DEL ESTATOR

```

-----
WRITE(3,161)
81 FORMAT(///54X,'CORRIENTE DEL ESTATOR',/53X,23('*'))
WRITE(3,200)LB
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)
KK=KK+1

```

==> GRAFICAR LA CORRIENTE DEL ROTOR

```

-----
WRITE(3,162)
82 FORMAT(///54X,'CORRIENTE DEL ROTOR',/53X,21('*'))

```

```
WRITE(3,200)LB  
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)  
KK=KK+1
```

```
==> GRAFICAR EL TORQUE ELECTROMAGNETICO
```

```
-----  
WRITE(3,136)  
136 FORMAT (///52X, 'TORQUE ELECTROMAGNETICO', /51X, 25('*'))  
WRITE(3,200)LC  
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)  
KK=KK+1
```

```
==> GRAFICAR LA VELOCIDAD ANGULAR
```

```
-----  
WRITE(3,135)  
135 FORMAT (///54X, 'VELOCIDAD ANGULAR', /53X, 19('*'))  
WRITE(3,200)LD  
NC=100  
CALL GRAFO (FIG,NC,KK,KD)  
100 STOP  
END
```

SUBROUTINE TYN(KCH)

C==> ESTA SUBRUTINA CALCULA LOS TIEMPOS DE DISPARO Y LGS NUMEROS
 DE FASE INSTANTANEOS PARA LOS DOS CONVERSORES (P Y N).
 UTILIZA LA MODULACION DE LA ONDA COSENO ASOCIADA.

 IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)

DIMENSION TP(2,3,200),TN(2,3,200),VM(2),FC(2),WE(2)

INTEGER NP(2,3,200),NN(2,3,200),NPN(3,2),NPINI(3),NNINI(3)

COMMON P1,TEL,TF,TN,TP,VM,WB,WE,FC,KS,L,MA,NF,NN,NP,NPN,NPINI,

*NNINI

VMG(T,N)=-KS*DSIN(WB*T-ALF1*N+ALF2)

VR(T,K)=VM(KCH)*DSIN(WE(KCH)*T-(K-1)*2.094395)

AT=0.0001

ALF1=2*P1/NF

ALF2=MA*P1/NF

TINI=1./(4*FC(KCH))

TFIN=TF+TINI

DO 60 K=1,3

N=NPN(K,1)

T=0.

61 IF (VR(T,K).GT.VMG(T,N))GO TO 62

63 T=T+AT

IF (VR(T,K).LT.VMG(T,N))GO TO 63

64 IF (T.GT.TINI)GO TO 65

N=N+1

IF (N.GT.NF)N=1

T=T+TEL

GO TO 61

62 T=T-AT

IF (VR(T,K).GT.VMG(T,N))GO TO 62

GO TO 64

65 NPINI(K)=N

N=NPN(K,2)

T=0.

66 IF (VR(T,K).LT.VMG(T,N))GO TO 67

68 T=T+AT

IF (VR(T,K).GT.VMG(T,N))GO TO 68

69 IF (T.GT.TINI)GO TO 70

N=N+1

IF (N.GT.NF)N=1

T=T+TEL

GO TO 66

67 T=T-AT

IF (VR(T,K).LT.VMG(T,N))GO TO 67

GO TO 69

70 NNINI(K)=N

60 CONTINUE

DO 40 K=1,3

I=1

N=NPINI(K)

T=TINI

41 IF (VR(T,K).GT.VMG(T,N))GO TO 42

43 T=T+AT

```

IF(VR(T,K).LT.VMD(T,N))GO TO 43
44 NP(KCH,K,1)=N
IF(T.GT.TFIN)GO TO 45
TP(KCH,K,1)=T-TINI
I=I+1
N=N+1
IF(N.GT.NF)N=1
T=T+TEL
GO TO 41
42 T=T-AT
IF(VR(T,K).GT.VMD(T,N))GO TO 42
GO TO 44
45 TP(KCH,K,1)=TF

```

C==> COMIENZA EL CALCULO PARA EL CONVERSOR NEGATIVO
C-----

```

I=1
N=NNINI(K)
T=TINI
46 IF(VR(T,K).LT.VMD(T,N))GO TO 47
48 T=T+AT
IF(VR(T,K).GT.VMD(T,N))GO TO 48
49 NN(KCH,K,1)=N
IF(T.GT.TFIN)GO TO 50
TN(KCH,K,1)=T-TINI
I=I+1
N=N+1
IF(N.GT.NF)N=1
T=T+TEL
GO TO 46
47 T=T-AT
IF(VR(T,K).LT.VMD(T,N))GO TO 47
GO TO 49
50 TN(KCH,K,1)=TF
40 CONTINUE
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE SATINI (YMQ,YMD,YMS,MAN)
=====

