

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

ANALISIS Y SIMULACION DIGITAL DE
UN SISTEMAR ECUPERADOR DE LA
ENERGIA DE DESLIZAMIENTO

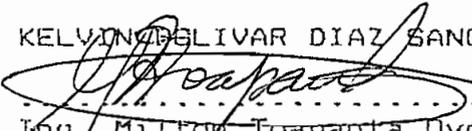
TESIS PREVIA LA OBTENCION DEL
TITULO DE INGENIERO EN LA
ESPECIALIZACION DE
ELECTRONICA Y CONTROL

KELVIN BOLIVAR DIAZ SANCHEZ

QUITO, DICIEMBRE DE 1990.

Certifico que el presente
trabajo ha sido realizado en
su totalidad por el Sr.

KELVIN BELIVAR DIAZ SANCHEZ.


.....
Ing. Milton Toapanta Oyos.
DIRECTOR DE TESIS.

AGRADECIMIENTO.

A la Escuela Politécnica Nacional, a todos quienes fueron mis maestros, compañeros y amigos que me orientaron y ayudaron en una u otra forma en la realización y culminación de este trabajo. De manera especial al Sr. Ing. Milton Toapanta Oyos, Director de Tesis, por su valioso aporte en el desarrollo de este trabajo.

A MIS PADRES.

A cuyo estímulo atribuyo gran parte de mi varia labor de los años estudiantiles, que ha sido particularmente fecunda para mi.

INDICE GENERAL

INTRODUCCION

CAPITULO I

BASE TEORICA.

1.1	INTRODUCCION	1
1.2	ECUACIONES EN VARIABLES abc DE LA MAQUINA DE INDUCCION	3
1.2.1	Definiciones	3
1.2.2	Ecuaciones de voltaje	8
1.2.3	Ecuaciones del torque	13
1.3	TEORIA DE EJES REFERENCIALES	15
1.3.1	Ecuaciones de transformación - Cambio de variable	16
1.3.2	Variables de circuitos estacionarios, transformados a ejes qd0	19
1.3.3	Ejes de referencia comunmente utilizados	24
1.3.4	Transformación entre ejes de referencia	25
1.3.5	Transformación de un grupo balanceado	27
1.3.6	Relaciones fasoriales de estado estable balanceadas	28
1.3.7	Ecuaciones de voltaje de estado estable balanceadas	30
1.3.8	Variables observadas desde varios ejes de referencia	32
1.4	LA MAQUINA DE INDUCCION EN EJES DE REFERENCIA ARBITARIOS	35
1.4.1	Ecuaciones de transformación para los circuitos del rotor	35
1.4.2	Ecuaciones de voltaje en variables qd0	37
1.4.3	Ecuaciones del torque en variables qd0	44
1.5	EL SISTEMA DE RECUPERACION DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO	45
1.5.1	Conceptos basicos	45

1.5.2	Esquemas de sistemas recuperadores de la energía de deslizamiento	57
1.5.3	Sistema Rectificador-Inversor	62

CAPITULO II

ANALISIS MATEMATICO DEL SISTEMA RECUPERADOR DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO.

2.1	INTRODUCCION	65
2.2	METODO DE ANALISIS	66
2.2.1	Descripción del sistema	66
2.2.2	Modelación del sistema	67
2.3	ANALISIS DE OPERACION EN ESTADO ESTABLE	74
2.3.1	Ecuaciones expresadas en terminos de los parámetros de la máquina, del filtro, del ángulo de disparo α y del voltaje rms de la fuente	75
2.4	EFFECTOS DE LA CONMUTACION	76
2.4.1	El proceso de conmutación en convertidores	76
2.4.2	Efectos de la conmutación del rectificador en el rotor de la máquina de inducción	84
2.4.3	Ecuaciones del Sistema Recuperador de la energía de deslizamiento (SRED), incluyendo la impedancia de conmutación del rectificador	91
2.5	ANALISIS DE ESTABILIDAD	92
2.5.1	Desarrollo de ecuaciones	93
2.5.2	Obtención de la función de transferencia $G(j\tau)$	98

CAPITULO III

SIMULACION DIGITAL DEL SISTEMA RECUPERADOR DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO.

3.1	INTRODUCCION	101
-----	--------------------	-----

3.2	METODO DE RESOLUCION DEL SISTEMA DE ECUACIONES DIFERENCIALES	102
3.3	MODELO MATEMATICO PARA LA SIMULACION	104
3.3.1	Estados de Funcionamiento	104
3.3.2	Arreglo de ecuaciones	106
	Ecuaciones para estado transitorio	108
	Ecuaciones para estado estable	109
3.3.3	Alimentación	111
3.3.4	Tipos de carga	112
3.3.5	Saturación magnética	114
3.4	PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA LA SIMULACION	115
3.5	EJEMPLOS DE APLICACION	119

CAPITULO IV

ANALISIS DE RESULTADOS.

4.1	INTRODUCCION	123
4.2	RESULTADOS DEL COMPUTADOR	123
4.3	COMPARACION DE RESULTADOS CON LOS DE OTROS ARTICULOS TECNICOS	131
4.3.1	Artículos técnicos previos	131
4.4	LIMITACIONES, VENTAJAS Y DESVENTAJAS	136
4.4.1	Limitaciones	136
4.4.2	Ventajas	137
4.4.3	Desventajas	139

CAPITULO V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

5.1	CONCLUSIONES	140
5.2	RECOMENDACIONES	142

BIBLIOGRAFIA	144
--------------------	-----

ANEXO A: POR UTILIZACION DE ECUACIONES Y PARAMETROS.

ANEXO B: DIAGRAMAS DE FLUJO.

ANEXO C: LISTADO DEL PROGRAMA.

ANEXO D: MANUAL DE USO DEL PROGRAMA.

ANEXO E: CIRCUITO EQUIVALENTE PARA LA MAQUINA DE
INDUCCION PARA ANALISIS DE CONMUTACION.

INTRODUCCION.

Las máquinas de inducción juegan un papel vital en el avance de sistemas relacionados con la conversión de energía electromecánica. Utilizadas en la mayoría de casos como motores han llegado a convertirse en parte importante e integral de los procesos industriales debido a que es una máquina muy robusta, de construcción simple y que dependiendo del diseño abarca amplios rangos de potencia, desde pocos vatios a varios megavatios.

La velocidad de los motores de inducción no puede ser variada continuamente sin incurrir en equipo adicional y sin eliminar grandes pérdidas de potencia. A pesar de que muchos controles de velocidad de motores de inducción han sido investigados décadas atrás, todas las soluciones realizadas hasta hace pocos años han sido complejas y costosas.

Debido al gran avance en la tecnología de los semiconductores de potencia y de los microprocesadores para el control, en los años recientes, su empleo con máquinas eléctricas están reduciendo las limitaciones de orden técnico y económico que existían anteriormente. Ahora es posible construir controladores de velocidad eficientes usando máquinas de inducción, cuyas características son similares y aún mejores que las conseguidas con máquinas DC, especialmente para altas potencias.

Existen tres métodos básicos con los cuales se puede variar la velocidad en motores de inducción: controlando el deslizamiento, alterando el número de

polos y variando la frecuencia de la fuente de alimentación. De estos el control del deslizamiento es muy utilizado, en motores tipo jaula de ardilla un cambio del deslizamiento se logra variando el voltaje de alimentación, en motores de rotor devanado se lo hace incluyendo resistencias externas en el circuito del rotor o por medio de la aplicación de voltajes a la frecuencia de deslizamiento a los circuitos del rotor, con el fin de convertir la potencia de deslizamiento a una forma útil.

Al insertar resistencias en los circuitos del rotor se consigue regular la velocidad del motor, pero el procedimiento supone un gran derroche de energía, ya que las pérdidas en el rotor suponen cierto valor de la potencia mecánica. Por ejemplo para operación a menos de la mitad de la velocidad de sincronismo, más de la mitad de la potencia que cruza el entrehierro es disipada en los bobinados del rotor y en las resistencias externas. Dichas pérdidas pueden recuperarse en gran parte mediante un equipo estático de regulación formado básicamente por un rectificador y un inversor, a este sistema, es justamente al que se conoce como Sistema Recuperador de la Energía de Deslizamiento (SRED) y es el tema de la presente investigación.

La tensión del rotor, tomada en los anillos rozantes se rectifica para tener una tensión continua cuya magnitud es directamente proporcional al deslizamiento, seguidamente a través de un circuito de enlace DC, constituido por un filtro, dicha tensión continua es restituida a la red que alimenta el motor; usando un inversor.

El inversor tiene una frecuencia de salida igual a la de la red y puede trabajar con una tensión continua de

entrada que va desde casi cero, cuando el motor gira a plena velocidad, hasta el valor máximo que corresponde al motor detenido. El conjunto es relativamente sencillo ya que las señales en las compuertas de los tiristores que conforman el inversor, están dadas por los cruces por cero de la red (inversor conmutado por línea), y no necesitan de circuitos de disparo complejos.

El presente tema de tesis, tiene la intención de motivar el estudio y la investigación de sistemas en las áreas del Control Electrónico de Máquinas Eléctricas y de Conversión de Energía, ya que nuestro país va incorporando estas tecnologías a su campo industrial.

El objetivo básico del presente trabajo, es desarrollar un modelo matemático para el SRED, para ser representado en un computador digital. La utilización del sistema, como controlador de velocidad de motores de inducción de rotor devanado para altas potencias, preciso, confiable, de gran estabilidad y buen funcionamiento transitorio resalta la importancia del presente trabajo, ya que es la herramienta más adecuada para predecir el comportamiento real del sistema, disminuyendo los riesgos de futuras investigaciones experimentales.

Este trabajo ha sido desarrollado en cinco capítulos y varios anexos. En el primer capítulo se da información sobre conceptos fundamentales de la máquina de inducción trifásica simétrica y sobre la Teoría de Ejes de referencia arbitrarios. También se presenta breves generalidades sobre el Sistema Recuperador de la Energía de Deslizamientos, sus configuraciones y sus componentes.

El segundo capítulo presenta la modelación del sistema controlador en detalle, se indica el proceso seguido para incluir la impedancia de conmutación del rectificador y se presenta al sistema controlador como un sistema realimentado para análisis de estabilidad.

En el tercer capítulo, se presenta el método de resolución de las ecuaciones diferenciales simultáneas, los estados de funcionamiento del sistema, las ecuaciones arregladas para su implementación en el programa e información general sobre el programa computacional.

En el capítulo cuarto se presentan los resultados obtenidos con ciertos grupos de parámetros del sistema, se da breve información sobre otros artículos técnicos referentes al tema, se presenta una comparación de resultados y finalmente se indican las limitaciones, ventajas y desventajas tanto del sistema como del programa desarrollado.

El capítulo quinto muestra las conclusiones y recomendaciones sobre el trabajo realizado.

También se incluyen los Anexos A, B, C, D, Y E, en los cuales se señala el proceso de por unitización de ecuaciones y parámetros, los diagramas de flujo, el listado del programa escrito en lenguaje Quick Basic versión 4.5, el manual de uso en un computador personal y el proceso de obtención del circuito equivalente de la máquina de inducción para análisis de conmutación, respectivamente.

CAPITULO I

B A S E T E O R I C A

1.1 INTRODUCCION.

El estudio del Sistema Recuperador de la energía de deslizamiento, que en lo posterior lo identificaremos con las siglas SRED, requiere de que varios conceptos sean previamente establecidos antes de empezar su análisis. El sistema que se describe al final del presente capítulo es utilizado en una variedad de aplicaciones con el propósito de controlar la velocidad de máquinas de inducción de doble alimentación, utilizadas en la mayoría de casos como motores.

En un motor de inducción se alimenta directamente de corriente alterna al estator y éste a su vez induce corrientes en el rotor de igual forma a lo que ocurre en un transformador. Excitando los devanados del estator con corriente polifásica equilibrada, normalmente trifásica, se crea en el entrehierro un campo magnético rotativo que gira a la velocidad de sincronismo, la cual está determinada por el número de polos y por la frecuencia aplicada.

El rotor de un motor de inducción puede ser construido de dos formas diferentes; si el devanado está formado por varillas conductoras alojadas en ranuras practicadas en el hierro del propio rotor y cortocircuitadas en ambos extremos mediante dos platos conductores, dispuestos a cada lado del rotor, se lo conoce como motor de inducción tipo jaula de ardilla. Si se construye con un devanado polifásico similar al del estator y con igual número de polos que él; con los terminales del bobinado del rotor conectados a sendos anillos

rozantes aislados y montados sobre el eje, en los que se apoyan escobillas de carbón, se conoce como motor de rotor devanado o de anillos rozantes

Ambos tipos de rotores son eléctricamente equivalentes siempre y cuando su atención esté confinada a señales sinusoidales de voltaje, corriente, flujo, etc. Las razones prácticas para escoger uno u otro rotor están basadas en las siguientes consideraciones: el tipo jaula está permanentemente cerrado y sus características eléctricas son fijas, mientras que un rotor devanado permite la variación de las características eléctricas debido a que se puede conectar circuitos externos vía anillos rozantes; la otra razón es que el tipo jaula es adaptable a cualquier número de polos, mientras que el rotor devanado está hecho para un (ó posiblemente dos) número definitivo de polos. Desde el punto de vista de arranque del motor frente a torques de carga elevados es conveniente disponer de un rotor devanado, en cambio un rotor tipo jaula es útil en conexiones clásicas de control de velocidad.

El SRED es utilizado para el control de velocidad de motores de inducción de rotor devanado, especialmente de alta potencia; controlando el deslizamiento a través de un dispositivo estático conectado a los circuitos del rotor.

A pesar de la simplicidad del sistema, una descripción analítica para condiciones dinámicas involucra campos magnéticos rotatorios y relaciones espaciales que influyen en la velocidad y en la carga; además el rectificador genera armónicos, los cuales causan distorsión de las corrientes de estator.

Normalmente las máquinas de inducción son operadas bajo condiciones balanceadas, es por esta razón, que en este

capítulo hacemos referencia a la máquina de inducción trifásica simétrica

Debido a que se pretende realizar una simulación digital del SRED, es importante tener una representación apropiada. Para cumplir estos requerimientos el presente capítulo, empieza utilizando técnicas clásicas para establecer las ecuaciones de voltaje y torque para una máquina de inducción trifásica simétrica expresadas en variables de máquina o variables abc. Seguidamente se analiza brevemente la Teoría de ejes referenciales que constituye la base para el análisis del SRED, en esta parte se pone énfasis en las ecuaciones de transformación - cambio de variables, ejes de referencia comunmente utilizados, transformaciones entre ejes de referencia, y en las relaciones obtenidas para condiciones estables y balanceadas.

Posteriormente, se aplica estos principios a la máquina de inducción, las ecuaciones clásicas de la máquina son escritas en variables $qd0$, de una manera directa sin necesidad de ejercicios laboriosos de Trigonometría. En esta parte también se obtienen las ecuaciones de estado estable para la máquina que se utilizará en el capítulo siguiente.

Finalmente se presenta al SRED, sus componentes y su teoría asociada, los tipos de SRED existentes y al sistema Rectificador-Inversor también conocido como convertidor cascada subsíncronico, que es el que vamos a analizar y simular.

1.2 ECUACIONES EN VARIABLES abc DE LA MAQUINA DE INDUCCION. [13], [14], [19], [20], [21], [22], [23]

1.2.1 DEFINICIONES.

Para el desarrollo y la obtención de las ecuaciones en variables abc, se considera una máquina de inducción

trifásica simétrica. Una máquina simétrica está generalmente definida con:

- 1) Entrehierro uniforme es decir que las estructuras del rotor y del estator son cilíndricas.
- 2) Circuitos magnéticos lineales.
- 3) Devanados de estator idénticos, distribuidos de tal forma que produzcan una onda de fuerza magnetomotriz (MMF) sinusoidal en el espacio, con las fases y devanados adecuadamente distribuidos, tal que solamente una onda MMF rotatoria quede establecida debido a las corrientes balanceadas del estator.
- 4) Las bobinas o las barras del rotor se arreglan de tal forma, que para cualquier tiempo fijo, la onda MMF del rotor pueda ser considerada como una senoide espacial, teniendo el mismo número de polos, al igual que la onda MMF del estator.

La máquina simétrica es una máquina idealizada, ofrece un medio de predicción del funcionamiento de muchos tipos de máquinas de inducción polifásicas. Algunos factores importantes que causan efectos en el funcionamiento de las máquinas actuales son despreciados en las máquinas simétricas, entre ellos:

- 1) Circuitos magnéticos no lineales.
- 2) Cambios en la resistencia debido a la temperatura y a cambios en la frecuencia.
- 3) Contenido armónico de la onda MMF.

En la Fig. No. 1-1, se muestra el arreglo de bobinas de una máquina de inducción trifásica simétrica de 2 polos, conectadas en Y. Los devanados son idénticos con un número equivalente de espiras N_s y resistencia r_s . Los devanados del rotor, los cuales pueden ser enrollados o barras, pueden aproximarse a devanados idénticos con un número equivalente de espiras N_r y resistencia r_r .

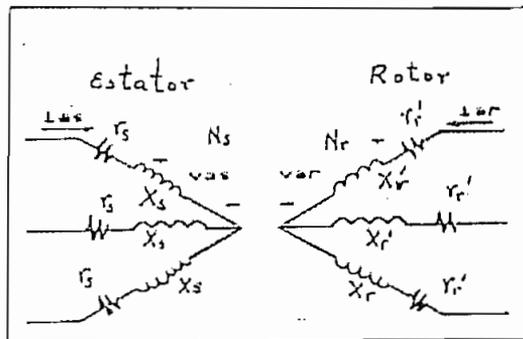
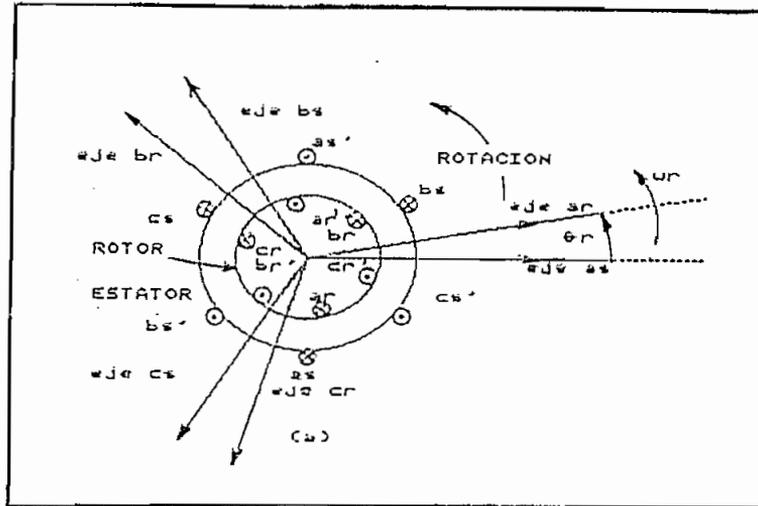


Fig. No. 1-1. Máquina de inducción trifásica simétrica de dos polos

El entrehierro de una máquina de inducción es uniforme y se asume que los devanados del rotor y estator pueden aproximarse a devanados distribuidos sinusoidalmente. En casi todas las aplicaciones, la máquina de inducción es operada como motor, con los bobinados del estator conectados a una fuente trifásica balanceada y los bobinados del rotor cortocircuitados. El principio de operación en este modo es fácil de deducirlo. Con corrientes trifásicas balanceadas fluyendo en los bobinados del estator, se establece en el entrehierro una onda MMF rotatoria, la cual rota alrededor del entrehierro a una velocidad determinada por la frecuen-

cia de las corrientes del estator y por el número de polos. Si la velocidad del rotor es diferente de la velocidad de la onda MMF rotatoria, en los devanados cortocircuitados del rotor se inducen corrientes trifásicas balanceadas. La frecuencia de las corrientes del rotor corresponden a la diferencia entre la velocidad de la onda MMF rotatoria producida por las corrientes del estator y la velocidad del rotor. Las corrientes inducidas en el rotor producen a la vez una onda MMF en el entrehierro, la cual rota relativa al rotor a una velocidad correspondiente a la frecuencia de las corrientes del rotor. La velocidad de la onda MMF provocada por el rotor en el entrehierro, superpuesta sobre la velocidad del rotor, es similar a la de la onda MMF provocada por las corrientes del estator y que aparece en el entrehierro.

Estas dos ondas de MMF en el entrehierro, pueden considerarse como dos conjuntos de polos magnéticos rotando sincrónicamente.

El torque es producido por una interacción de estos polos magnéticos. Nótese, sin embargo, que el torque no es producido cuando el rotor está moviéndose en sincronismo con la onda MMF del entrehierro debido a las corrientes del estator, ya que en este caso no se inducen corrientes en el rotor cortocircuitado.

En la máquina de inducción analizada, todas las inductancias propias del estator son iguales, es decir:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \quad (1.1)$$

Con:

$$L_{aa} = L_{1a} + L_{m} \quad (1.2)$$

Donde: L_{1a} es la inductancia de dispersión del estator y L_{m} es la inductancia de magnetización, la cual puede ser expresada por,

$$L_{m} = [(N_p/2)^2 * (\pi \mu_0 r l / g)] \quad (1.3)$$

En esta ecuación, g es la longitud del entrehierro uniforme; μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío y es igual a $4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]; r es el radio a la mitad del entrehierro y l es la longitud axial del entrehierro. Del mismo modo todas las inductancias mutuas de estator a estator son idénticas.

$$L_{L_{111}} = L_{L_{222}} = L_{L_{333}} \quad (1.4)$$

Con:

$$L_{L_{111}} = -L_{m_e}/2 \quad (1.5)$$

De igual forma, para el caso del rotor se tiene que las inductancias propias son iguales,

$$L_{L_{r1r}} = L_{L_{r2r}} = L_{L_{r3r}} \quad (1.6)$$

Con:

$$L_{L_{r1r}} = L_{1r} + L_{m_r} \quad (1.7)$$

Donde, L_{1r} es la inductancia de dispersión y L_{m_r} es la inductancia de magnetización, ambas para el rotor.