```

```

====> SUBROUTINA QUE INTRODUCE LA SATURACION INICIAL
*****
IMPLICIT REAL*8(A-H,U-Z)
COMMON/SAT/R1,R2,YS
IF (MAN.EQ.0) THEN
  YM=YMQ
ELSE
  YM=YMD
END IF
IF (YM.LT.YS) GO TO 1
YMS=R1*YM-R2
GO TO 2
1 YMS=YM
2 RETURN
END

```

```

FUNCTION RUNGE(N ,PSI,DSI,TI,HH,H4,H,MM)
=====

```

```

====> FUNCION RUNGE-KUTTA DE CUARTO ORDEN
*****
IMPLICIT REAL*8(A-H,U-Z)
INTEGER RUNGE
REAL*8 PSI,DSI,TI,HH,H4,HE,H
DIMENSION Y(15),Z(15),PSA(15),DSI(15)
MM=MM+1
GO TO (4,5,6,7,8),MM

```

```

====> PASO 2
-----
5 DO 10 J=1,N
  Y(J)=PSI(J)
  Z(J)=DSI(J)
10 PSI(J)=Y(J)+0.5*HH*DSI(J)
25 TI=TI+0.5*HH
  RUNGE=2
  RETURN

```

```

====> PASO 1
-----
4 RUNGE=1
  RETURN

```

```

====> PASO 3
-----
6 DO 15 J=1,N
  Z(J)=Z(J)+2.0*DSI(J)
15 PSI(J)=Y(J)+0.5*HH*DSI(J)
  RUNGE=2
  RETURN

```

```

====> PASO 4
-----

```

```
7 DO 20 J=1,N
  Z(J)=Z(J)+2.0*DSI(J)
20 PSI(J)=Y(J)+HH*DSI(J)
  GO TO 25
```

==> PASO 5

```
8 DO 30 J=1,N
30 PSI(J)=Y(J)+(Z(J)+DSI(J))*HH/6.
  MM=0
  RUNGE=3
  RETURN
  END
```

```
SUBROUTINE SATURA (YMQA, YMDA, DXI, NAN)
```

```
=====
```

```
==> SUBROUTINA QUE INTRODUCE LA SATURACION
```

```
*****
```

```
IMPLICIT REAL*8(A-H, O-Z)
```

```
COMMON/PSAT/P1, P2, YC
```

```
IF (NAN.EQ. 0) THEN
```

```
YEX=YMQA
```

```
YM=DABS(YEX)
```

```
ELSE
```

```
YEX1=YMDA
```

```
YM=DABS(YEX1)
```

```
END IF
```

```
IF (YM.LT.YC) GO TO 1
```

```
DXI=P1*YM-P2
```

```
GO TO 2
```

```
1 DXI=0.
```

```
2 RETURN
```

```
END
```

SUBROUTINE GRAFO(FIG,NC,MM,NPUN)

=====

==> SUBROUTINA DE GRAFICOS

IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)

DIMENSION FIG(5,800),LINEA(101),CRD(11),JSIM(15)

CHARACTER JSIM,JN,JP,JI,JNAD,JSU,LINEA

DATA JSIM/15*'*/',JN/'-'/,JP/'+'/,JI/'I'/,JNAD/' '/,JSU/'\$'/

DO 11 J=1,101

LINEA(J)=JNAD

1 CONTINUE

N=0

DO 12 I=1,11

2 ORD(I)=10*I-110+NC

==> ESCRIBIR LA ESCALA DE LAS ORDENADAS

WRITE(3,30)(ORD(I),I=1,11)