La inductancia de magnetización del rotor está expresada por:

$$L_{m_r} = [(N_r/2)^2 * (\mu_0 r l / g)] \quad (1.8)$$

Las inductancias mutuas de rotor a rotor son iguales, así:

$$L_{L_{r1r2}} = L_{L_{r2r3}} = L_{L_{r3r1}} \quad (1.9)$$

Donde:

$$L_{L_{r1r2}} = -L_{m_r}/2 \quad (1.10)$$

Las expresiones para las inductancias mutuas entre los bobinados de rotor y estator, también son similares,

$$L_{L_{1r1}} = L_{L_{2r2}} = L_{L_{3r3}} \quad (1.11)$$

Con:

$$L_{L_{1r1}} = L_{1r} * \cos \theta_r \quad (1.12)$$

Además,

$$L_{L_{1r2}} = L_{L_{2r3}} = L_{L_{3r1}} \quad (1.13)$$

$$\text{Con: } L_{L_{1r2}} = L_{1r} * \cos (\theta_r + 2\pi/3) \quad (1.14)$$

Finalmente:

$$L_{L_{1r3}} = L_{L_{2r1}} = L_{L_{3r2}} \quad (1.15)$$

Con:

$$L_{\text{estator}} = L_{\text{er}} * \text{Cos} (\theta_r - 2\pi/3) \quad (1.16)$$

Donde:

$$L_{\text{er}} = [(N_s/2)(N_r/2) * (\pi\mu_0 r l/g)] \quad (1.17)$$

θ_r : Angulo entre ejes magnéticos de estator y rotor.

1.2.2 ECUACIONES DE VOLTAJE.

Con las consideraciones indicadas previamente se puede analizar a la máquina como un conjunto de circuitos lineales acoplados, en donde los voltajes son proporcionales a las corrientes que los producen. En la Fig. No. 1-1, podemos ver que los bobinados del estator son idénticos y están distribuidos sinusoidalmente, se encuentran desfasados 120° eléctricos entre sí. De igual manera para el rotor. θ_r constituye el desplazamiento angular entre los ejes magnéticos del estator y rotor.

La ecuación del voltaje en cada una de las fases viene expresada por:

$$v = ri + d\lambda/dt \quad (1.18)$$

Donde: i , es la corriente por fase.

λ , son las concatenaciones totales de flujo de una bobina.

r , es la resistencia total por fase de una bobina.

$d/dt = p$, es un operador matemático.

Las ecuaciones de voltaje son:

$$v_{\text{aas}} = r_{\text{a}} i_{\text{aas}} + d\lambda_{\text{aas}}/dt \quad (1.19)$$

$$v_{\text{bas}} = r_{\text{a}} i_{\text{bas}} + d\lambda_{\text{bas}}/dt \quad (1.20)$$

$$v_{\text{cas}} = r_{\text{a}} i_{\text{cas}} + d\lambda_{\text{cas}}/dt \quad (1.21)$$

$$v_{\text{ar}} = r_{\text{r}} i_{\text{ar}} + d\lambda_{\text{ar}}/dt \quad (1.22)$$

$$v_{\text{br}} = r_{\text{r}} i_{\text{br}} + d\lambda_{\text{br}}/dt \quad (1.23)$$

$$v_{\text{cr}} = r_{\text{r}} i_{\text{cr}} + d\lambda_{\text{cr}}/dt \quad (1.24)$$

Donde r_{a} es la resistencia de cada bobina de fase del estator y r_{r} es la resistencia de cada bobina por fase del rotor. El flujo concatenado por fase tiene la

siguiente forma, por ejemplo para la fase a:

$$\lambda_{as} = L_{saa}i_{as} + L_{sab}i_{bs} + L_{sac}i_{cs} + L_{sar}i_{ar} + L_{sbr}i_{br} + L_{srr}i_{rr} \quad (1.25)$$

Aquí se observa que las ecuaciones de voltaje son complicadas, debido a la variación con el tiempo de las inductancias entre los circuitos del rotor y estator (circuitos en movimiento relativo). Como se señala posteriormente un cambio apropiado de variables elimina las inductancias variables con el tiempo, lo que da como resultado ecuaciones de voltaje todavía no lineales, pero mucho más manejables.

En forma matricial, e introduciendo el operador p , las ecuaciones anteriores son:

$$\bar{v}_{abc} = \bar{r}_s \bar{i}_{abc} + p \bar{\lambda}_{abc} \quad (1.26)$$

$$\bar{v}_{abr} = \bar{r}_r \bar{i}_{abr} + p \bar{\lambda}_{abr} \quad (1.27)$$

Donde:

$$(f_{abc})^T = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}] \quad (1.28)$$

$$(f_{abr})^T = [f_{ar} \ f_{br} \ f_{cr}] \quad (1.29)$$

En las ecuaciones anteriores "f" representa variables de voltaje, corriente o concatenaciones de flujo, el subíndice "s", indica variables y parámetros asociados con los circuitos del estator; el subíndice "r", indica variables y parámetros asociados con los circuitos del rotor. Las matrices \bar{r}_s y \bar{r}_r son matrices diagonales con elementos diferentes de cero en su diagonal principal.

Para un sistema magnéticamente lineal, las concatenaciones de flujo están expresadas por:

$$\begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{abc} \\ \bar{\lambda}_{abr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{L}_s & \bar{L}_{sr} \\ (\bar{L}_{sr})^T & \bar{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{abc} \\ \bar{i}_{abr} \end{bmatrix} \quad (1-30)$$

Las inductancias de los devanados se definieron en la sección anterior, en particular,

$$\tilde{L}_s = \begin{bmatrix} L_{1s} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{1s} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{1s} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

$$\tilde{L}_r = \begin{bmatrix} L_{1r} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{1r} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{1r} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

$$\tilde{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

En las ecuaciones anteriores, L_{1s} y L_{ms} , son respectivamente, las inductancias de dispersión y de magnetización de los devanados del estator; L_{1r} y L_{mr} corresponden a los devanados del rotor. La inductancia L_{sr} es la amplitud de las inductancias mutuas entre los devanados del estator y rotor.

La mayoría de máquinas de inducción no tienen un rotor devanado, en cambio, la corriente fluye en barras de cobre o aluminio, las que se encuentran uniformemente distribuidas y ubicadas dentro de las ranuras practicadas en un material ferromagnético con todas las barras terminadas en un anillo común a cada lado del rotor. Esta configuración de rotor se conoce como rotor tipo jaula de ardilla.

Puede que a primera vista la inductancia mutua entre un devanado de rotor uniformemente distribuido y un devanado de estator sinusoidalmente distribuido, no venga dada por la forma de la ecuación (1.33). Sin embargo, en la mayoría de casos un devanado uniformemente distribuido es adecuadamente descrito por su componente fundamental sinusoidal y está representado por un devanado trifásico equivalente. Generalmente, esta representación consiste de un devanado equivalente por fase, sin embargo, la construcción del rotor de algunas

máquinas es tal que su funcionamiento está descrito con mayor exactitud, representando cada fase como dos devanados equivalentes conectados en paralelo. Este tipo de máquina se la conoce como de rotor doble jaula. Otra consideración, es que en una máquina práctica, los conductores del rotor son a menudo inclinados. Esto es, los conductores no están ubicados en el plano del eje de rotación del rotor. En otras palabras, los conductores están inclinados levemente respecto al eje de rotación. Este tipo de arreglo en los conductores ayuda a reducir la magnitud de los torques armónicos provocados por el contenido armónico de las ondas MMF. Tales características de diseño no se consideran en el presente análisis, en cambio, se asume que todos los efectos sobre la amplitud de la componente fundamental de la forma de onda MMF debidos a los devanados del rotor uniformemente distribuidos e inclinados están considerados en el valor de N_r . El asumir que la máquina de inducción es un dispositivo lineal (no existe saturación) y que no existe armónicos de la onda MMF es una sobresimplificación que no describe el comportamiento de las máquinas de inducción en todos los modos de operación. Si embargo, en la mayoría de aplicaciones, su comportamiento puede ser adecuadamente predicho con esta representación simplificada.

Cuando se expresa las ecuaciones de voltaje en variables de máquina, es conveniente referir todas las variables del rotor a los devanados del estator utilizando la relación de espiras apropiada, de idéntica forma a como se refiere las cantidades del secundario al primario de un transformador.

$$\bar{i}'_{abc} = (N_r/N_s)\bar{i}_{abc} \quad (1.34)$$

$$\bar{v}'_{abc} = (N_s/N_r)\bar{v}_{abc} \quad (1.35)$$

$$\bar{\lambda}'_{abc} = (N_s/N_r)\bar{\lambda}_{abc} \quad (1.36)$$

Las inductancias mutuas y de magnetización, están asociadas con el mismo camino del flujo magnético; por-

lo tanto L_{ms} , L_{mr} y L_{wr} están descritas como se definieron en las ecuaciones (1.3), (1.8) y (1.16). En particular,

$$L_{ms} = N_w/N_r * L_{wr} \quad (1.37)$$

De este modo definimos,

$$\bar{L}_{wr}' = N_w/N_r * \bar{L}_{wr} \quad (1.38)$$

Es decir:

$$L_{wr}' = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r+2\pi/3) & \cos(\theta_r-2\pi/3) \\ \cos(\theta_r-2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r+2\pi/3) \\ \cos(\theta_r+2\pi/3) & \cos(\theta_r-2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

Además, de (1.3) y (1.8), L_{mr}' puede ser expresada como:

$$L_{mr}' = (N_r/N_w)^2 * L_{ms} \quad (1.40)$$

Y si se tiene:

$$\bar{L}_r' = (N_w/N_r)^2 * \bar{L}_r \quad (1.41)$$

Entonces, a partir de la ec. (1.31),

$$\bar{L}_r' = \begin{bmatrix} L_{1r}' + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{1r}' + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{1r}' + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

Donde:

$$L_{1r}' = (N_w/N_r)^2 * L_{1r} \quad (1.43)$$

En base a esto el flujo concatenado puede expresarse como:

$$\begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{abcs} \\ \bar{\lambda}'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{L}_s & \bar{L}_{wr}' \\ (\bar{L}_{wr}')^T & \bar{L}_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{abcs} \\ \bar{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

Las ecuaciones de voltaje expresadas en términos de variables de máquina, referidas a los devanados del estator, se escriben así:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{abcs} \\ \bar{v}'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{r}_s + p\bar{L}_s & p\bar{L}_{sr}' \\ p(\bar{L}_{wr}')^T & \bar{r}_r' + p\bar{L}_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{abcs} \\ \bar{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Donde:

$$\bar{r}_r' = (N_s/N_r)^2 * \bar{r}_r \quad (1.46)$$

1.2.3 ECUACIONES DEL TORQUE.

La energía almacenada en campos acoplados W_r , es función tanto de la corriente i , como del desplazamiento x .

$$W_r = W_f(i, x) \quad (1.47)$$

Para un sistema electromagnético lineal, la expresión para la energía almacenada es:

$$W_r(i, x) = \frac{1}{2} L(x) i^2 \quad (1.48)$$

Donde $L(x)$, es la inductancia del sistema electromagnético lineal, que dependerá del desplazamiento x .

Si el sistema electromagnético tiene "j" entradas de corriente, la expresión para la energía de campo total es:

$$W_r(i_1, \dots, i_j, x) = \frac{1}{2} * \sum_{p=1}^j * \sum_{q=1}^j L_{pq} * i_p * i_q \quad (1.49)$$

Si solo se tiene i_1 e i_2 , la ecuación queda:

$$W_r(i_1, i_2, x) = \frac{1}{2} L_{11}(x) i_1^2 + L_{12}(x) i_1 i_2 + \frac{1}{2} L_{22}(x) i_2^2 \quad (1.50)$$

Es decir, la energía almacenada es la suma de las inductancias propias de cada devanado, multiplicadas por $\frac{1}{2}$ de su corriente al cuadrado y todas las inductancias mutuas, cada una multiplicada por las respectivas corrientes en los dos devanados acoplados.

Está claro que la energía almacenada en las inductancias de dispersión, no es parte de la energía almacenada en el campo acoplado. Así la energía almacenada en el campo acoplado, en el caso de la máquina de inducción, es:

$$W_r = \frac{1}{2} (\bar{i}_{abc})^T (\bar{L}_s - \bar{L}_{12} \bar{I}) \bar{i}_{abc} + (\bar{i}_{abc})^T \bar{L}_{1r} \bar{i}_{abc} + \frac{1}{2} (\bar{i}_{abc}')^T (\bar{L}_r' - \bar{L}_{1r}' \bar{I}) \bar{i}_{abc}' \quad (1.51)$$

Donde \bar{I} , es la matriz identidad. Puesto que se asume que la máquina de inducción es magnéticamente lineal,

la energía de campo W_f , es igual a la coenergía, W_c . El cambio de energía mecánica (W_m), en un sistema rotacional, con una entrada mecánica puede escribirse como:

$$dW_m = - T_e d\theta_{rm} \quad (1.52)$$

Donde T_e , es el torque electromagnético positivo para una acción motora (torque de salida) y θ_{rm} es el desplazamiento angular actual del rotor. El flujo concatenado, corrientes, W_f y W_c ; son todos expresados como funciones del desplazamiento angular eléctrico, θ_r . Puesto que,

$$\theta_r = \frac{1}{2} P \theta_{rm} \quad (1.53)$$

Donde P es el número de polos en la máquina, entonces,

$$dW_m = - T_e * (2/P) * d\theta_r \quad (1.54)$$

Por lo tanto con un número de polos P , con $W_f = W_c$, el torque electromagnético puede ser evaluado a partir de:

$$T_e(i_f, \theta_r) = (P/2) * (\delta W_c(i_f, \theta_r) / \delta \theta_r) \quad (1.55)$$

Donde (i_f, θ_r) representa $(i_1, i_2, \dots, i_f, \theta_r)$, siendo i las corrientes y θ_r el desplazamiento angular eléctrico.

L_s y L_r no son función de θ_r , sustituyendo W_f , de la ecuación (1.51), en la ec. (1.54), se obtiene el torque electromagnético en Newtons*metro (N.m).

$$T_e = (P/2) * (i_{abc})^T * \delta / \delta \theta_r [L_{sr}'] * i_{abc}' \quad (1.56)$$

Desarrollando (1.56), se obtiene:

$$\begin{aligned} T_e = & -(P/2) L_{ms} \{ [i_{1a}(i_{1a}' - \frac{1}{2}i_{1b}' - \frac{1}{2}i_{1c}') + i_{1b}(i_{1b}' - \frac{1}{2}i_{1a}' - \\ & \frac{1}{2}i_{1c}') + i_{1c}(i_{1c}' - \frac{1}{2}i_{1a}' - \frac{1}{2}i_{1b}')] \sin \theta_r + \\ & (\sqrt{3}/2) [i_{1a}(i_{1b}' - i_{1c}') + i_{1b}(i_{1c}' - i_{1a}') + i_{1c}(i_{1a}' - \\ & i_{1b}')] \cos \theta_r \} \end{aligned} \quad (1.57)$$

El torque y la velocidad del rotor (ω_r), están relacionados por:

$$T_e = J * (2/P) * p \omega_r + T_e \quad (1.58)$$

Donde J es el momento de inercia del motor (en algunos casos incluye el de la carga conectada). El primer término representa el torque inercial y el segundo al

torque de carga. Las unidades de J son Kilogramos metro² (Kg.m^2) o Julios*seg.² (J.s^2). Frecuentemente el momento de inercia es expresado como WR^2 , de unidades (lb.pie^2).

El torque de carga T_L es positivo para una carga sobre el eje de la máquina de inducción.

1.3 TEORIA DE EJES REFERENCIALES. ¹³

Las ecuaciones de voltaje que describen el funcionamiento de una máquina de inducción, fueron establecidas en la sección anterior, en ellas se puede observar que algunas inductancias de la máquina son funciones de la velocidad del rotor, con lo cual los coeficientes de las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento de la máquina, están variando con el tiempo, excepto cuando el rotor está parado. Con el fin de reducir la complejidad de estas ecuaciones diferenciales, existen varios cambios de variables que se basan en la Teoría de Ejes Referenciales Arbitrarios, esta transformación general asigna las variables de máquina a un eje de referencia que rota con una velocidad angular arbitraria. Todas las transformaciones reales conocidas son obtenidas, desde otra transformación general, simplemente asignando la velocidad de rotación apropiada al eje de referencia.

La Teoría de Ejes Referenciales, es utilizada en el análisis de máquinas ac, con el fin de eliminar inductancias que varían con el tiempo, sin embargo puede usarse para el análisis de varios componentes estáticos de sistemas de potencia, de parámetros constantes. Comúnmente las variables de dichos sistemas, están representadas en un eje de referencia rotando a la velocidad sincrónica.

1.3.1 ECUACIONES DE TRANSFORMACION - CAMBIO DE VARIABLES.

Un cambio de variables, que formula una transformación de las variables trifásicas de elementos de un circuito estacionario al eje de referencia arbitrario, puede expresarse de la siguiente manera:

$$\bar{f}_{qdo} = \bar{K}_s * \bar{f}_{abc} \quad (1.59)$$

Donde:

$$(\bar{f}_{qdo})^T = [f_{qo} \quad f_{do} \quad f_{oo}] \quad (1.60)$$

$$(\bar{f}_{abc})^T = [f_{ao} \quad f_{bo} \quad f_{co}] \quad (1.61)$$

$$\bar{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \text{sen}\theta & \text{Sen}(\theta-2\pi/3) & \text{Sen}(\theta+2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.62)$$

$$\theta = \int_0^t \omega(\epsilon) d\epsilon + \theta(0) \quad (1.63)$$

Donde ϵ , es una variable ficticia de integración. La transformada inversa está dada por:

$$\bar{K}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{Sen}\theta & 1 \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \text{Sen}(\theta-2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \text{Sen}(\theta+2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.64)$$

En todas las ecuaciones anteriores, "f" representa variables de voltaje, de corriente, de concatenaciones de flujo o carga eléctrica. El supraíndice "T", representa la matriz transpuesta. El subíndice "s", indica que las variables, parámetros y transformaciones están asociadas con circuitos estacionarios. El desplazamiento angular θ , puede ser continuo; sin embargo, la

velocidad angular asociada con el cambio de variables no está especificada.

El eje de referencia puede rotar a una velocidad angular constante o variable o puede permanecer estacionario. La connotación de arbitrariedad nace del hecho de que la velocidad angular de la transformación no está especificada y se la puede seleccionar arbitrariamente.

El cambio de variables, puede aplicarse a variables de cualquier forma de onda y secuencia de tiempo, sin embargo, la transformación indicada anteriormente es particularmente apropiada para la secuencia abc.

A pesar que la transformación a un eje de referencia arbitrario, es un cambio de variables y no necesita una connotación física, es a menudo conveniente visualizar las ecuaciones de transformación como relaciones trigonométricas entre variables, como se muestra en la Fig. No. 1-2. En particular, las ecuaciones de transformación pueden considerarse como si las variables f_{a_1} y f_{a_2} estuvieran "direccionadas" a lo largo de caminos ortogonales entre si y rotando a una velocidad angular de w , con lo cual, f_{a_1} , f_{a_2} y f_{a_3} pueden considerarse como variables direccionadas a lo largo de caminos estacionarios, cada uno desplazado 120° .

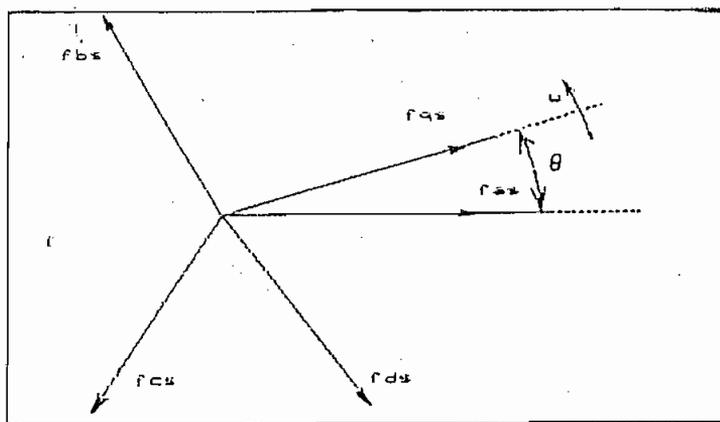


Fig. No. 1-2. Transformación para circuitos estacionarios, vista por relaciones trigonométricas.

Si f_{a*} , f_{b*} y f_{c*} se reemplazan en f_{q*} y f_{d*} , se obtienen las dos primeras filas de (1.59) respectivamente. Es importante notar que las variables "0", no están asociadas con el eje de referencia arbitrario, en cambio, están relacionadas aritméticamente a las variables abc, independientemente de θ . Es muy importante no confundir f_{a*} , f_{b*} y f_{c*} con fasores, ya que estos últimos son cantidades instantáneas que pueden ser cualquier función de tiempo.

En la Fig. No. 1-2, se retrata en cierta forma la transformación, es particularmente conveniente cuando la aplicamos a máquinas ac, donde la dirección de f_{a*} , f_{b*} y f_{c*} puedan ser consideradas como la dirección de los ejes magnéticos de los devanados del estator. Se encuentra que la dirección de f_{q*} y f_{d*} pueden considerarse como la dirección de los ejes magnéticos de los "nuevos" bobinados creados por el cambio de variables.

La potencia total instantánea puede expresarse en variables abc como:

$$p_{abc} = v_{a*}i_{a*} + v_{b*}i_{b*} + v_{c*}i_{c*} \quad (1.65)$$

La potencia total expresada en variables qd0 debe ser igual a la potencia total expresada en variables abc, por lo tanto sustituyendo (1.59) en (1.65), tenemos:

$$p_{qd0} = p_{abc} = 3/2(v_{q*}i_{q*} + v_{d*}i_{d*} + 2v_{0*}i_{0*}) \quad (1.66)$$

El factor (3/2), se debe al escogimiento de la constante usada en la transformación. Aunque las formas de onda de los voltajes q_s y d_s , corrientes, concatenaciones de flujo y cargas eléctricas son dependientes de la velocidad angular del eje de referencia, las formas de onda de la potencia total es independiente del eje de referencia. En otras palabras, la forma de onda de la potencia total es la misma, prescindiendo del eje de referencia en el cual está evaluada.

1.3.2 VARIABLES DE CIRCUITOS ESTACIONARIOS TRANSFORMADAS AL EJE DE REFERENCIA ARBITRARIO.

- Elementos resistivos:

Para un circuito trifásico resistivo, se tiene:

$$\bar{v}_{abc} = \bar{r}_s * \bar{i}_{abc} \quad (1.67)$$

De la ecuación (1.59),

$$\bar{v}_{qdo} = \bar{K}_s * \bar{r}_s * (\bar{K}_s)^{-1} * \bar{i}_{qdo} \quad (1.68)$$

Antes de proseguir, es necesario especificar la matriz de resistencias \bar{r}_s . Todos los devanados de fase del estator, ya sea de una máquina síncrona o una máquina de inducción simétrica, son diseñados de tal forma que tengan la misma resistencia. Igualmente, transformadores, bancos de condensadores, líneas de transmisión y, de hecho todos los componentes de Sistemas de Potencia, están diseñados tal que las fases tengan igual resistencia. Aún las cargas que se conectan a dichos sistemas, están distribuidas entre las fases de tal forma que todas las fases estén cargadas aproximadamente igual. Ahora si los elementos distintos de cero de la matriz diagonal \bar{r}_s son iguales, entonces,

$$\bar{K}_s * \bar{r}_s * (\bar{K}_s)^{-1} = \bar{r}_s \quad (1.69)$$

De este modo, la matriz de resistencias asociada con las variables de referencia arbitrarias, es igual a la matriz de resistencias asociada con las variables originales, si cada fase de los circuitos originales tiene la misma resistencia. Si las resistencias de fase no son iguales (son desbalanceadas o asimétricas), entonces la matriz de resistencias asociada con las variables de eje de referencia arbitrario contienen funciones sinusoidales de θ , excepto cuando $w=0$, en cuyo caso \bar{K}_s es algebraico. En otras palabras, si las resistencias de fase son desbalanceadas, la transformación produce resistencias constantes solamente si el eje de referencia está fijado donde el desbalance físicamente existe. Esta característica es fácil de

ilustrar sustituyendo,

$$\bar{r}_s = \text{diag}[r_{sa} \quad r_{sb} \quad r_{sc}] \quad (1.70)$$

dentro de $\bar{K}_s * \bar{r}_s * (\bar{K}_s)^{-1}$.

- Elementos inductivos:

Para un circuito inductivo trifásico, se tiene:

$$\bar{v}_{abc} = p * \bar{\lambda}_{abc} \quad (1.71)$$

Donde p es el operador d/dt . En el caso de un sistema magnéticamente lineal, ha sido costumbre expresar las concatenaciones de flujo como un producto de inductancias y matrices de corriente, antes de realizar un cambio de variables. Sin embargo, la transformación es válida para concatenaciones de flujo y una cantidad extensa de trabajos pueden evitarse transformando las concatenaciones de flujo directamente. Esto es de mucha importancia en el análisis de máquinas ac, donde la matriz de inductancias es una función de la posición del rotor.

De este modo, reemplazando variables, (1.71) se convierte en:

$$\bar{v}_{qdo} = \bar{K}_s * p[(\bar{K}_s)^{-1} * \bar{\lambda}_{qdo}] \quad (1.72)$$

Desarrollando:

$$\bar{v}_{qdo} = \bar{K}_s * p[(\bar{K}_s)^{-1}] * \bar{\lambda}_{qdo} + \bar{K}_s * (\bar{K}_s)^{-1} * p \bar{\lambda}_{qdo} \quad (1.73)$$

Donde aplicando el operador d/dt a $(Ks)^{-1}$ se tiene:

$$p[(\bar{K}_s)^{-1}] = w \begin{bmatrix} -\text{Sen}\theta & \text{Cos}\theta & 0 \\ -\text{Sen}(\theta-2\pi/3) & \text{Cos}(\theta-2\pi/3) & 0 \\ -\text{Sen}(\theta+2\pi/3) & \text{Cos}(\theta+2\pi/3) & 0 \end{bmatrix} \quad (1.74)$$

Realizando operaciones entre matrices y usando de identidades trigonométricas, se llega a:

$$\bar{K}_m p [(\bar{K}_m)^{-1}] = w \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.75)$$

La ecuación (1.73), puede describirse como:

$$\bar{v}_{\alpha\beta\gamma} = w \bar{\lambda}_{\alpha\beta\gamma} + p \bar{\lambda}_{\alpha\beta\gamma} \quad (1.76)$$

Donde:

$$(\bar{\lambda}_{\alpha\beta\gamma})^T = [\lambda_{\alpha\beta} \quad -\lambda_{\beta\alpha} \quad 0] \quad (1.77)$$

La ecuación (1.76), puede escribirse en forma expandida como:

$$v_{\alpha\beta} = w \lambda_{\alpha\beta} + p \lambda_{\alpha\beta} \quad (1.78)$$

$$v_{\beta\alpha} = -w \lambda_{\beta\alpha} + p \lambda_{\beta\alpha} \quad (1.79)$$

$$v_{\gamma\gamma} = p \lambda_{\gamma\gamma} \quad (1.80)$$

El primer término, en el lado derecho de (1.78) y (1.79), se lo conoce como "voltaje de velocidad, siendo w la velocidad angular del eje de referencia arbitrario.

Es claro que el voltaje de velocidad es cero si w es cero, lo cual ocurre cuando el eje de referencia es estacionario.

Claramente, las ecuaciones de voltaje para el circuito inductivo trifásico se convierten en el familiar cambio del rango de tiempo de las concatenaciones de flujo, si el eje de referencia está fijado donde el circuito físicamente existe. Además puesto que (1.71), es válida en general, sucediendo que (1.78) - (1.80) son válidas sin tomar en cuenta que el sistema sea linealmente magnético o no sea lineal y prescindiendo de la forma de la matriz de inductancias, si el sistema es magnéticamente lineal.

Para un sistema lineal, el flujo concatenado puede expresarse de la siguiente manera:

$$\bar{\lambda}_{\alpha\beta\gamma} = \bar{L}_m * \bar{i}_{\alpha\beta\gamma} \quad (1.81)$$

Con lo cual, el flujo concatenado en el eje de referencia arbitrario queda:

$$\bar{\lambda}_{qdo} = \bar{K}_L * \bar{L}_L * (\bar{K}_L)^{-1} * \bar{i}_{qdo} \quad (1.82)$$

Como en el caso del circuito resistivo, es necesario especificar la matriz de inductancias antes de proceder con la evaluación de (1.82). Sin embargo, una vez que la matriz de inductancias está especificada, el procedimiento para expresar cualquier circuito inductivo trifásico en el eje de referencia arbitrario se reduce a la evaluación de (1.82) y sustituir los resultados λ_{q-} , λ_{d-} y λ_{0-} en las ecuaciones de voltaje (1.78) - (1.80).

Este procedimiento es correcto, con un mínimo de manipulaciones matriciales comparando con el trabajo involucrado, si para un sistema lineal, la matriz de concatenaciones de flujo, $\bar{\lambda}_{abc}$, es reemplazada por $\bar{L}_L * \bar{i}_{abc}$ antes de realizar la transformación.

Si por ejemplo \bar{L}_L es una matriz diagonal, con todos los términos distintos de cero iguales, entonces:

$$\bar{K}_L * \bar{L}_L * (\bar{K}_L)^{-1} = \bar{L}_L \quad (1.83)$$

Una matriz de esta forma puede describir la inductancia de una carga inductiva trifásica balanceada, a un conjunto trifásico de reactores de línea usados en sistemas de transmisión o a cualquier red inductiva trifásica simétrica, sin acoplamiento inductivo entre fases. Es claro que los comentarios respecto a resistencias de fase asimétricas o desbalanceadas, también son aplicables en el caso de inductancias asimétricas. Una matriz de inductancias, que es común para las máquinas de inducción y las máquinas síncronas, es de la forma:

$$\bar{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.84)$$

Donde L_{ls} es una inductancia de dispersión y L_{ms} es una

inductancia de magnetización.

Nuevamente utilizando operaciones matriciales y ayuda dos de identidades trigonométricas, se puede demostrar que:

$$\bar{K}_u * \bar{L}_u * (\bar{K}_u)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{1u} + 3/2 L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{1u} + 3/2 L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{1u} \end{bmatrix} \quad (1.85)$$

Los sistemas acoplados trifásicos lineales, son magnéticamente simétricos, si los elementos de la diagonal son iguales y todos los elementos fuera de la diagonal también son iguales.

La ecuación (1.84) es de esta forma. Nosotros vemos de la ecuación (1.85) que, para un sistema simétrico, $\bar{K}_u * \bar{L}_u * (\bar{K}_u)^{-1}$ produce una matriz diagonal que, en efecto, magnéticamente desacopla las variables sustitutas en todos los ejes de referencia.

- Elementos Capacitivos:

Para un circuito trifásico capacitivo,

$$\bar{i}_{abc} = p * \bar{q}_{abc} \quad (1.86)$$

Introduciendo las variables q_{d0} , tenemos:

$$\bar{i}_{qdd} = \bar{K}_u * p [(\bar{K}_u)^{-1} * \bar{q}_{qdd}] \quad (1.87)$$

Lo cual puede escribirse:

$$\bar{i}_{qdd} + \bar{K}_u * p [(\bar{K}_u)^{-1}] \bar{q}_{qdd} + \bar{K}_u (\bar{K}_u)^{-1} * p \bar{q}_{qdd} \quad (1.88)$$

Utilizando la ec. (1.75), se tiene:

$$\bar{i}_{qdd} = w * \bar{q}_{qdd} + p * \bar{q}_{qdd} \quad (1.89)$$

Donde:

$$(\bar{q}_{qdd})^T = [q_{d1} \quad q_{d2} \quad 0] \quad (1.90)$$

En forma expandida:

$$i_{d1} = w q_{d1} + p q_{d1} \quad (1.91)$$

$$i_{d2} = -w q_{d2} + p q_{d2} \quad (1.92)$$

$$i_{0u} = p q_{0u} \quad (1.93)$$

Considerando la terminología de "voltajes de velocidad", como se utilizó en el caso de circuitos inductivos, es apropiado referirse a los primeros términos del lado derecho de las ec. (1.91) y (1.92) como "corrientes de velocidad". Las ecuaciones (1.91) - (1.93), son válidas precindiendo de la relación entre carga y voltaje. Para un sistema lineal capacitivo,

$$\bar{q}_{abcw} = \bar{C}_w * \bar{v}_{abcw} \quad (1.94)$$

de este modo en el sistema de referencia arbitrario,

$$\bar{q}_{abcd} = \bar{K}_w * \bar{C}_w * (\bar{K}_w)^{-1} * \bar{v}_{abcd} \quad (1.95)$$

\bar{C}_w , representa la matriz capacitiva, una matriz \bar{C}_w diagonal describe por ejemplo a un banco de condensadores trifásico utilizados en la corrección del factor de potencia, a la capacitancia en serie usada para líneas de transmisión o a cualquier sistema electrostático trifásico sin acoplamiento entre fases. Un sistema de transmisión trifásico es a menudo aproximado como un sistema simétrico, con lo cual las matrices de inductancias y capacitancias pueden ser escritas en una forma similar a (1.84).

1.3.3 EJES DE REFERENCIA COMUNMENTE UTILIZADOS.

Es instructivo dar una vista preliminar a los ejes de referencia comunmente utilizados en el análisis de máquinas eléctricas y en componentes de sistemas de potencia; especialmente, ejes de referencia sincrónicos, en el rotor, estacionarios y arbitrarios.

La información en cuanto a cada uno de estos ejes de referencia, tal como se aplica a circuitos estacionarios se da a continuación:

Velocidad del eje de referencia: w

Interpretación: Variables de circuito estacionario referidas a un eje de referencia arbitrario.

Notación: f_{aw} , f_{dw} , f_{ow} .

Transformación: K_w

Velocidad del eje de referencia: \emptyset

Interpretación: Variables de circuito estacionario referidas a un eje de referencia estacionario.

Notación: $f_{a\omega^*}$, $f_{b\omega^*}$, $f_{c\omega^*}$

Transformación: K_{ω^*}

Velocidad del eje de referencia: ω_r

Interpretación: Variables de circuito estacionario referidas a un eje de referencia fijo en el rotor.

Notación: $f_{a\omega^r}$, $f_{b\omega^r}$, $f_{c\omega^r}$

Transformación: K_{ω^r}

Velocidad del eje de referencia: ω_s

Interpretación: Variables de circuito estacionario referidas a un eje de referencia rotando sincrónicamente.

Notación: $f_{a\omega^s}$, $f_{b\omega^s}$, $f_{c\omega^s}$

Transformación: K_{ω^s}

Para propósitos de trabajo, es suficiente definir el eje de referencia rotando en sincronismo, es decir rotando a la velocidad angular eléctrica correspondiente a la frecuencia fundamental, ω_s . En el caso de máquinas ac, ω_s es la velocidad angular eléctrica del campo magnético rotatorio del entrehierro, establecido por las corrientes de estator de frecuencia fundamental.

1.3.4 TRANSFORMACION ENTRE EJES DE REFERENCIA.

En algunas derivaciones y análisis es conveniente referir variables en un eje de referencia a variables en otro eje de referencia directamente, sin involucrar a la variables abc en la transformación. Con el fin de establecer esta transformación, entre dos ejes de referencia cualquiera, pongamos "x" para indicar al eje

de referencia cuyas variables serán transformadas y "y" al eje de referencia al cual las variables serán transformadas, entonces:

$$\bar{f}_{a_1} y_{o_1} = {}^* \bar{K} y {}^* \bar{f}_{a_1} o_1 \quad (1.96)$$

De (1.59),

$$\bar{f}_{a_1} o_1 = \bar{K} {}^* \bar{f}_{a_1} o_1 \quad (1.97)$$

Sustituyendo (1.97) en (1.96), se tiene:

$$\bar{f}_{a_1} y_{o_1} = {}^* \bar{K} y {}^* \bar{K} {}^* \bar{f}_{a_1} o_1 \quad (1.98)$$

Sin embargo de (1.60),

$$\bar{f}_{a_1} y_{o_1} = \bar{K}_1 y {}^* \bar{f}_{a_1} o_1 \quad (1.99)$$

Entonces,

$${}^* \bar{K} y {}^* \bar{K}_1 = \bar{K}_1 y \quad (1.100)$$

De donde:

$${}^* \bar{K} = \bar{K}_1 y ({}^* \bar{K}_1)^{-1} \quad (1.101)$$

La transformación deseada se obtiene sustituyendo las transformaciones apropiadas en (1.101). Por consiguiente:

$${}^* \bar{K} = \begin{bmatrix} \text{Cos}(\theta y - \theta x) & -\text{Sen}(\theta y - \theta x) & 0 \\ \text{Sen}(\theta y - \theta x) & \text{Cos}(\theta y - \theta x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.102)$$

Esta transformación también puede ser visualizada a partir de relaciones trigonométricas entre dos conjuntos de cantidades ortogonales rotacionales, como se indican en la Fig. No. 1-3.

Resolviendo $f_{a_1}^*$ y $f_{a_2}^*$ en $f_{a_1} y$ se obtiene la primera fila de la ecuación (1.102) y resolviendo $f_{a_1}^*$ y $f_{a_2}^*$ en $f_{a_2} y$ se obtiene la segunda fila. Utilizando varias de las identidades trigonométricas que se dan en el Anexo A, se puede demostrar que:

$$({}^* \bar{K} y)^{-1} = ({}^* \bar{K} y) \quad (1.103)$$

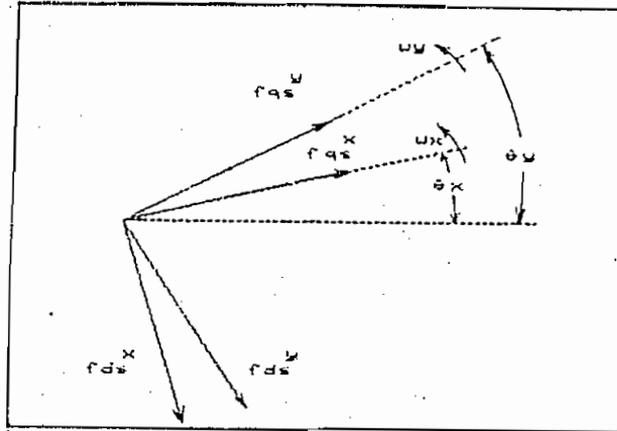


Fig. No. 1-3. Transformación entre dos ejes de referencia, vista por relaciones trigonométricas.

1.3.5 TRANSFORMACION DE UN GRUPO BALANCEADO:

A pesar de que las ecuaciones de transformación son válidas, prescindiendo de la forma de onda de las variables, es instructivo considerar las características de la transformación cuando el sistema trifásico es simétrico y los voltajes y corrientes forman un conjunto trifásico balanceado de secuencia abc como se presenta en las ecuaciones (1.104) - (1.107). Un conjunto trifásico balanceado se define generalmente como un conjunto de cantidades sinusoidales de igual amplitud, desplazadas 120° . Puesto que la suma de este conjunto es cero, las variables 0 son cero,

$$f_{a0} = \sqrt{2}f_m \cos \theta_{\omega\tau} \quad (1.104)$$

$$f_{b0} = \sqrt{2}f_m \cos(\theta_{\omega\tau} - 2\pi/3) \quad (1.105)$$

$$f_{c0} = \sqrt{2}f_m \cos(\theta_{\omega\tau} - 4\pi/3) \quad (1.106)$$

Donde f_m puede ser una función del tiempo y,

$$\theta_{\omega\tau} = \int_0^t \omega_m(\epsilon) d\epsilon + \theta_{\omega\tau}(0) \quad (1.107)$$

Es importante notar la diferencia entre θ_{ω} y $\theta_{\omega\tau}$. La posición angular del eje de referencia rotando sincró-

nicamente es θ_w . La posición angular de cada variable eléctrica (voltaje, corriente, concatenaciones de flujo o carga eléctrica) es $\theta_{w,r}$, con el subíndice "r" utilizado para denotar la variable eléctrica específica. No obstante, θ_w y $\theta_{w,r}$ solamente difieren en la posición cero, $\theta_w(0)$ y $\theta_{w,r}(0)$, ya que cada uno tiene la misma velocidad angular de w_w .

Sustituyendo (1.104) - (1.106) en la transformación a ejes $qd0$ dada por (1.62), se tiene:

$$f_{q_w} = \sqrt{2}f_w \cos(\theta_{w,r} - \theta) \quad (1.108)$$

$$f_{d_w} = -\sqrt{2}f_w \sin(\theta_{w,r} - \theta) \quad (1.109)$$

$$f_{0_w} = 0 \quad (1.110)$$

Al igual que las variables trifásicas presentadas en (1.104) - (1.106), las variables q_s y d_s forman un conjunto bifásico balanceado en todos los ejes de referencia, excepto cuando $w = w_w$. En este eje de referencia, el eje de referencia rotando sincrónicamente, las cantidades q_s y d_s llegan a ser:

$$f_{q_w} = \sqrt{2}f_w \cos[\theta_{w,r}(0) - \theta_w(0)] \quad (1.111)$$

$$f_{d_w} = -\sqrt{2}f_w \sin[\theta_{w,r}(0) - \theta_w(0)] \quad (1.112)$$

Las ecuaciones (1.111) y (1.112) revelan una propiedad muy notable. Existe un eje de referencia en donde un conjunto balanceado de amplitud constante aparecerán como constantes. En otras palabras, si un conjunto balanceado de amplitud constante, aparece en cualquier eje de referencia, entonces, hay otro eje de referencia donde este conjunto balanceado aparece como constantes.