0 FORMAT(8X,11(F6.1,4X))

GO TO 14

3 IF(N/10-(N-1)/10)17,17,14

==> CONSTRUIR LAS LINEAS DE LAS ORDENADAS

4 MN=0

DO 15 I=1,10

MN=MN+1

LINEA(MN)=JP

DO 15 KI=1,9

MN=MN+1

5 LINEA(MN)=JN

LINEA(101)=JP

IF(N)19,16,19

6 WRITE(3,31)N/2,LINEA

1 FORMAT(8X,14,101A1)

GO TO 28

==> CONSTRUIR LA PRIMERA LINEA DE LAS ABCISAS

7 DO 18 I=1,101,10

8 LINEA(I)=JI

9 DO 24 I=MM,MM

XNS=NC

JPOS=FIG(I,N)+101.49999-XNS

IF(JPOS-101)20,23,21

0 IF(JPOS)22,22,23

1 LINEA(101)=JSU

GO TO 24

2 LINEA(I)=JSU

GO TO 24

3 LINEA(JPOS)=JSIM(I)

4 CONTINUE

==> IMPRIMIR LOS DATOS DE LA LINEA

```
IF (N/10-(N-1)/10) 27, 27, 25
5 WRITE(3,32)N/2,LINEA,FIG(MM,N)
2 FORMAT(8X,14,101A1,1X,1PE12.5)
GO TO 28
7 WRITE(3,34)LINEA,FIG(MM,N)
4 FORMAT(12X,101A1,1X,F12.5)
8 DO 29 I=1,101
9 LINEA(I)=JNAD
N=N+1
IF (N-NPUN) 13,13,40
0 RETURN
END
```

* #/
EF T3340 490 50 CYL
GRMAT 490 B

FILE: LISTAR EXEC AL VM/SP RELEASE 3.1 EXPRESS PUT8401+ SLU301

* PROGRAMA PARA LISTAR RESULTADOS ASUME ESTA LISTO EL ARCHIVO EN "B" #/
PORTVS LISTAR
ERASE LISTAR LISTING AL
FILE FT06F001 PRINTER
FILE FT03F001 DISK FILE FT05F001 B1 (" LRECL 132 RECFM F ")
GLCBAL TXTLIB VFCRTLIB
LOAD LISTAR (" CLEAR NCMAP START ")

FILE: ACCION EXEC AL VM/SP RELEASE 3.1 EXPRESS PUT8401+ SLU301

FILEDEF FT03F001 DISK FILE FT03F001 B1 (LRECL 132 RECFM F
GLCBAL TXTLIB VFCRTLIB
LOAD TESIS
START (NCMAP CLEAR
K FILE FT03F001.B1

FILE: FILE FT01F001 AL VM/SP RELEASE 3.1 EXPRESS PUT8401+ SLU301

460. 160. 20. 0 0 0 1 0.004625 0.0001 0.1

FILE: FILE FT02F001 AL VM/SP RELEASE 3.1 EXPRESS PUT8401+ SLU301

.02984 .0003 .00502 .09907 .0003 .0777 .35744
0. .166666 10. .75 .1 0. 1 6
3.705882 7.041176 1.9 0.214435 -1.492573 1.9
50 15 20 200 1
0.333333 20.

BIBLIOGRAFIA

1. MOLTGEN G., "Line Commutated Thyristor Converters", Pitman - Publishing, Londres, 1972.
2. BANDA H., "Fundamentos del Control Electrónico de Potencia", E.P.N., Quito, 1985.
3. BANDA H., "Potencia Reactiva en Circuitos con Formas de Onda Complejas", Anales de las Jornadas de Ingeniería - Eléctrica y Electrónica, E.P.N., Quito, 1983.
4. PELY B., "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", John Wiley & Sons, Inc., Toronto, 1971.
5. CHATTOPADYAY-RAO, "State-Variable Steady State Analysis of Phase-Controlled Cycloconverter-Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Ap 1, Vol. IA-15, No. 3, Mayo/Junio - 1979.
6. SUCHANEK/WALLSTEIN, "Static Frequency Converters for Variable-Speed Drives", Brown-Boveri, Publ. No.CH-E 2.10463.0 e, Baden, 1984.
7. MANCERO F., "Comportamiento Dinámico de Motores de Inducción con Capacitores Serie y Paralelo", Tesis de Grado, - E.P.N., Quito, 1983.

8. KRAUSE-THOMAS, "Simulation of Symmetrical Induction Machine ry", IEEE Trans. Power Apparturs and Systems, Vol. PAS 84, pp. 1038-1053, noviembre 1965.
9. CARNAHAN-LUTHER-WILKES, "Applied Numerical Methods", John - Wiley & Sons, Inc., New York, 1969.
10. POVEDA MENTOR, " Apuntes de Dinámica de Máquinas Eléctricas", E.P.N. , Quito, 1.985.