1.3.6 RELACIONES BALANCEADAS DE ESTADO ESTABLE.

Para condiciones balanceadas de estado estable, w_w es constante y las ec. (1.104) - (1.106) pueden expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} F_{a\omega} &= \sqrt{2}F_{\omega}\text{Cos}[\omega_{\omega}t + \theta_{\omega r}(0)] \\ &= \text{Re}\{\sqrt{2}F_{\omega}e^{j(\omega_{\omega}t + \theta_{\omega r}(0))}e^{j\omega t}\} \end{aligned} \quad (1.113)$$

$$\begin{aligned} F_{b\omega} &= \sqrt{2}F_{\omega}\text{Cos}[\omega_{\omega}t + \theta_{\omega r}(0) - 2\pi/3] \\ &= \text{Re}\{\sqrt{2}F_{\omega}e^{j(\omega_{\omega}t + \theta_{\omega r}(0) - 2\pi/3)}e^{j\omega t}\} \end{aligned} \quad (1.114)$$

$$\begin{aligned} F_{c\omega} &= \sqrt{2}F_{\omega}\text{Cos}[\omega_{\omega}t + \theta_{\omega r}(0) + 2\pi/3] \\ &= \text{Re}\{\sqrt{2}F_{\omega}e^{j(\omega_{\omega}t + \theta_{\omega r}(0) + 2\pi/3)}e^{j\omega t}\} \end{aligned} \quad (1.115)$$

Como se indicará desde aquí en adelante, las letras mayúsculas son utilizadas para indicar cantidades de estado estable. Si la velocidad del eje de referencia arbitrario es una constante no especificada, entonces para condiciones balanceadas de estado estable, las ecuaciones (1.108) - (1.109) pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} F_{a\omega} &= \sqrt{2}F_{\omega}\text{Cos}[(\omega_{\omega} - \omega)t + \theta_{\omega r}(0) - \theta(0)] \\ &= \text{Re}\{\sqrt{2}F_{\omega}e^{j[(\omega_{\omega} - \omega)t + \theta_{\omega r}(0) - \theta(0)]}e^{j\omega t}\} \end{aligned} \quad (1.116)$$

$$\begin{aligned} F_{b\omega} &= -\sqrt{2}F_{\omega}\text{Sen}[(\omega_{\omega} - \omega)t + \theta_{\omega r}(0) - \theta(0)] \\ &= \text{Re}\{j\sqrt{2}F_{\omega}e^{j[(\omega_{\omega} - \omega)t + \theta_{\omega r}(0) - \theta(0)]}e^{j\omega t}\} \end{aligned} \quad (1.117)$$

De la ecuación (1.113), el fasor que representa a las variables as es:

$$\tilde{F}_{a\omega} = F_{\omega}e^{j\theta_{\omega r}(0)} \quad (1.118)$$

Si ω no es igual a ω_{ω} , entonces $F_{a\omega}$ y $F_{b\omega}$ son cantidades sinusoidales y desde (1.116) y (1.117),

$$\tilde{F}_{a\omega} = F_{\omega}e^{j[\theta_{\omega r}(0) - \theta(0)]} \quad (1.119)$$

$$\tilde{F}_{b\omega} = j\tilde{F}_{a\omega} \quad (1.120)$$

Es necesario considerar frecuencias negativas, ya que ω puede ser mayor que ω_{ω} . Los fasores rotan en dirección contraria a la de las agujas del reloj para $\omega < \omega_{\omega}$ y en sentido horario para $\omega > \omega_{\omega}$.

Se está libre para seleccionar $\theta(0)$, por lo tanto se escoje $\theta(0)=0$, con lo cual,

$$\tilde{F}_{a\omega} = \tilde{F}_{a\omega} \quad (1.121)$$

De este modo en todos los ejes de referencia rotando asincrónicamente (w diferente de w_s) con $\theta(0)=0$ la representación fasorial de las variables as es igual a la representación fasorial de las variables qs. Para condiciones balanceadas de estado estable, la representación fasorial de las variables de una fase, necesitan solamente ser giradas en orden para representar las variables en las otras fases.

En el eje de referencia rotando sincrónicamente $w=w_s$ y continuando con el uso de letras mayúsculas para denotar variables de estado estable, de (1.116) y (1.117),

$$F_{a_{\omega}} = \text{Re}\{\sqrt{2}F_{\omega}e^{j[\theta_{\omega r}(\omega) - \omega t(\omega)]}\} \quad (1.122)$$

$$F_{d_{\omega}} = \text{Re}\{j\sqrt{2}F_{\omega}e^{j[\theta_{\omega r}(\omega) - \omega t(\omega)]}\} \quad (1.123)$$

Si de nuevo se selecciona $\theta_e(0)=0$ entonces,

$$F_{a_{\omega}} = \sqrt{2}F_{\omega}\text{Cos}\theta_{\omega r}(0) \quad (1.124)$$

$$F_{d_{\omega}} = -\sqrt{2}F_{\omega}\text{Sen}\theta_{\omega r}(0) \quad (1.125)$$

De este modo,

$$\sqrt{2}F_{\omega} = F_{a_{\omega}} - jF_{d_{\omega}} \quad (1.126)$$

Puesto que $\tilde{F}_{\omega} = \tilde{F}_{a_{\omega}}$, la ec. (1.126) es importante ya que relaciona las variables del eje de referencia rotando sincrónicamente con un fasor en todos los otros ejes de referencia. \tilde{F}_{ω} es un fasor que representa una cantidad sinusoidal, sin embargo, $F_{a_{\omega}}$ y $F_{d_{\omega}}$ no son fasores. Son cantidades reales representando variables de estado estable "constantes" del eje de referencia rotando sincrónicamente.

1.3.7 ECUACIONES BALANCEADAS DE VOLTAJE DE ESTADO ESTABLE.

Si el sistema trifásico es simétrico y si los voltajes aplicados forman un conjunto balanceado como el indicado

por las ecuaciones (1.104) - (1.106), entonces las corrientes de estado estable formarán también un conjunto balanceado. Para resistencias iguales en cada fase, la ecuación de voltaje de estado estable en términos de las variables as es:

$$\tilde{V}_{as} = r_a \tilde{I}_{as} \quad (1.127)$$

Para elementos inductivos simétricos y lineales la ecuación de voltaje de estado estable puede escribirse como:

$$\tilde{V}_{as} = j\omega_a \tilde{\Lambda}_{as} \quad (1.128)$$

Donde $\tilde{\Lambda}_{as}$, es una inductancia que depende de \tilde{I}_{as} . Para elementos capacitivos simétricos y lineales, la ecuación de corriente de estado estable es:

$$\tilde{I}_{as} = j\omega_a \tilde{O}_{as} \quad (1.129)$$

Donde \tilde{O}_{as} es una capacitancia que depende de \tilde{V}_{as} . Está claro que para cualquier combinación de elementos circuitales simétricos lineales, la ecuación de voltaje de estado estable puede expresarse en forma fasorial como:

$$\tilde{V}_{as} = Z_a \tilde{I}_{as} \quad (1.130)$$

Donde Z_a , es la impedancia de cada fase del sistema trifásico.

Para resistencias iguales en cada fase del circuito, la ecuación balanceada de voltaje de estado estable, para las variables qs, en todos los ejes de referencia rotando asincrónicamente, pueden ser escritos desde (1.169) como:

$$\tilde{V}_{qs} = r_a \tilde{I}_{qs} \quad (1.131)$$

Para elementos inductivos simétricos lineales, las ecuaciones de voltaje qs de estado estable, en todos los ejes de referencia rotando asincrónicamente pueden ser escritos desde (1.77) como:

$$\tilde{V}_{qs} = \omega_a \tilde{\Lambda}_{qs} + j(\omega_a - \omega) \tilde{\Lambda}_{qs} \quad (1.132)$$

El factor $(\omega_a - \omega)$ se debe al hecho de que las variables de estado estable en todos los ejes de referencia

rotando asincrónicamente varían con la frecuencia correspondiente a $(\omega_s - \omega)$. De la ecuación (1.120), $\tilde{\Lambda}_{qs} = j\tilde{\Lambda}_{qs}$, así la ec. (1.132) se convierte en:

$$\tilde{V}_{qs} = j\omega_s \tilde{\Lambda}_{qs} \quad (1.133)$$

Similarmente para un circuito capacitivo simétrico lineal, la ecuación fasorial de corriente qs de estado estable, en todos los ejes de referencia rotando asincrónicamente, pueda escribirse desde la ec. (1.90)

$$\tilde{I}_{qs} = j\omega_s \tilde{Q}_{qs} \quad (1.134)$$

De este modo, para cualquier combinación de elementos circuitales simétricos lineales, la ecuación de voltaje de estado estable en todos los ejes de referencia rotando asincrónicamente puede expresarse en forma fasorial como:

$$\tilde{V}_{qs} = Z_s \tilde{I}_{qs} \quad (1.135)$$

Donde, para un sistema trifásico dado, Z_s es la misma impedancia compleja como la dada en la ec. (1.129).

El hecho de que las ecuaciones fasoriales de voltaje de estado estable sean idénticas para variables as y qs fue en efecto conocido de antemano puesto que la ec. (1.120) nos indica que para $\theta(0)=0$, las representaciones fasoriales de las variables as son iguales a las representaciones fasoriales de las variables qs en todos los ejes de referencia rotando asincrónicamente; por consiguiente, los circuitos as y qs deben tener la misma impedancia.

1.3.8 VARIABLES OBSERVADAS DESDE VARIOS EJES DE REFERENCIA.

Es instructivo observar las formas de onda de las variables de un circuito serie R-L trifásico estacionario, en los ejes de referencia arbitrarios y en los ejes de referencia comúnmente utilizados.

Para este propósito se asume que las matrices \bar{r}_s y \bar{L}_s

son matrices diagonales, con elementos iguales y diferentes de cero en la diagonal principal y que los voltajes aplicados son de la forma:

$$v_{aa} = \sqrt{2}V_m \cos \omega_m t \quad (1.136)$$

$$v_{bb} = \sqrt{2}V_m \cos(\omega_m t - 2\pi/3) \quad (1.137)$$

$$v_{cc} = \sqrt{2}V_m \cos(\omega_m t + 2\pi/3) \quad (1.138)$$

Donde ω_m , tiene un valor constante no especificado. Las corrientes que se asume iguales a cero en $t=0$, pueden expresarse así:

$$i_{aa} = \sqrt{2}V_m / |Z_m| [-e^{-t/T} \cos \alpha + \cos(\omega_m t - \alpha)] \quad (1.139)$$

$$i_{bb} = \sqrt{2}V_m / |Z_m| [-e^{-t/T} \cos(\alpha + 2\pi/3) + \cos(\omega_m t - \alpha - 2\pi/3)] \quad (1.140)$$

$$i_{cc} = \sqrt{2}V_m / |Z_m| [-e^{-t/T} \cos(\alpha - 2\pi/3) + \cos(\omega_m t - \alpha + 2\pi/3)] \quad (1.141)$$

Donde:

$$Z_m = r_m + j\omega_m L_m \quad (1.142)$$

$$T = L_m / r_m \quad (1.143)$$

$$\alpha = \tan^{-1} (\omega_m L_m / r_m) \quad (1.144)$$

Pueda que en primera instancia, sea necesario resolver las ecuaciones de voltaje en el eje de referencia arbitrario, con el fin de obtener la expresión para las corrientes en el eje de referencia arbitrario. Esto es innecesario, ya que una vez que se conoce la solución en un eje de referencia, ésta es conocida en todos los demás ejes de referencia. En el ejemplo en mención, esto puede realizarse transformando las ecuaciones (1.139) - (1.141) al eje de referencia arbitrario. Para propósitos ilustrativos, se asume que ω es una constante no especificada con $\theta(0)=0$, entonces $\theta=\omega t$ y en el eje de referencia arbitrario,

$$i_{aa} = \sqrt{2}V_m / |Z_m| \{-e^{-t/T} \cos(\omega t \pm \alpha) + \cos[(\omega_m - \omega)t - \alpha]\} \quad (1.145)$$

$$i_{a-} = \sqrt{2}V_{-}/|Z_{-}| \{-e^{-\omega t} \text{Sen}(\omega t + \alpha) - \text{Sen}[(\omega_{-} - \omega)t - \alpha]\} \quad (1.146)$$

Claramente, el estado del sistema eléctrico es independiente del eje de referencia desde el cual es observado. Aunque las variables aparecerán diferente en cada eje de referencia, exhibirán el mismo modo de operación (transitorio o estado estable) prescindiendo del eje de referencia. En general, (1.145) y (1.146) contienen dos conjuntos balanceados, uno que representa al transitorio eléctrico, decae exponencialmente a una frecuencia correspondiente a la velocidad angular instantánea del eje de referencia arbitrario. En este grupo, las variables q_s adelantan a las variables d_s en 90° cuando $\omega > 0$, y están retrasadas 90° cuando $\omega < 0$.

El segundo grupo balanceado, que representa la respuesta de estado estable, tiene una amplitud constante con una frecuencia correspondiente a la diferencia entre la velocidad angular de los voltajes aplicados a los circuitos estacionarios y la velocidad angular del eje de referencia arbitrario. En este grupo las variables q_s retrasan a las variables d_s en 90° cuando $\omega < \omega_{-}$ y adelantan en 90° cuando $\omega > \omega_{-}$. Esto por supuesto conduce al concepto de frecuencia negativa, cuando relacionamos los fasores que representan variables q_s y d_s a través de (1.119).

Existen dos ejes de referencia que no poseen ninguno de los dos grupos balanceados. En el eje de referencia estacionario $\omega = 0$ y $i_{a-} = i_{a-}$, el grupo balanceado que decae exponencialmente, se mantiene con el decaimiento exponencial y el grupo balanceado de amplitud constante varía en ω_{-} . En el eje de referencia rotando sincrónicamente donde $\omega = \omega_{-}$, los transitorios eléctricos son representados por un conjunto balanceado que decae

exponencialmente que varía en ω_r y el conjunto de amplitud constante se convierte en constantes.

1.4 LA MAQUINA DE INDUCCION EN EJES DE REFERENCIA ARBITRARIOS. $(193, 221), (222), (233)$

1.4.1 ECUACIONES DE TRANSFORMACION PARA LOS CIRCUITOS DEL ROTOR.

En la sección anterior se introdujo algunos conceptos de la teoría de ejes de referencia y se aplicaron en algunos circuitos estacionarios. En un análisis de máquinas de inducción, es necesario transformar las variables asociadas con los devanados simétricos del rotor a un eje de referencia arbitrario. Un cambio de variables que formule una transformación de las variables trifásicas de los circuitos del rotor, al eje de referencia arbitrario es:

$$\bar{f}_{aor'} = K_r \bar{f}_{aber'} \quad (1.147)$$

Donde,

$$(\bar{f}_{aor'})^T = [f_{ar'} \quad f_{br'} \quad f_{cr'}] \quad (1.148)$$

$$(\bar{f}_{aber'})^T = [f_{ar'} \quad f_{br'} \quad f_{cr'}] \quad (1.149)$$

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos(\beta - 2\pi/3) & \cos(\beta + 2\pi/3) \\ \sin \beta & \sin(\beta - 2\pi/3) & \sin(\beta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.150)$$

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (1.151)$$

El desplazamiento angular, θ , está definido por la ec. (1.63) y θ_r es,

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\epsilon) d\epsilon + \theta_r(0) \quad (1.152)$$

Donde ϵ es una variable ficticia de integración. La inversa de K_r es:

$$(K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \text{Cos}\beta & \text{Sen}\beta & 1 \\ \text{Cos}(\beta-2\pi/3) & \text{Sen}(\beta-2\pi/3) & 1 \\ \text{Cos}(\beta+2\pi/3) & \text{Sen}(\beta+2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.153)$$

El subíndice "r" indica: las variables, parámetros y transformaciones asociadas con los circuitos del rotor. Aunque este cambio de variables no necesita interpretación física es conveniente como en el caso de circuitos estacionarios, visualizar estas ecuaciones de transformación, como relaciones trigonométricas entre cantidades vectoriales como se indica en la Fig. No. 1-4. Es claro que las ecuaciones de transformación anteriores para los circuitos del rotor son las ecuaciones de transformación para circuitos estacionarios con β usada como el desplazamiento angular en vez de θ . En efecto, las ecuaciones de transformación para circuitos del rotor y circuitos estacionarios son casos especiales de una transformación para todo circuito, estacionarios o rotatorios. En particular, si en β , θ_r es reemplazada por θ_e , donde:

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e(\epsilon) d\epsilon + \theta(0) \quad (1.154)$$

Por consiguiente, ω_e la velocidad angular de los circuitos, puede ser seleccionada para corresponder a los circuitos que serán transformados, es decir $\omega_e=0$ para circuitos estacionarios y $\omega_e=\omega_r$ para circuitos rotatorios.

Sucede que todas las ecuaciones para circuitos estacionarios en las secciones (1.3.3) y (1.3.4), son válidas para los circuitos del rotor, si se reemplaza θ por β y w por $w-w_r$.

Los fasores y las relaciones de estado estable para

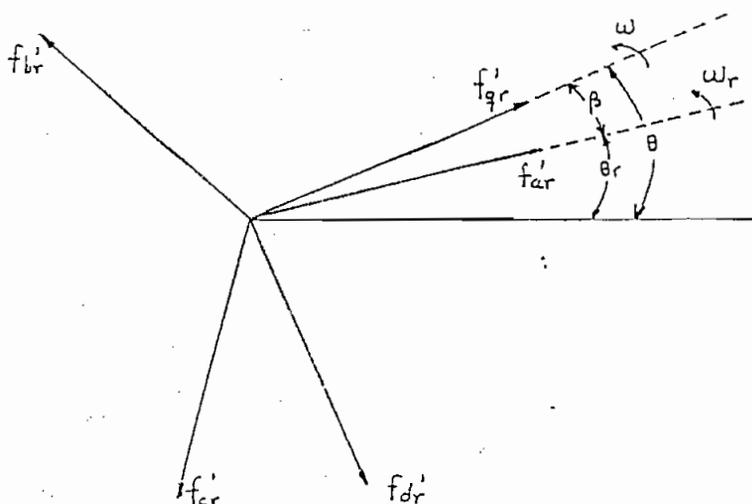


Fig. No. 1-4. Transformación para circuitos rotatorios vista por relaciones trigonométricas.

circuitos, estacionarios, dados en las secciones (1.3.7)- (1.3.9), también son aplicables a los circuitos del rotor de una máquina de inducción, si se hace que las variables del rotor, durante la operación balanceada, sean de la forma:

$$f_{ar}' = \sqrt{2}f_r' \cos(\theta_{ar} - \theta_r) \quad (1.155)$$

$$f_{br}' = \sqrt{2}f_r' \cos(\theta_{br} - \theta_r - 2\pi/3) \quad (1.156)$$

$$f_{cr}' = \sqrt{2}f_r' \cos(\theta_{cr} - \theta_r + 2\pi/3) \quad (1.157)$$

El desplazamiento eléctrico, θ_{ar} , definido por la ec. (1.107), donde ω_a es la velocidad angular de las variables asociadas con los circuitos del estator. Sucede que si las corrientes balanceadas de estado estable son de la frecuencia correspondiente a ω_a y si el rotor está girando a una velocidad constante, ω_r , entonces la frecuencia de las variables corresponde a $\omega_a - \omega_r$.

1.4.2 ECUACIONES DE VOLTAJE EN VARIABLES EN EL EJE DE REFERENCIA ARBITRARIO.

Usando la información dada en la sección 1.3 y en la sección anterior, se conoció la forma de las

ecuaciones de voltaje en el eje de referencia arbitrario sin ningún análisis nuevo. En particular:

$$\bar{V}_{qsoo*} = \bar{r}_w \bar{I}_{qsoo*} + w \bar{\lambda}_{qsoo*} + p \bar{\lambda}_{qsoo*} \quad (1.158)$$

$$\bar{V}_{qsoo r'} = \bar{r}_{r'} \bar{I}_{qsoo r'} + (w - w_{r'}) \bar{\lambda}_{qsoo r'} + p \bar{\lambda}_{qsoo r'} \quad (1.159)$$

Donde:

$$(\bar{\lambda}_{qsoo*})^T = [\lambda_{q*} \quad -\lambda_{q*} \quad 0] \quad (1.160)$$

$$(\bar{\lambda}_{qsoo r'})^T = [\lambda_{or'} \quad -\lambda_{or'} \quad 0] \quad (1.161)$$

El grupo de ecuaciones es completo una vez que las expresiones para el flujo concatenado estén determinadas. Sustituyendo las ecuaciones de transformación, (1.59) y (1.147), en las ecuaciones de concatenación de flujo expresadas en variables abc, ec (1.145), nos conduce a las ecuaciones para concatenaciones de flujo para un sistema magnéticamente lineal,

$$\begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{qsoo*} \\ \bar{\lambda}_{qsoo r'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_w L_w (K_w)^{-1} & K_w L_{w r'} (K_r)^{-1} \\ K_r (L_{w r'})^T (K_w)^{-1} & K_r L_{r'} (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{qsoo*} \\ \bar{I}_{qsoo r'} \end{bmatrix} \quad (1.162)$$

Donde \bar{L}_w está definida por la ec. (1.31), $L_{w r'}$ por la ec. (1.39) y $\bar{L}_{r'}$ por la ec. (1.42). Se conoce de la sección (1.3) que para \bar{L}_w de la forma dada por la ec (1.31),

$$\bar{K}_w \bar{L}_w (\bar{K}_w)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{1w} & 0 & 0 \\ 0 & L_{1w} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{1w} \end{bmatrix} \quad (1.163)$$

Donde: $M = (3/2)L_{m*} \quad (1.164)$

Puesto que $\bar{L}_{r'}$ es similar en forma a \bar{L}_w , sucede que,

$$\bar{K}_{r'} \bar{L}_{r'} (\bar{K}_{r'})^{-1} = \begin{bmatrix} L_{1r'} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{1r'} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{1r'} \end{bmatrix} \quad (1.165)$$

Puede demostrarse que,

$$\overline{K_L} \overline{L_{Lr'}} (\overline{K_r})^{-1} = \overline{K_r} (\overline{L_{Lr'}})^T (\overline{K_L})^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.166)$$

Las ecuaciones de voltaje son a menudo escritas en forma expandida. De las ec. (1.158) y (1.159),

$$v_{qs} = r_{ws} i_{qs} + w \lambda_{qs} + p \lambda_{qs} \quad (1.167)$$

$$v_{ds} = r_{ws} i_{ds} - w \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (1.168)$$

$$v_{os} = r_{ws} i_{os} + p \lambda_{os} \quad (1.169)$$

$$v_{qr'} = r_{r'} i_{qr'} + (w - w_r) \lambda_{qr'} + p \lambda_{qr'} \quad (1.170)$$

$$v_{dr'} = r_{r'} i_{dr'} - (w - w_r) \lambda_{qr'} + p \lambda_{dr'} \quad (1.171)$$

$$v_{or'} = r_{r'} i_{or'} + p \lambda_{or'} \quad (1.172)$$

Sustituyendo (1.163), (1.165) y (1.166) en (1.162) tenemos la expresión para las concatenaciones de flujo, en forma expandida,

$$\lambda_{qs} = L_{1s} i_{qs} + M(i_{qs} + i_{qr'}) \quad (1.173)$$

$$\lambda_{ds} = L_{1s} i_{ds} + M(i_{ds} + i_{dr'}) \quad (1.174)$$

$$\lambda_{os} = L_{1s} i_{os} \quad (1.175)$$

$$\lambda_{qr'} = L_{1r'} i_{qr'} + M(i_{qs} + i_{qr'}) \quad (1.176)$$

$$\lambda_{dr'} = L_{1r'} i_{dr'} + M(i_{ds} + i_{dr'}) \quad (1.177)$$

$$\lambda_{or'} = L_{1r'} i_{or'} \quad (1.178)$$

Las ecuaciones de voltaje y flujo concatenado sugieren los circuitos equivalentes indicados en la Fig. No. 1-5.

Puesto que los parámetros de la máquina y de los sistemas de potencia, son casi siempre dados en ohms, en porcentaje o en p.u de una impedancia base, es conveniente expresar las ecuaciones de voltaje y de flujo concatenado en términos de reactancias en vez de inductancias. Por lo tanto, (1.167) - (1.172), se escriben,

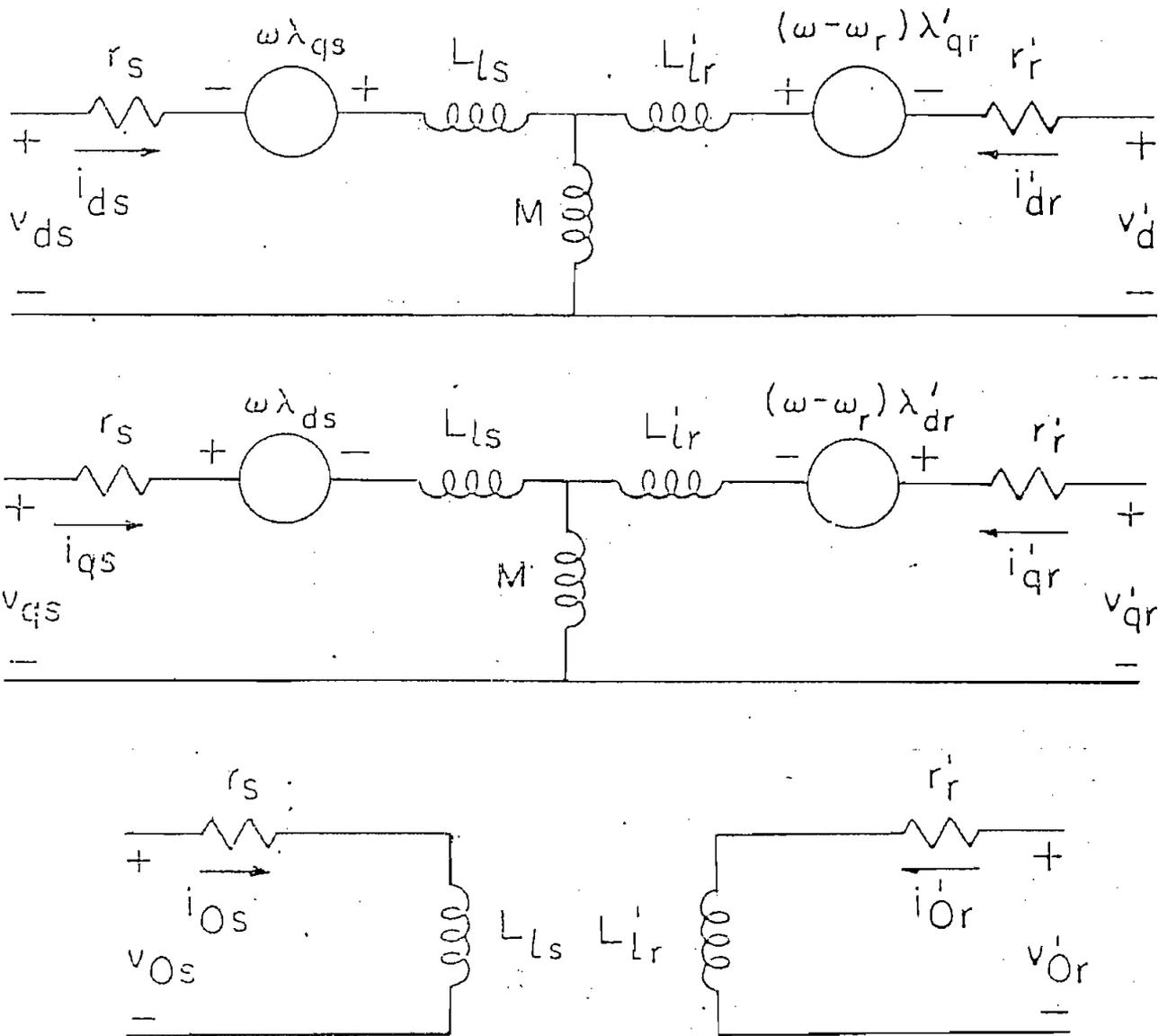


Fig. No. 1-5. Circuitos equivalentes en ejes qdo para una máquina trifásica de inducción.

$$v_{as} = r_s i_{as} + (\omega/\omega_b) \psi_{as} + (p/\omega_b) \dot{\psi}_{as} \quad (1.179)$$

$$v_{as} = r_s i_{as} - (\omega/\omega_b) \psi_{as} + (p/\omega_b) \dot{\psi}_{as} \quad (1.180)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + (p/\omega_b) \dot{\psi}_{0s} \quad (1.181)$$

$$v_{ar}' = r_r' i_{ar}' + (\omega - \omega_r/\omega_b) \psi_{ar}' + (p/\omega_b) \dot{\psi}_{ar}' \quad (1.182)$$

$$v_{ar}' = r_r' i_{ar}' - (\omega - \omega_r/\omega_b) \psi_{ar}' + (p/\omega_b) \dot{\psi}_{ar}' \quad (1.183)$$

$$v_{or}' = r_r' i_{or}' + (p/\omega_b) \dot{\psi}_{or}' \quad (1.184)$$

Donde ω_b es la velocidad angular eléctrica base utilizada para calcular las reactancias inductivas. La concatenaciones de flujo, (1.173) - (1.178), ahora se convierten en concatenaciones de flujo por segundo, con las unidades de voltios,

$$\psi_{a\omega} = X_{1\omega} i_{a\omega} + X_M (i_{a\omega} + i_{ar'}) \quad (1.185)$$

$$\psi_{s\omega} = X_{1\omega} i_{s\omega} + X_M (i_{s\omega} + i_{ar'}) \quad (1.186)$$

$$\psi_{0\omega} = X_{1\omega} i_{0\omega} \quad (1.187)$$

$$\psi_{ar'} = X_{1r'} i_{ar'} + X_M (i_{a\omega} + i_{ar'}) \quad (1.188)$$

$$\psi_{sr'} = X_{1r'} i_{sr'} + X_M (i_{s\omega} + i_{sr'}) \quad (1.189)$$

$$\psi_{or'} = X_{1r'} i_{or'} \quad (1.190)$$

En las ecuaciones anteriores las reactancias inductivas se obtienen multiplicando la inductancia por ω_b .

Las ecuaciones de voltaje (1.167) - (1.172) o (1.179) - (1.184) están escritas en términos de corrientes y concatenaciones de flujo (flujo concatenado por segundo). Claramente, las corrientes y concatenaciones de flujo están relacionadas y ambas pueden ser variables independientes o variables de estado.

En la formulación de la función de transferencia y la simulación en computador de una máquina de inducción, es preferible y conveniente expresar las ecuaciones de voltaje en términos, ya sea de corrientes o concatenaciones de flujo. Si las corrientes son seleccionadas como variables independientes y las concatenaciones de flujo se ponen como función de las corrientes, las ecuaciones de voltaje pueden escribirse como la ec. (1.191), donde:

$$X_{1\omega} = X_{1\omega} + X_M \quad (1.192)$$

$$X_{1r'} = X_{1r'} + X_M \quad (1.193)$$

Las concatenaciones de flujo por segundo, pueden ser expresadas a partir de las ec. (1.185) - (1.190),

$$\begin{bmatrix} \psi_{qw} \\ \psi_{dw} \\ \psi_{ow} \\ \psi_{qr'} \\ \psi_{dr'} \\ \psi_{or'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{ww} & 0 & 0 & X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_{ww} & 0 & 0 & X_M & 0 \\ 0 & 0 & X_{1w} & 0 & 0 & 0 \\ X_M & 0 & 0 & X_{rr'} & 0 & 0 \\ 0 & X_M & 0 & 0 & X_{rr'} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & X_{1r'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qw} \\ i_{dw} \\ i_{ow} \\ i_{qr'} \\ i_{dr'} \\ i_{or'} \end{bmatrix} \quad (1.194)$$

Si las concatenaciones de flujo son seleccionadas como variables independientes, entonces la ec. (1.194) puede ser resuelta por corrientes y escrita como:

$$\begin{bmatrix} i_{qw} \\ i_{dw} \\ i_{ow} \\ i_{qr'} \\ i_{dr'} \\ i_{or'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{rr'} & 0 & 0 & X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_{rr'} & 0 & 0 & -X_M & 0 \\ 0 & 0 & D/X_{1w} & 0 & 0 & 0 \\ -X_M & 0 & 0 & X_{ww} & 0 & 0 \\ 0 & -X_M & 0 & 0 & X_{ww} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D/X_{1r'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qw} \\ \psi_{dw} \\ \psi_{ow} \\ \psi_{qr'} \\ \psi_{dr'} \\ \psi_{or'} \end{bmatrix} \quad (1.195)$$

Donde:

$$D = X_{ww}X_{rr'} - X_M^2 \quad (1.196)$$

Sustituyendo la ec. (1.195) para las corrientes en las ec (1.179) - (1.182), se tiene que las ecuaciones de voltaje en términos de concatenaciones de flujo, está dada por la ec. (1.197).

Es interesante notar que cada ecuación de voltaje "q" y "d", contiene 2 derivadas de corriente cuando las corrientes son seleccionadas como variables independientes o variables de estado, ec. (1.191).

Cuando las concatenaciones de flujo son seleccionadas como variables independientes, ec (1.197), cada ecuación de voltaje "q" y "d", contiene solamente una derivada de flujo concatenado. Esta peculiaridad hace más conveniente implementar una simulación en computador, de una máquina de inducción, usando las concatenaciones de flujo como variables de estado en vez de corrientes.

$$\begin{bmatrix}
 r_s + \frac{P}{W_b} X_{ss} & -\frac{W}{W_b} X_{ss} & 0 & \frac{P}{W_b} X & -\frac{W}{W_b} X_M & 0 \\
 -\frac{W}{W_b} X_{ss} & r_s + \frac{P}{W_b} X_{ss} & 0 & -\frac{W}{W_b} X_M & \frac{P}{W_b} X_M & 0 \\
 0 & 0 & r_s + \frac{P}{W_b} X_{is} & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{P}{W_b} X_M & (\frac{W-Wr}{W_b}) X_M & 0 & r_s + \frac{P}{W_b} X_{irr} & (\frac{W-Wr}{W_b}) X_{irr} & 0 \\
 -(\frac{W-Wr}{W_b}) X_M & \frac{P}{W_b} X_M & 0 & -(\frac{W-Wr}{W_b}) X_{irr} & r_s + \frac{P}{W_b} X_{irr} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s + \frac{P}{W_b} X_{or}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 y_{qs} \\
 y_{ds} \\
 y_{os} \\
 y_{qr} \\
 y_{dr} \\
 y_{or}
 \end{bmatrix}$$

(1 - 191)

$$\begin{bmatrix}
 r_s X_{irr} + \frac{P}{W_b} & \frac{W}{W_b} & 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 & 0 \\
 -\frac{W}{W_b} & r_s X_{irr} + \frac{P}{W_b} & 0 & \frac{r_s X_M}{D} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & r_s + \frac{P}{X_{is} W_b} & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{r_s X_M}{D} & 0 & 0 & \frac{r_s X_M + P}{D} & \frac{W-Wr}{W_b} & 0 \\
 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 & -\frac{W-Wr}{W_b} & \frac{r_s X_{ss} + P}{D} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s + \frac{P}{X_{ir} W_b}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 y_{qs} \\
 y_{ds} \\
 y_{os} \\
 y_{qr} \\
 y_{dr} \\
 y_{or}
 \end{bmatrix}$$

(1 - 197)

1.4.3 ECUACION DEL TORQUE EN VARIABLES DE EJE DE REFERENCIA ARBITRARIO.

La expresión para el torque electromagnético en términos de variables de eje de referencia arbitrario, puede ser obtenida sustituyendo las ecuaciones de la transformación en la ec. (1.56), así:

$$T_e = (P/2) [(\bar{K}_r)^{-1} \bar{i}_{qd0r'}]^T d/d\theta_r [(\bar{L}_{ur'})^T] (\bar{K}_u)_{-1} \bar{i}_{qd0u} \quad (1.198)$$

Esta expresión conduce al torque, expresado en términos de corrientes, como:

$$T_e = (3/2)(P/2)M(i_{qs}i_{or'} - i_{os}i_{qr'}) \quad (1.199)$$

Donde T_e es positivo para acción motora. Otras expresiones equivalentes para el torque electromagnético de una máquina de inducción son:

$$T_e = (3/2)(P/2)(\lambda_{qr'}i_{or'} - \lambda_{or'}i_{qr'}) \quad (1.200)$$

$$T_e = (3/2)(P/2)(\lambda_{os}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{os}) \quad (1.201)$$

Las ecuaciones (1.200) y (1.201) pueden ser algo desorientadoras puesto que ellas parecen implicar que las inductancias de pérdidas están involucradas en el proceso de conversión de energía. Esto, sin embargo, no es el caso, aún considerando que las concatenaciones de flujo en (1.200) y (1.201) contienen las inductancias de pérdidas, ellas son eliminadas por el algebra dentro del parentesis. Las expresiones anteriores para el torque, son también a menudo escritas en términos del flujo concatenado por segundo y corrientes. Por ejemplo, (1.200) puede escribirse como:

$$T_e = (3/2)(P/2)(1/w_s)(\psi_{or'}i_{or'} - \psi_{or'}i_{qr'}) \quad (1.202)$$

$$T_e = (3/2)(P/2)(X_M/Dw_s)(\psi_{qs}\psi_{or'} - \psi_{or'}\psi_{os}) \quad (1.203)$$

Donde D , está definida por la ec. (1.196).

1.5 SISTEMA DE RECUPERACION DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO. [13]. [33]. [43]. [53]. [103]. [113]. [123]. [173]

1.5.1 CONCEPTOS BASICOS.

- Máquina de inducción:

Un sistema de recuperación de la energía de deslizamiento, SRED, es un dispositivo estático utilizado como controlador variable de la velocidad de motores de inducción de rotor devanado.

En general, el comportamiento de un motor de inducción está íntimamente relacionado con la velocidad de sincronismo y el deslizamiento.

Para un motor con un número de par de polos "P" y con una frecuencia "f" del voltaje de alimentación del estator, la velocidad angular de sincronismo es:

$$\omega_s = (4\pi f/P) \quad (1.204)$$

Suponiendo que el rotor gira a una velocidad angular ω_r , entonces el deslizamiento en por unidad es:

$$s = (\omega_s - \omega_r) / \omega_s \quad (1.205)$$

La frecuencia de las corrientes inducidas en el rotor es igual a :

$$f_r = sf \quad (1.206)$$

Si el torque desarrollado es T_d , dado en N.m./fase, la potencia mecánica interna desarrollada (potencia de salida despreciando fricción y pérdidas del hierro) por fase, en watts, es:

$$P_m = P_{desarrollada} = T_d \omega_r = T_d (1-s) \omega_s \quad (1.207)$$

La potencia transmitida a través del entrehierro desde los devanados del estator, en watts, está dada por:

$$P_o = P_{transmitida\ por\ entrehierro} = T_d \omega_s \quad (1.208)$$

La diferencia entre estas dos potencias, nos da las pérdidas en los conductores del circuito del rotor, es decir corresponde a las pérdidas en el cobre y en las

resistencias externas del rotor.

$$P_{\text{ourotor}} = P_g - P_m = T_m \omega_m - T_m(1-s)\omega_m = sT_m \omega_m = sP_g \quad (1.209)$$

La eficiencia se define como:

$$\eta = \frac{\text{Potencia mecánica desarrollada}}{\text{Potencia transferida por entrehierro}} = (1-s) \quad (1.210)$$

Debido a pérdidas en el cobre del estator, pérdidas en el núcleo y pérdidas por fricción, la eficiencia de un motor de inducción es siempre menor a la relación lineal definida en (1.210), es decir,

$$\frac{\text{Potencia mecánica entregada a la carga}}{\text{Potencia transferida por el entrehierro}} < (1-s) \quad (1.211)$$

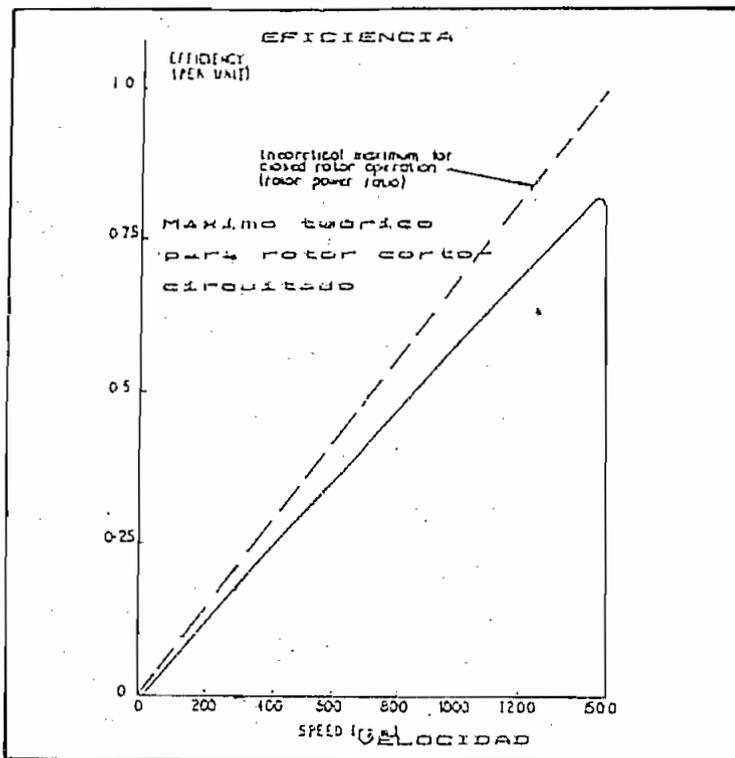


Fig. No. 1-6. Característica Eficiencia-Velocidad, para un motor de inducción trifásico.

Una característica típica de eficiencia-velocidad en un motor de inducción se indica en la Fig. No. 1-6, en dicha característica se puede notar la inherente ineficiencia de operación de motores de inducción con alimentación sinusoidal a bajas velocidades, exceptuando al SRED, todos los métodos convencionales para el control de velocidad de un motor de rotor devanado, son ineficientes, por ejemplo a 30% de la velocidad sincrónica, la máxima eficiencia que se logra con un motor convencional es menor que el 30%.

De la ec. (1.205), podemos expresar la velocidad del motor por la ec. (1.212) o (1.213).

$$\omega_r = (1 - s) \omega_s \quad [\text{rad/seg.}] \quad (1.212)$$

$$n_r = (1 - s)(120f/P) \quad [\text{r.p.m.}] \quad (1.213)$$

De la ec. (1.213), podemos concluir que existen tres métodos básicos para el control de la velocidad de un motor de inducción, estos son controlando:

- Deslizamiento (s): En el caso de motores de rotor devanado, el deslizamiento puede variarse incluyendo resistencias externas en los circuitos del rotor o aplicando a dichos devanados voltajes a la frecuencia de deslizamiento, desde dispositivos auxiliares con fines de recuperar la energía de deslizamiento.

- Polos (P): Alterando el número de par de polos, pero es poco aplicable en motores de rotor devanado.

- Frecuencia (f): Controlando la frecuencia "f" de la fuente de alimentación, también es de uso restringido en motores de rotor devanado.

Insertando resistencias externas en los circuitos del rotor se varía el deslizamiento y por tanto se consigue regular la velocidad, pero a más de esto puede regularse

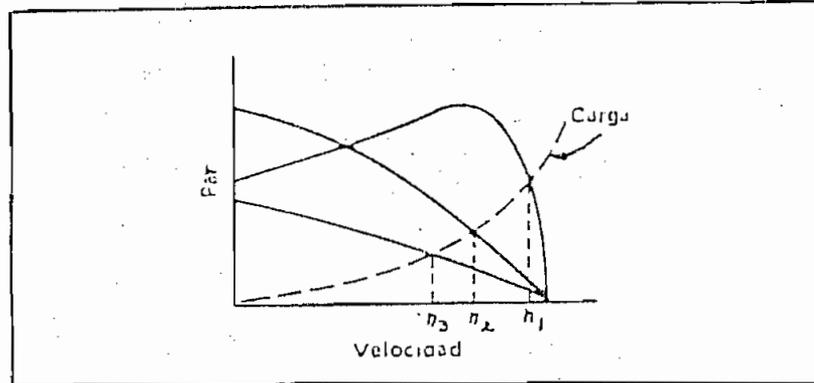


Fig. No. 1-7. Característica Torque-Velocidad, para control de velocidad mediante resistencias externas en el rotor.

el par y la aceleración. La Fig. 1-7, indica tres características par-velocidad correspondientes a tres valores diferentes de resistencia en el rotor. Si la característica par-velocidad de la carga es la señalada con línea de trazos, las velocidades correspondientes a cada una de las resistencias serán n_1 , n_2 , y n_3 respectivamente. Este método de control de la velocidad y del par, han hecho a los motores de rotor devanado adecuados para trabajos pesados, con ciclos de trabajos con frecuentes arranques y aceleraciones, ya que se logran altos torques de arranque con corrientes de arranque bajas, además de altos factores de potencia. Pero el método supone un gran derroche de energía, ya que las pérdidas en el rotor suponen un $s/(1-s)$ de la potencia mecánica. Por ejemplo, a media velocidad, s es igual a 0.5 y las pérdidas en el rotor se igualan a la potencia mecánica útil. Dichas pérdidas pueden recuperarse en gran parte mediante un equipo estático de regulación formado por un rectificador, filtro e inversor, conocido como convertor cascada subsincrónico o SRED.

- Conversores:

La ingeniería de convertidores, es la parte más impor-

tante de la Electrónica de Potencia, engloba todos los métodos que permiten maniobrar, controlar y convertir la energía eléctrica, usando medios electrónicos. Son equipos estáticos, no sujetos a desgaste, requieren poco mantenimiento, poseen un buen rendimiento, están disponibles en poco tiempo sin necesidad de complicados procesos de arranque y permiten variar el flujo de energía con una rapidéz arbitraria.

Los convertidores son arreglos electrónicos especiales, formados por ramas con interruptores estáticos (con el tiristor como elemento más representativo), que siempre dejan pasar en un sentido la corriente, conduciendo y bloqueándola en forma alternativa, mientras que en el otro sentido bloquean en general permanentemente.

Los procesos clásicos de conversión son: la rectificación, inversión y conversión de frecuencia (transformación de ac-dc, dc-ac y ac-ac respectivamente). El funcionamiento interno de los convertidores viene determinado sobre todo , por la forma con que la corriente se transfiere de una rama a otra (conmutación). Si la guía para la conmutación viene desde la línea, el convertidor se denomina conmutado por línea o con conmutación natural y son a los cuales haremos referencia en el presente trabajo. Los convertidores con conmutación natural son los más utilizados, no obstante, existen aplicaciones en que no puede esperarse al paso natural por cero de la corriente y hay que recurrir a la conmutación forzada que da lugar a los convertidores autoconmutados.

El SRED utiliza un convertidor de frecuencia, con un circuito intermedio dc, ya que primeramente convierte corriente alterna de cierta frecuencia (f_r) a corriente dc y luego a través de un inversor conmutado por línea, la convierte en corriente alterna de frecuencia de red

(f). Tanto el rectificador como el inversor pertenecen al grupo de convertidores conmutados por línea y están desacoplados por medio de un filtro LC, que constituye el circuito intermedio dc.

Para grandes potencias y acometidas trifásicas, solo se utilizan convertidores con montaje en puente trifásico, los dos convertidores del SRED son tipo puente y su funcionamiento se indica a continuación:

Rectificador trifásico, tipo puente, no controlado:

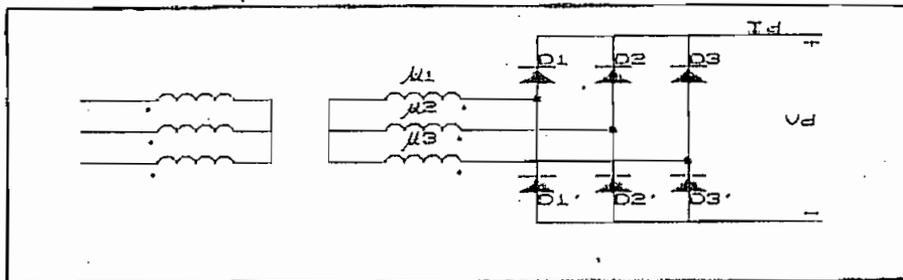
Un rectificador, es un dispositivo para derivar potencia dc, desde una fuente ac, se clasifican en tres grupos, los no controlados formados exclusivamente por diodos, los semicontrolados conformados por diodos y tiristores y los controlados formados solo por tiristores.

En los rectificadores no controlados, la relación entre la tensión ac y la dc es constante. Al no existir semiconductores controlados, no hay circuito de mando, por lo que la simplicidad y la confiabilidad de estos dispositivos es grande, lo cual los hace los más utilizados. No existe problemas de bloqueo, en régimen estable los diodos van entrando y saliendo de conducción de una forma natural, obligados por la fuente de alimentación.

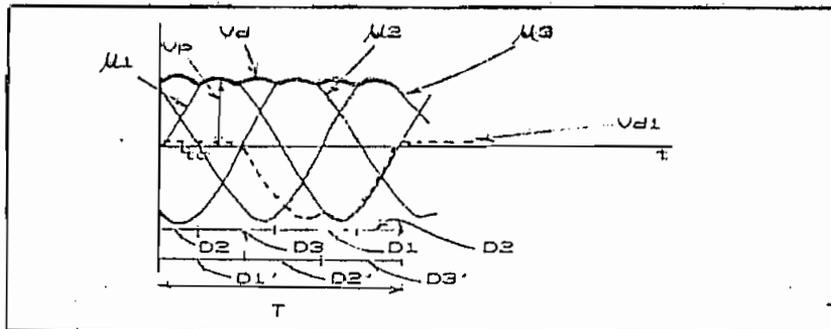
En aplicaciones prácticas, se coloca un transformador a la entrada del rectificador, si este es el caso las razones para ello son:

- a) Dar aislamiento galvánico de la salida dc respecto al lado ac.
- b) Acomodar el valor dc de salida al valor exigido, usando una relación de transformación apropiada.
- c) Mediante una configuración conveniente, con-

tribuir a la disminución del rizado de salida.



(a)



(b)

Fig. No. 1-B. a) Rectificador tipo puente con transformador de interfase. b) Forma de onda del voltaje DC.

El rectificador trifásico, tipo puente, no controlado, usado en el SRED, tiene un montaje de onda completa, el número de diodos utilizado es $2q$ (6 diodos), siendo q el número de fases del lado ac (en este caso $q=3$). En la Fig. No. 1-8 (a) y (b) se indica el circuito típico y las formas de onda que indican su funcionamiento. La tensión de salida en cada instante es igual a la

suma de las tensiones positivas o a la suma de las tensiones negativas con el signo cambiado. Para hallar los intervalos de conducción de cada diodo, se hallan aplicando punto por punto el siguiente razonamiento. Para el instante t_0 , por ejemplo se tiene $\mu_1 > 0$ y $\mu_3 > 0$, el mayor voltaje lo tiene μ_2 , pero $\mu_2 < 0$, lo cual nos indica que el punto a menor voltaje es μ_1 , por lo tanto conducen los diodos D2 y D1'. La tensión inversa aplicada a cada diodo se halla viendo que en el intervalo que conduce D2', $\mu_{D1} = -\mu_2$ y cuando conduce D3' es $\mu_{D1} = \mu_1$.

El periodo de la tensión de salida es $T/6$, como la tensión de salida es en cada momento igual a la suma de las tensiones positivas y en cada periodo T , cada una de las tensiones es positiva durante un semiciclo, se deduce que el valor medio de la tensión de salida es igual al valor medio de una semionda V_p/π multiplicado por el número de fases, es decir si,

$$\mu_1 = V_p \text{Sen} \omega t \quad (1.214)$$

$$\mu_2 = V_p \text{Sen}(\omega t - 2\pi/3) \quad (1.215)$$

$$\mu_3 = V_p \text{Sen}(\omega t + 2\pi/3) \quad (1.216)$$

$$\text{Siendo } V_p = \sqrt{2}V_e \quad (1.217)$$

$$V_{d1} = (3\sqrt{3}V_p)/\pi \quad (1.218)$$

El factor de ondulación de la tensión de salida, conocido como f_o se define,

$$f_o = (V_{d_{\max}} - V_{d_{\min}})/2V_{d1} \quad (1.219)$$

$$\text{Si: } V_{d_{\max}} = V_p \quad (1.220)$$

$$V_{d_{\min}} = V_p \text{Sen} [\frac{1}{2}\pi - (\pi/2q)] = V_p \text{Cos}(\pi/2q) \quad (1.221)$$

$$\text{Entonces, } f_o = (\pi/4q)[(1 - \text{Cos}(\pi/2q))/\text{Sen}(\pi/2q)] \quad (1.222)$$

Otro índice de ondulación, es el factor de rizado, f_r , que se define:

Valor eficaz de la componente ac

$$f_r = \frac{\quad}{V_{d1}} \quad (1.123)$$

$$f_r = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{(4n^2q^2-1)^2}} \quad (1.224)$$

La tensión inversa en los diodos es:

$$|V_{D_i}|_{máx} = V_p / (2 \text{Sen}(\pi/2q)) \quad i=1,2,3,\dots,6. \quad (1.225)$$

Cada diodo conduce la corriente uniforme de salida, de valor I_d , durante un tiempo $T/3$, entonces sus valores característicos son:

$$\text{Valor pico: } I_p = I \quad (1.226)$$

$$\text{Valor medio: } I_d = I/3 \quad (1.227)$$

$$\text{Valor eficaz: } I_{rms} = \sqrt{3}I \quad (1.228)$$

La caída de tensión debida a la conmutación es:

$$V_\mu = (3X_k I_d / \pi) \quad (1.229)$$

donde X_k es la reactancia de conmutación.

El ángulo de traslape viene dado por:

$$\mu = \text{Cos}^{-1}[1 - (\omega L_c I) / (V_p \text{Sen}(\pi/q))] \quad (1.230)$$

La caída en cada diodo se calcula usando la expresión:

$$V_e = 1 - r_{\omega} I_d \quad [V] \quad (1.231)$$

Filtros:

Muchas aplicaciones requieren un factor de rizado inferior a un valor predeterminado, lo cual se consigue mediante filtros, el cual ha de ser tanto mayor cuanto menor sea el "q" del rectificador y cuanto menor sea el rizado exigido. Entre los filtros más usados se tiene el Filtro L, que consta de una inductancia en serie a la carga; el Filtro C, formado por un condensador en paralelo con la carga; el Filtro LC que es el Filtro C en cascada con el Filtro L; y el Filtro en "Pi", que es un Filtro LC conectado en cascada luego de un Filtro C.

Inversor trifásico, tipo puente:

En general un inversor es un aparato para derivar potencia ac desde una fuente dc. Realizando una ana-

logía con los rectificadores convencionales, un inversor para generar una salida trifásica, deberá comprender un puente de 6 tiristores, juntamente con diodos asociados en el caso de cargas reactivas. Ahora se va a considerar la operación del inversor, con este propósito consideremos la acción de una fase del inversor indicada en la Fig. No. 1-9. Las señales lógicas para la conmutación de los tiristores se indica en la Fig. No. 1-10.

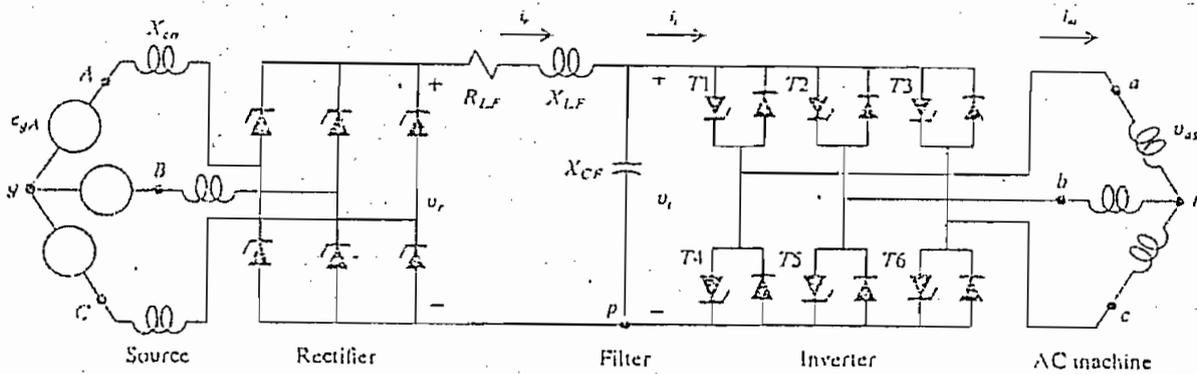


Fig. No. 1-9. Inversor trifásico tipo puente como componente de un sistema rectificador-inversor.

T1 es activado a un ángulo $\theta_e = -90^\circ$ y apagado en $\theta_e = 90^\circ$, al mismo tiempo T4 es activado, se asume que el tiempo de conmutación entre tiristores es despreciable; la razón para esto es que los tiempos de encendido y apagado del elemento semiconductor están en el orden de los pocos microsegundos, muy pequeños en comparación al tiempo del medio ciclo (8.33 ms) de una fuente de 60 Hz. En el instante en que T1 es apagado, la corriente circulante es desviada al diodo en paralelo con T4, el diodo continúa la conducción, hasta que la corriente decrece a cero. Una vez que la corriente i_w cambia de

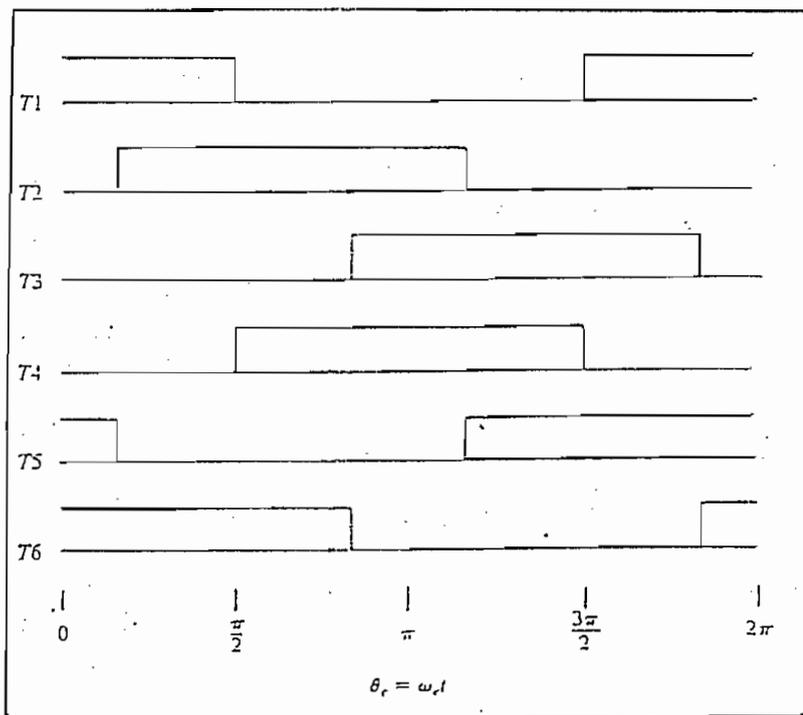


Fig. No. 1-10. Señales de Control para el inversor.

dirección, es llevada por T4. Este modo de operación del inversor se conoce como de corriente continua; se habla de conducción continua cuando la corriente pulsante dc no llega a ser cero. El inversor también puede ser operado en un modo de corriente discontinua, en donde cada fase conduce corriente por 120° de un semiciclo, después de los cual el devanado queda en circuito abierto por aproximadamente 60° .

Aquí solo se considera el modo de corriente continua. El voltaje v_{Lp} (Fig. No. 1-10) es igual al voltaje V_L ,

si T1 o el diodo en paralelo con T1 está conduciendo, es cero cuando T4 o el diodo en paralelo a T4 conduce. Las siguientes ecuaciones de voltaje pueden ser escritas:

$$V_{ap} = V_{as} + V_{np} \quad (1.232)$$

$$V_{bp} = V_{bs} + V_{np} \quad (1.233)$$

$$V_{cp} = V_{cs} + V_{np} \quad (1.234)$$

En la máquina de inducción, el estator está conectado como un sistema trifásico, entonces la suma de V_{as} , V_{bs} y V_{cs} es cero. De este modo, sumando la ec. (1.232) y la ec. (1.233) se obtiene:

$$V_{np} = (V_{ap} + V_{bp} + V_{cp})/3 \quad (1.235)$$

Por lo tanto,

$$V_{as} = 2V_{ap}/3 - (V_{bp} + V_{cp})/3 \quad (1.236)$$

$$V_{bs} = 2V_{bp}/3 - (V_{ap} + V_{cp})/3 \quad (1.237)$$

$$V_{cs} = 2V_{cp}/3 - (V_{ap} + V_{bp})/3 \quad (1.238)$$

Donde V_{ap} , V_{bp} , y V_{cp} pueden tomar los valores de V_1 o cero, dependiendo del estado de los tiristores T1 -T6. Debido al filtro el voltaje V_1 está libre de armónicos y se lo puede considerar constante. Si se asume que la conmutación ocurre instantáneamente, entonces se puede analizar al inversor en ejes $qd0$, rotando sincrónicamente. Los voltajes de salida del inversor, asumiendo que el control de los tiristores se lo hace en base a las señales de voltaje de la red, puede ser aproximado por expansiones en series de Fourier. Si la operación es con voltajes sinusoidales balanceados,

$$V_{as} = 2V_1/\pi[\cos\omega_s t + (1/5)\cos 5\omega_s t - (1/7)\cos 7\omega_s t + \dots] \quad (2.339)$$

$$V_{bs} = 2V_1/\pi[\cos(\omega_s t - 2\pi/3) + (1/5)\cos 5(\omega_s t - 2\pi/3) - \dots] \quad (2.240)$$

$$V_{cs} = 2V_1/\pi[\cos(\omega_s t + 2\pi/3) + (1/5)\cos 5(\omega_s t + 2\pi/3) - \dots] \quad (2.241)$$

Si los voltajes abs, se transforman a voltajes en ejes de referencia rotando a $\omega = \omega_s$, se tiene:

$$v_{aL} = 2V_L/\pi[1+(2/35)\cos 6\omega_c t - (2/143)\cos 12\omega_c t + \dots] \quad (2.242)$$

$$v_{aL} = 2V_L/\pi[(12/35)\sin 6\omega_c t - (24/143)\sin 12\omega_c t + \dots] \quad (2.243)$$

$$v_{oL} = 0 \quad (2.244)$$

Donde V_L es el voltaje dc del inversor.

Los inversores provocan, salvo excepciones muy particulares, impulsos en la corriente de entrada (fuente dc), si es una batería no se presenta el problema salvo el que se pudiera derivar una excesiva corriente media de descarga que podría deteriorar la batería si llegara a ser excesiva. Si la fuente es un rectificador deberá disponerse de un filtro LC con condensador electrolítico de suficiente capacidad en la salida para que absorba los picos de corriente producidos por el inversor, ya que el rectificador no puede asumirlos por la disposición particular de los semiconductores.

1.5.2 ESQUEMAS DE SISTEMAS RECUPERADORES DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO.

Existen dos grupos:

- Recuperador Mecánico: La energía de deslizamiento tomada de los anillos rozantes del motor, es convertida en energía mecánica para suplementar la salida del motor principal.
- Recuperador Eléctrico: A la energía de deslizamiento se modifica su frecuencia y se regresa a la fuente principal.

Los primeros trabajos sobre un SRED, fueron conocidos como Sistema Kramer (1906), Sistema Scherbius (1906) y Sistema Clymer (1942); todos se basaron en la utiliza-

ción de máquinas auxiliares (conmutadores de motores ac y dc, motores síncronicos con convertidores, transformadores con relación de transformación variable, etc). Las Fig. No. 1-11 y No. 1-12, muestran las configuraciones de los dos primeros sistemas. En los controladores modernos, rectificadores e inversores reemplazan a la mayoría de los dispositivos anteriores.

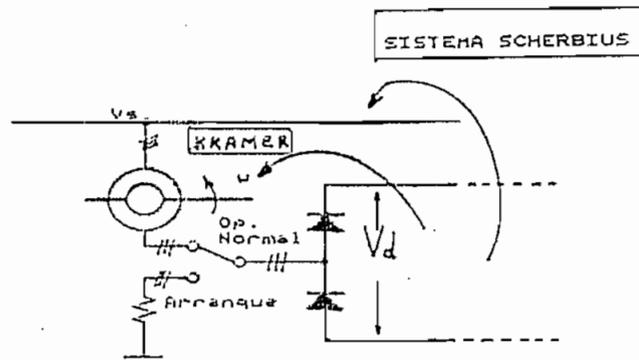


Fig. No. 1-11. Motor de rotor devanado con convertidor estático para recuperar la energía de deslizamiento.

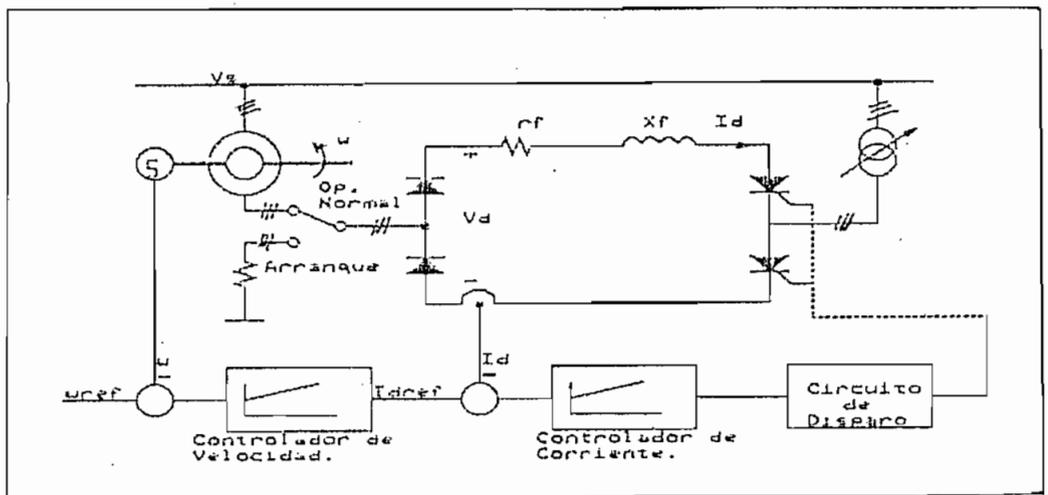


Fig. No. 1-12. Sistema Scherbius de lazo cerrado.

En la Fig. No. 1-13, se indican algunas configuraciones de SRED. En ambos casos, el control del deslizamiento es por control de campo de la máquina dc. Decrementando el campo se reduce la FEM de la armadura, lo cual provoca el incremento de las corrientes que fluyen en el rotor devanado, las cuales aceleran a una velocidad determinada por la carga mecánica. Una pequeña diferencia entre el voltaje en los anillos rozantes y el voltaje dc de la armadura, hacen que circule corriente de carga.

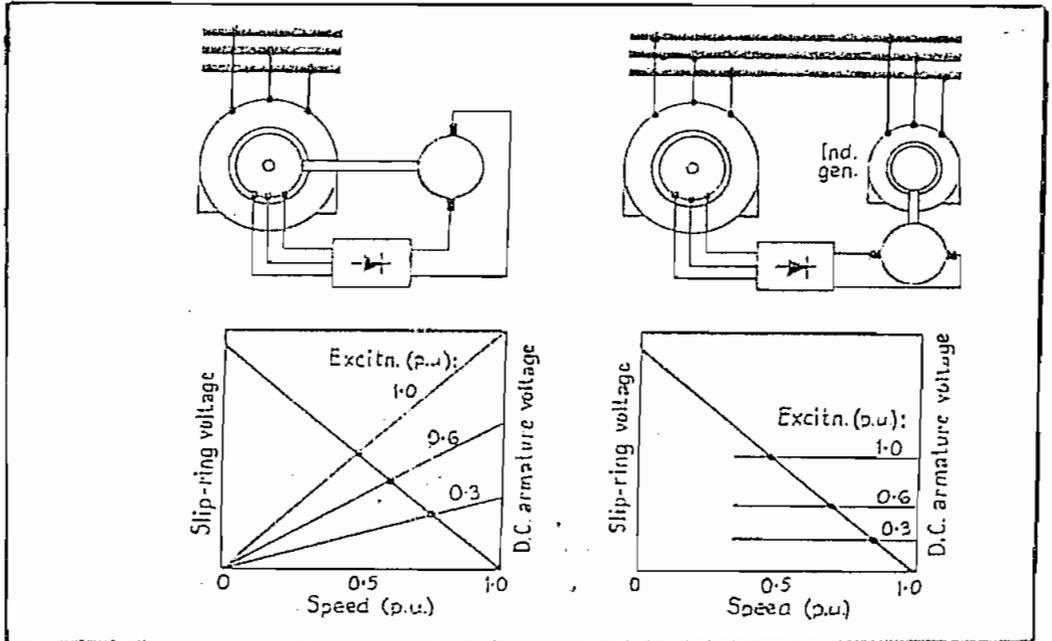


Fig. No. 1-13. a) Esquemas de SREDs.
b) Características.

De manera apreciable, la velocidad del motor principal cae, si la excitación dc aumenta. En las características de control indicadas en la Fig. No. 1-13 (b), las velocidades de operación sin carga corresponden a la intersección de los voltajes en los anillos rozantes y el de la armadura (dc); con carga hay una caída de

velocidad de 0.05 p.u. o menos. La velocidad de operación mínima (o base), están indicadas en cada caso alrededor de 0.5 p.u. de la velocidad sincrónica.

El sistema recuperador eléctrico, aplicado a una carga de torque constante, implica que la potencia de entrada a la máquina de inducción es constante, prescindiendo de su velocidad (pero la mayoría de la potencia de deslizamiento retorna a la fuente). Con el recuperador mecánico, la contribución del torque del motor dc reduce la carga mecánica tomada por el motor de inducción; el conjunto toma entonces una potencia mecánica de entrada para un controlador con torque inversamente proporcional a la velocidad (es decir para una potencia mecánica constante).

En cada caso la eficiencia es razonablemente buena, siendo muy baja a velocidad base. El recuperador mecánico es simple, mientras que el eléctrico está bien adaptado para controladores de alta velocidad, inapropiado para un acoplamiento directo de una máquina dc. Ambos se pueden utilizar para controlar bombas centrífugas (usadas en sistemas de alcantarillado y drenaje) y en sistemas de ventilación de minas.

El uso de la máquina dc es evitado en la configuración de la Fig. No. 1-14, donde las corrientes de frecuencia de deslizamiento son rectificadas en un circuito puente de diodos; la corriente de salida unidireccional es suavizada y pasada a un inversor conmutado por línea, en un rango dependiente de la fuente de alimentación, del voltaje directo rectificado y del ángulo de disparo de los tiristores. La corriente invertida tiene una forma de onda fija y un ángulo de conducción constante de $2\pi/3$ radianes. El inicio de la conducción con respecto al cero del voltaje de fase está controlado por el ángulo de disparo θ . El contenido armónico de

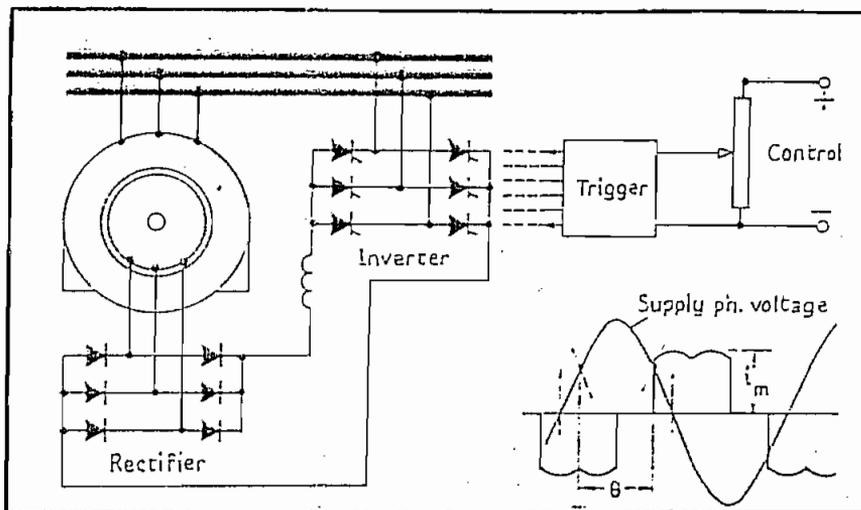


Fig. No. 1-14. Esquema Rectificador-Inversor.

la corriente en el inversor es sustancialmente invariable; en términos de una corriente pico i_m de unidad, las magnitudes de la fundamental, quinto, séptimo, onceavo y treceavo armónicos son 1.05; 0.24; 0.12; 0.10 y 0.07. Como la potencia que fluye a través del rectificador es unidireccional, solamente es posible obtener velocidades subsíncronicas.

En el recuperador Rectificador-Inversor, parte de la potencia activa ingresa al motor pasando directo al rotor desde la fuente, pero la potencia reactiva en retraso es absorbida dentro del motor y del rectificador. El puente rectificador es en efecto un dispositivo consumidor de potencia reactiva en retraso, un cambiador de frecuencia y un generador de armónicos de corriente, alimentando al rotor con potencia reactiva para magnetizar el entrehierro con cada armónico de frecuencia, mientras se saca del rotor el equivalente en potencia reactiva de la fundamental. La fundamental de la corriente en el inversor direcciona el voltaje de fase por medio de un ángulo igual al suplemento del

ángulo de disparo y es por lo tanto una fuente principal de potencia reactiva (o un sumidero de potencia reactiva en retraso). Los armónicos causan pérdidas, aumentando la potencia de distorsión. Refiriéndonos a la compensación, el colocar condensadores en el estator intensifica los armónicos, pero si se los coloca entre los terminales del rotor pueden disminuir notablemente la reactancia de fugas del motor y elevar el torque pico.

El rango usual del ángulo de disparo del inversor (α), para un amplio control de la velocidad, desde una velocidad cercana a cero hasta la velocidad sincrónica, es de $90^\circ - 160^\circ$, permitiendo un intervalo seguro para la conmutación. La relación de potencia (activa/reactiva) del inversor, varia desde cero con un ángulo $\alpha = 90^\circ$ correspondiente a la velocidad máxima hasta 0.9 en retraso para $\alpha = 160^\circ$, condición de baja velocidad.

1.5.3 SISTEMA RECTIFICADOR - INVERSOR.

Uno de los controladores variable de velocidad $\dot{\omega}$, de mayor uso es el sistema rectificador-inversor. En el presente trabajo se dedica al análisis y a la simulación digital de este tipo de sistema.

Un sistema controlador rectificador - inversor está indicado en la Fig. No. 1-9, el rectificador es trifásico, conmutado por línea, no controlado. Los parámetros del filtro son seleccionados para reducir los armónicos del voltaje aplicado al inversor (V_i). El propósito del inversor es alimentar a la máquina de inducción con voltajes de frecuencia variable. La operación del rectificador y del inversor se describe en la sección 1.5.1 .

La frecuencia de los voltajes aplicados a la máquina está determinado por la frecuencia de conmutación del inversor.

La razón de frecuencias,

$$f_r = \omega_r / \omega_b \quad (1.245)$$

será utilizada para identificar la frecuencia de operación del inversor.

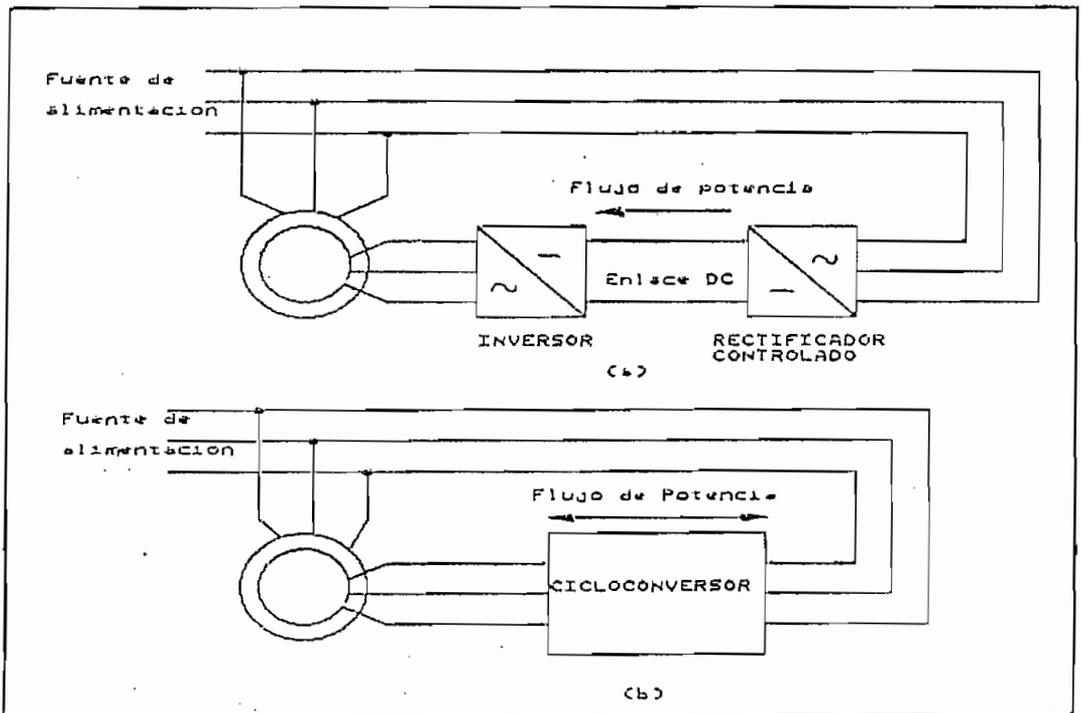


Fig. No. 1-15. Esquemas de control para motores de inducción. a) Sobre sincronismo. b) con cicloconversor.

CONTROL DE VELOCIDAD SOBRE SINCRONISMO.

El control de velocidad sobre sincronismo es posible realizarlo para el motor de inducción de rotor devanado, mediante la inyección de potencia en los circuitos del rotor. Las configuraciones utilizadas para este

fin se indican en las Fig. No. 1-15 (a) y (b). En el esquema dado por la Fig. No. 1-15 (a), el rectificador tiene control de fase y el inversor es autoconmutado por los voltajes del rotor, a velocidades cercanas a la sincrónica, los voltajes del rotor son bajos y se debe usar conmutación forzada en el inversor, lo cual hace que el esquema sea poco atractivo.

El esquema indicado en la Fig. No. 1-15 (b) muestra una aplicación ideal del cicloconversor, situándolo en los circuitos del rotor, esto permite el control de velocidad bajo y sobre sincronismo, pero las características del control son muy complejas, lo que hace que el costo de este sistema sea prohibitivo para la mayoría de aplicaciones.

CAPITULO II

ANALISIS MATEMATICO DEL SISTEMA RECUPERADOR DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO

2.1 INTRODUCCION.

Un motor de inducción trifásico de anillos rozantes, alimentado desde una fuente de voltaje y frecuencia constantes es ineficiente a bajas velocidades. Para operaciones menores a $\frac{1}{2}$ de la velocidad sincrónica, más de la mitad de la potencia que atraviesa el entrehierro se disipa en los devanados del rotor y en las resistencias externas conectadas a los mismos.

Se han sugerido varios métodos, por medio de los cuales la potencia a la frecuencia de deslizamiento es extraída desde el rotor del motor de inducción, rectificadora, y utilizada activamente en vez de que se disipe en las resistencias rotóricas. Como se indicó en la sección 1.5 del capítulo anterior, la corriente rectificadora del rotor ha sido utilizada en dos formas básicas:

- 1) Conectándola a la armadura de un motor DC, mecánicamente acoplado al eje del motor de inducción.
- 2) Invirtiéndola a frecuencia de línea, la corriente alterna es devuelta a la fuente de alimentación.

En resumen, varias invenciones individuales han sido descritas, que involucran rectificación de las corrientes del rotor. En lo que sigue del presente capítulo haremos mención exclusivamente al esquema rectificador-inversor, que por estar asociado a dispositivos de estado sólido, es frecuentemente utilizado en la actualidad.

El sistema de recuperación de la energía de deslizamiento, donde un rectificador y un inversor ubicados en los circuitos del rotor de una máquina de inducción, fue desarrollado a inicios de los años 60. Los pasos analíticos iniciales del sistema fueron para predecir la operación de estado estable y para condiciones balanceadas.

Aparentemente no fue hasta la década del 70, que un intento basado en la Teoría de Ejes Referenciales fue realizado para desarrollar ecuaciones que pueden predecir el comportamiento dinámico y de estado estable del SRED.

En el presente capítulo, un SRED es analizado utilizando la Teoría de Ejes Referenciales, se analiza la operación en estado estable incluyendo la conmutación y pérdidas en el rectificador. También se realiza un estudio del comportamiento dinámico del sistema, los que incluye arranque, transitorios en el torque y la velocidad y un análisis de estabilidad.

El funcionamiento del sistema es predicho por las ecuaciones resultantes, las mismas que serán utilizadas con ciertas modificaciones necesarias para representar el sistema en un computador digital. Las ecuaciones dinámicas obtenidas en el numeral 2.5, son linealizadas alrededor de un punto de trabajo; estas ecuaciones pueden usarse para determinar regiones de inestabilidad del sistema, en el caso práctico servirán para el diseño del circuito de control.

2.2 METODO DE ANALISIS. [9], [20], [27]

2.2.1 DESCRIPCION DEL SISTEMA.

El sistema de recuperación de la energía de desliza-

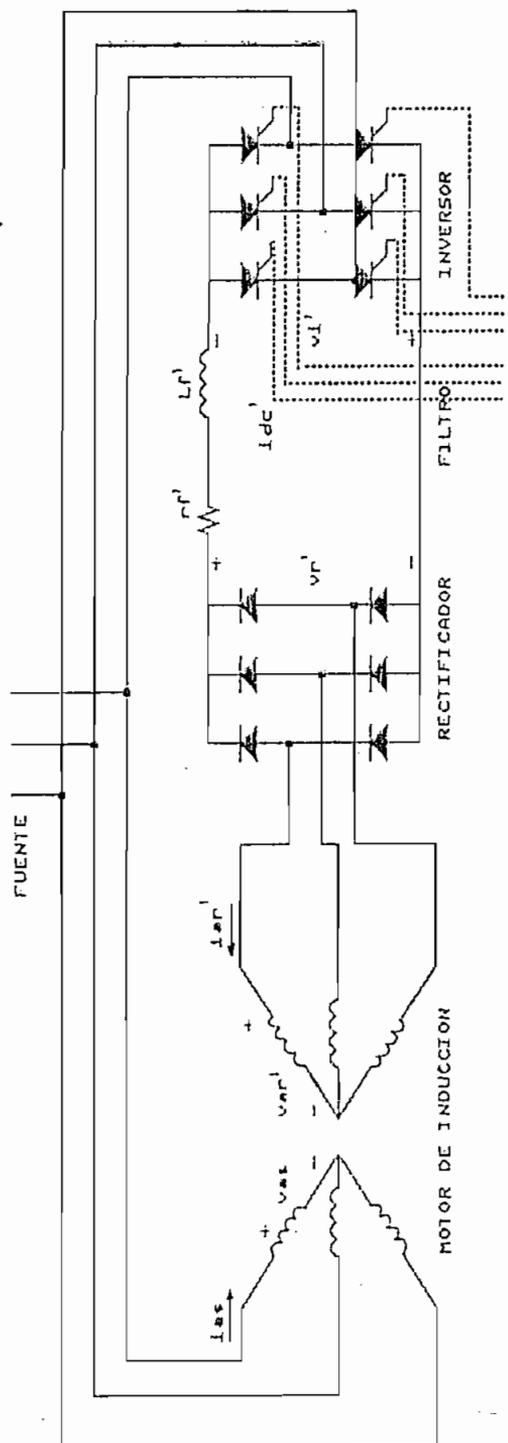


Fig. No. 2-1. Sistema Recuperador de la Energía de Deslizamiento.

ESCUOLA POLITÉCNICA NACIONAL	
ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DIGITAL DE UN SRED	
Title	
SIST. RECP. DE ENERGIA DE DESLIZAMIENTO	
REV	KD
Size	Document Number
A	FIGURA No. 3
Date:	January 1, 1980 Sheet 1 of 1

miento que se indica en la Fig. No. 2-1, ha sido utilizado en las dos décadas pasadas para alcanzar el control de velocidad subsincrónica de motores de inducción.

La combinación rectificador-inversor conectada a los bobinados del rotor por los anillos rozantes proporciona un medio de alimentación de un voltaje en serie con los circuitos del rotor. El rectificador opera sin control de fase, mientras que las señales de disparo para el inversor son controlados con el fin de ofrecer un voltaje negativo (v_r negativo) el cual, en efecto, cambia la característica par-velocidad del motor de inducción, de modo que el torque electromagnético cero ocurre a velocidades subsincrónicas. Por consiguiente, el motor de inducción opera a bajas velocidades sin las relativamente grandes pérdidas de potencia en el rotor inherentes en la operación convencional.

Puesto que el voltaje del inversor es negativo, la potencia es extraída desde los circuitos del rotor. Consecuentemente, este sistema a llegado a conocerse como un esquema recuperador de la energía de deslizamiento, donde la energía de frecuencia de deslizamiento es extraída de los circuitos del rotor y retornada a la fuente. Existen numerosas características de diseño de este sistema, tal como colocar un transformador entre el inversor y la fuente, así como esquemas para de disparo para el inversor, los cuales son importantes desde el punto de vista práctico, pero no serán considerados aquí ya que estas variaciones de diseño son de importancia secundaria para el presente análisis.

2.2.2 MODELACION IDEALIZADA DEL SISTEMA.

— Máquina de inducción:

Las ecuaciones de voltaje de la máquina de inducción en un eje de referencia rotando sincrónicamente, se obtiene a partir de la ecuación (1.191), (haciendo $w=w_s$ y tomando $w_b=w_s$), puesto que solamente se considerará condiciones balanceadas, podemos quitar las variables cero, quedando:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pX_{ls}/w_b & pX_M/w_b & X_M & 0 \\ -X_{ls} & r_s + pX_{ls}/w_b - X_M & pX_M/w_b & 0 \\ pX_M/w_b & sX_M & r_r' + pX_{lr}'/w_b & sX_{lr}' \\ -sX_M & pX_M/w_b & -X_{lr}' & r_r' + pX_{lr}'/w_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr}' \\ i_{dr}' \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Donde p es el operador d/dt , w_b es la frecuencia eléctrica base de la red en rad/s, generalmente se selecciona para corresponder a la operación de la máquina, y s es el deslizamiento.

El Torque Electromagnético, positivo para acción motriz, en p.u. puede expresarse como:

$$T_e = X_M (i_{qs} * i_{dr}' - i_{ds} * i_{qr}') \quad (2.2)$$

— Filtro:

La ecuación de voltaje para el circuito del filtro es:

$$V_r = r_f * i_{dc} + pX_f/w_b * i_{dc} - V_i \quad (2.3)$$

Donde V_r y V_i son los voltajes en el rectificador e inversor respectivamente, e i_{dc} es la corriente dc.

— Convertidores:

Despreciando la inductancia de conmutación, el voltaje medio de salida de un convertidor ac/dc no controlado tipo puente (Fig. No. 2-2), con voltajes ac balanceados puede expresarse como:

$$V_d = V_{do} * \cos \alpha \quad (2.4)$$

Donde: α , es el ángulo de retardo; V_d es el voltaje

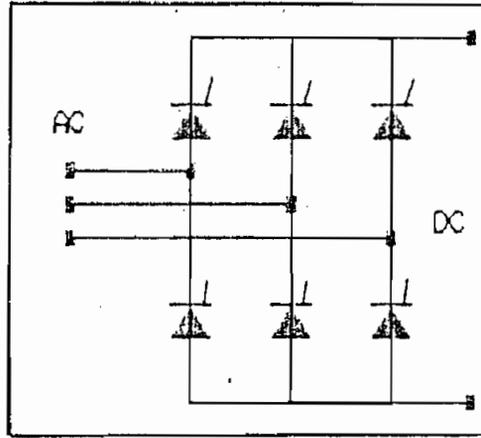


Fig. No. 2-2. Conversor controlado tipo puente.

medio de salida para un cierto ángulo α , el cual es V_r en la Fig. No. 2-1, para el rectificador y V_i para el inversor; V_{do} , es el voltaje medio para $\alpha=0$. Además α es cero para el puente rectificador.

El voltaje V_{do} viene expresado por:

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_p \quad (2.5)$$

Donde V_p es el valor pico de los voltajes de fase AC, que son los voltajes del rotor para el rectificador y los voltajes de fuente para el inversor.

La característica para este conversor puede apreciarse en el gráfico de la Fig. No. 2-3; el cual muestra el voltaje medio normalizado de salida V_d/V_{do} versus el ángulo normalizado de activación de los tiristores α/α_{mx} . Si el voltaje máximo de la fuente de corriente alterna es V_{mx} , α_{mx} es el máximo ángulo de activado de los tiristores.

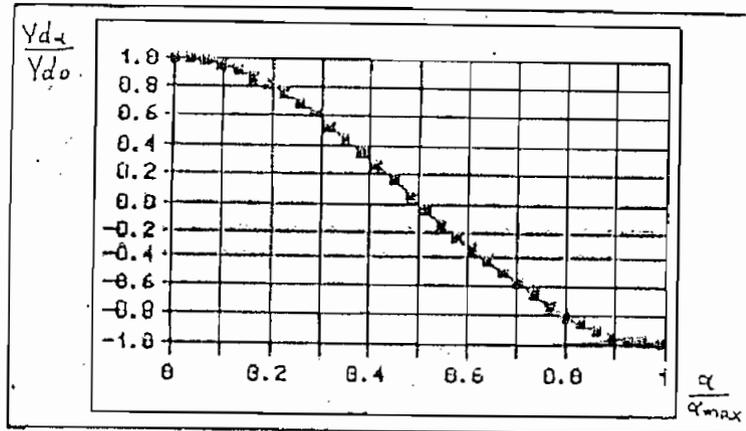


Fig. No. 2-3. Característica de los convertidores controlados.

El ángulo α en general puede variar de 0° a 240° , así:

Si $\alpha=0^\circ$ $V_d=V_{do}$,

Si $\alpha=90^\circ$ $V_d=0$,

Si $\alpha=180^\circ$ $V_d=-V_{do}$.

En el SRED, el voltaje V_i del inversor debe ser negativo, por lo tanto α debe estar comprendido entre 0 y 180 grados.

Ecuaciones del Sistema:

Si las componentes de los armónicos de las variables del rotor son despreciadas, entonces los voltajes de fase del rotor serán sinusoidales.

Si el eje q es posicionado, de tal manera, que siempre coincida con el valor máximo (pico) positivo de V_{ar} , entonces:

$$V_{ar}^{e'} = V_{mr} \quad (2.6)$$

$$V_{ar}^{e'} = 0 \quad (2.7)$$

Donde V_{mr} es el valor pico de los voltajes de fase del

rotor referidos a los bobinados del estator mediante la relación de espiras apropiada.

Si despreciamos los efectos de la conmutación en el rectificador y puesto que $\alpha = 0$, entonces el voltaje del rectificador es:

$$V_r' = 3\sqrt{3}/\pi * V_{m_r'} \quad (2.8)$$

Sustituyendo (2.6) en (2.8) se tiene:

$$V_r' = 3\sqrt{3}/\pi * V_{q_r'} \quad (2.9)$$

Donde V_r' es el voltaje del rectificador referido a los bobinados del estator mediante la relación de espiras apropiada.

Despreciando la conmutación en el rectificador, las corrientes fundamentales en el rectificador están en fase con los voltajes de entrada. Puesto que el eje q está siempre posicionado en el valor pico de $V_{r'}$, entonces $i_{q_r'}$ siempre es cero. Si las pérdidas en el rectificador son despreciadas, entonces la potencia en el lado ac del rectificadores igual a la potencia del lado dc. En por unidad:

$$3/2 * V_{q_r'} * i_{q_r'} = -V_r' * i_{dc}' \quad (2.10)$$

Donde, como se indicó anteriormente y de aquí en adelante, las variables primadas están referidas a los bobinados del estator mediante la relación de espiras apropiada.

De (2.9) y (2.10):

$$i_{dc}' = -\pi/2\sqrt{3} * i_{q_r'} \quad (2.11)$$

Sustituyendo (2.9) y (2.11) en (2.3) se tiene:

$$V_{q_r'} = \frac{-\pi^2/18 * r_r' * i_{q_r'} - \pi^2/18 * x_r' / \omega_B * p * i_{q_r'}}{-\pi/3\sqrt{3} * V_L} \quad (2.12)$$

Si despreciamos los efectos de la conmutación en el inversor, entonces de (2.4):

$$V_L = 3\sqrt{3}/\pi * V_{m_s} * \cos\alpha \quad (2.13)$$

V_{m_s} , es el valor pico de los voltajes de fase del estator.

Claramente, si un transformador es conectado entre la fuente y el inversor, su relación de espiras deberá ser tomada en cuenta.

Cuando representamos en por unidad, las variables $q_{r'}^*$ y $d_{r'}^*$, se debe usar la expresión $\sqrt{2}V_{b_{abc}}$, donde $V_{b_{abc}}$ es el valor rms de las variables abc. Por lo tanto la ecuación matricial (2.1) también puede ser expresada en p.u. Sustituyendo (2.13) en (2.12) se tiene:

$$V_{q_{r'}^*} = -R_{r'} * i_{q_{r'}^*} - X_{r'} / \omega_b * p * i_{q_{r'}^*} - V_{m_{abc}} * \cos \alpha \quad (2.14)$$

Donde $R_{r'}$ y $X_{r'}$ están definidas por:

$$R_{r'} = \pi^2 / 18 * r_{r'} \quad (2.15)$$

$$X_{r'} = \pi^2 / 18 * x_{r'} / \omega_b \quad (2.16)$$

Retomando la ecuación matricial (2.1) y sustituyendo en ella (2.14) para $V_{q_{r'}^*}$, asignando a la vez $V_{d_{r'}^*}$ e $i_{d_{r'}^*}$, ambos iguales a cero, se tiene:

$$\begin{bmatrix} V_{q_{r'}^*} \\ V_{d_{r'}^*} \\ -V_{m_{abc}} * \cos \alpha \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + X_{L_{abc}} p / \omega_b & & & X_{MP} / \omega_b \\ -X_{L_{abc}} & r_s + X_{L_{abc}} p / \omega_b & & -X_M \\ X_{MP} / \omega_b & s X_M & r_r' + R_{r'} + (X_{r_r'} + X_{r'}) p / \omega_b & \\ -s X_M & X_{MP} / \omega_b & & -s X_{r_r'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q_{r'}^*} \\ i_{d_{r'}^*} \\ i_{q_{r'}^*} \\ \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Con $i_{d_{r'}^*}$ igual a cero, el torque electromagnético en p.u. es:

$$T_e = -X_M * i_{d_{r'}^*} * i_{q_{r'}^*} \quad (2.18)$$

El eje "q" está posicionado de tal forma, que siempre coincide con el valor pico de $V_{d_{r'}^*}$. Por lo tanto para una máquina dada, los valores de $V_{q_{r'}^*}$ y $V_{d_{r'}^*}$ están determinados por la amplitud de los voltajes de la fuente y las condiciones de operación del sistema.

Esto es, $V_{q_{r'}^*}$ y $V_{d_{r'}^*}$ están relacionados a $V_{m_{abc}}$ como:

$$V_{m_{abc}}^2 = V_{q_{r'}^*}^2 + V_{d_{r'}^*}^2 \quad (2.19)$$

El torque se relaciona con la velocidad del rotor por:

$$T_e = 2 * H * p * \omega_r / \omega_b + T_L \quad (2.20)$$

Donde H es la constante de inercia en segundos y T_L es el torque de carga en p.u.

La constante de inercia H , está definida como:

$$H = \frac{\text{Energía almacenada a } \omega_L \text{ en Kw.seg.}}{\text{Potencia aparente nominal en KVA.}} \quad (2.21)$$

En fórmula:

$$H = \frac{5.48 * J * n_s^2}{S_n} * 10^{-6} \quad [\text{seg.}] \quad (2.22)$$

Donde:

J = Momento de inercia de la máquina en Kg.m^2 .

n_s = Velocidad sincrónica de la máquinas en rpm.

S_n = Potencia aparente nominal de la máquina en KVA.

2.3 ANÁLISIS DE OPERACION EN ESTADO ESTABLE.

(2-23)

Si en las ecuaciones anteriores el tiempo t ; no es una variable explicita, el sistema es estacionario, es decir las ecuaciones obtenidas nos describen el estado estable.

Para operación de estado estable balanceada, despreciando armónicos, $p=0$ en la ec. (2.17), se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_{q\omega} \\ V_{d\omega} \\ -V_m \cos \alpha \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & X_{sd} & 0 \\ -X_{sd} & r_s & -X_M \\ 0 & sX_M & r_r' + R_r' \\ -sX_M & 0 & -sX_{rr}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{q\omega} \\ I_{d\omega} \\ I_{qr}' \end{bmatrix}$$

(2-23)

Nótese que se ha modificado la notación, ahora se utiliza letras mayúsculas para indicar cantidades de estado estable.

Las ecuaciones para el torque electromagnético y el voltaje de fase pico del estator $V_{m\omega}$, solo se modifican por la notación en mayúsculas,

$$T_e = -X_M * I_{d\omega} * I_{q\omega} \quad (2.24)$$

$$V_{m\omega}^2 = V_{q\omega}^2 + V_{d\omega}^2 \quad (2.25)$$

2.3.1 ECUACIONES EXPRESADAS EN TERMINOS DE LOS PARAMETROS DE LA MAQUINA, DEL FILTRO, DEL ANGULO DE RETRASO DE FASE α Y $V_{m\omega}$.

El procedimiento utilizado es el siguiente:

De las dos últimas filas de (2.23), podemos expresar $I_{d\omega}$ e $I_{q\omega}$ en función de los parámetros de la máquina, $V_{m\omega}$, α , e $I_{q\omega}$, así:

$$I_{d\omega} = \frac{-V_{m\omega} \cos \alpha - (r_r' + R_T') * I_{q\omega}}{sX_M} \quad (2.26)$$

$$I_{q\omega} = \frac{-sX_{rr}' I_{q\omega}}{sX_M} \quad (2.27)$$

Con las expresiones anteriores podemos dejar expresados $V_{q\omega}$ y $V_{d\omega}$ en términos de $I_{q\omega}$ y por lo tanto en términos de los parámetros de la máquina, de los del filtro, de $V_{m\omega}$ y α , así:

$$V_{q\omega} = \frac{-V_{m\omega} \cos \alpha X_{\omega\omega}}{sX_M} - \frac{[s r_r X_{rr}' + (r_r' + R_T')] I_{q\omega}}{sX_M} \quad (2.28)$$

$$V_{d\omega} = \frac{-r_r V_{m\omega} \cos \alpha}{sX_M} + \frac{[sX_{\omega\omega} X_{rr}' - r_r (r_r' + R_T') - sX_M^2] I_{q\omega}}{sX_M} \quad (2.29)$$

Utilizando la ec. (2.25) y reemplazando los valores de $V_{q\omega}$ y $V_{d\omega}$, podemos hallar $I_{q\omega}$.

La ecuación para el torque electromagnético queda ahora

en función de los parámetros conocidos.

2.4 EFFECTOS DE LA CONMUTACION. C11, C10, C12, C14, C13, C17, C20

2.4.1 EL PROCESO DE CONMUTACION EN CONVERSORES.

La conmutación está relacionada con la transferencia de la corriente directa de una rama con interruptor estático a otra, en una secuencia cíclica. En la práctica una transferencia instantánea no puede ocurrir, ya que por lo general, siempre existe alguna inductancia entre la fuente y el conversor.

Un análisis idealizado, supone que los interruptores estáticos no poseen resistencia interna, pero en realidad poseen pérdidas cuando están polarizados directamente. Un interruptor estático, no se comporta como una resistencia óhmica, posee una caída de voltaje directo V_c ; que en los tiristores representa el voltaje de disparo y que está alrededor de 1.3 Voltios.

En el caso de un rectificador, al voltaje en vacío ideal V_{d1} , menos el voltaje V_c , se lo define como el voltaje de carga no convencional.

En muchos casos un conversor posee un transformador en su lado ac, el transformador posee fugas y pérdidas. Por ejemplo es el caso de la Fig. No. 2-4, indicamos las fugas y pérdidas por la reactancia X_k y R_k .

X_k , representa la reactancia de fugas del transformador, más las reactancias de línea (una fuente trifásica tiene una capacitancia de cortocircuito finita), en la mayoría de casos las reactancias de línea son muy pequeñas en comparación a las de fuga del transformador. R_k , representa a las pérdidas en el cobre. Para todos

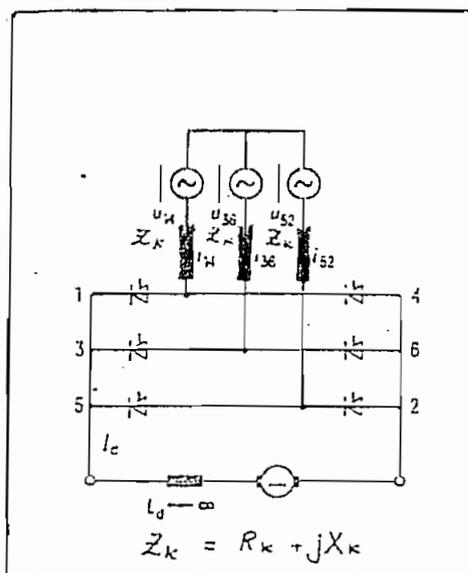


Fig. No. 2-4. Impedancia de conmutación de un convertidor.

los propósitos prácticos, R_k puede ser despreciada durante la conmutación, solo se tomará en cuenta X_k . Es conocido que un inductor, se opone a cualquier cambio brusco en el flujo de corriente a través de él, la corriente en el interruptor estático (sea diodo o tiristor) que está conduciendo, no puede caer instantáneamente a cero, en el instante de transferencia de la corriente, desde un interruptor, al próximo; y la corriente en el próximo interruptor, puede alcanzar el valor dc, solo después de un tiempo finito. Entonces para un cierto intervalo de tiempo, ambos interruptores estáticos conducen corriente simultáneamente. En otras palabras, la suma de ambas corrientes por los interruptores estáticos, durante este intervalo es igual a la corriente directa I_d , (rectificador).

A este intervalo de tiempo, durante el cual ambos interruptores estáticos conducen, se lo denomina intervalo de conmutación, tiempo de conmutación o tiempo de

traslape. Esto corresponde al ángulo de traslape μ , el cual en un rectificador controlado (con tiristores) y para un control de fase máximo se lo denomina, ángulo de traslape inicial μ_0 .

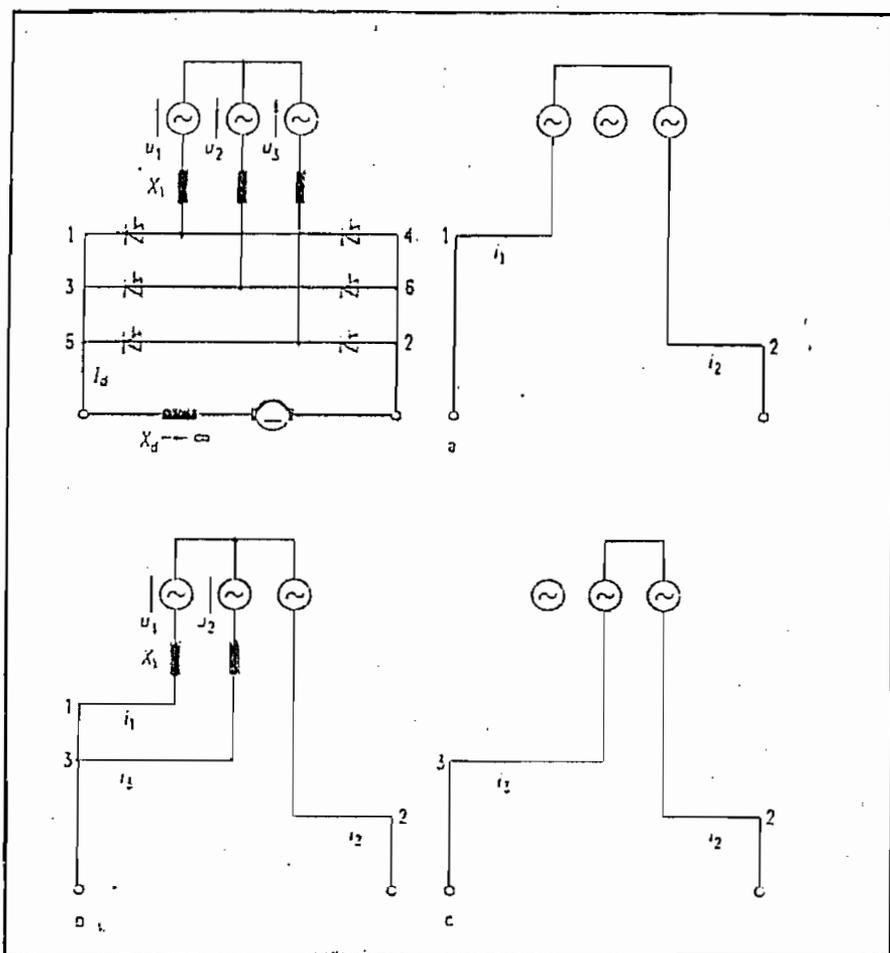


Fig. No. 2-5. Circuitos equivalentes a) antes, b) durante y c) después de la conmutación.

Con el fin de analizar con todo detalle el proceso de conmutación, consideremos un rectificador controlado trifásico, tipo puente, alimentado directamente desde la red, como se indica en la Fig. No. 2-5, las líneas de acometida trifásica incluyen reactancias X_k , que sustituyen en este caso a todas las reactancias efec-

tivas existentes por el lado de red. La reactancia de una fase,

$$X_k = \mu_k * V / I \quad (2.30)$$

se refiere por convenio a la tensión relativa de cortocircuito μ_k , siendo V el valor eficaz de la tensión de fase e I el valor eficaz de la corriente de línea (ver Fig.No. 2-6).

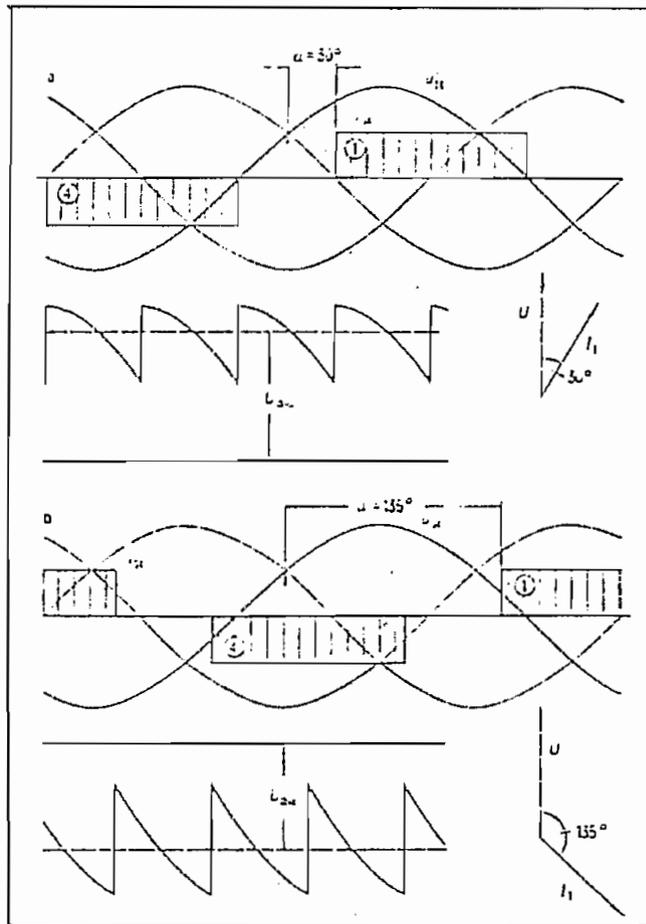


Fig. No. 2-6. Formas de onda del voltaje DC para diferentes ángulos α (circuito Fig. No. 2-4).

La corriente I en función de la corriente dc nominal del rectificador viene dada por:

$$I = \sqrt{2/3} * Id_N \quad (2.31)$$

Debido a las reactancias, la corriente del lado de la red no puede variar de forma arbitraria, por ello al transferirse la corriente, por ejemplo desde la rama 1 a la rama 3, entre los estados inicial y final representados por la Fig. No. 2-5 (a) y (c), aparece el estado representado por la Fig. No. 2-5 (b). Inmediatamente antes del instante $x = 0$, considerado en la Fig. No. 2-7, o sea antes de empezar la conmutación, no varían todavía las corrientes de los tiristores i_1 e i_3 , por lo que no es preciso incluir las reactancias en el circuito equivalente. Sin embargo, tan pronto como el tiristor 3 recibe un impulso de disparo en el instante $x = 0$, se establece un cortocircuito bipolar de conformidad con la Fig. No. 2-5 (b). Para la corriente de nominal, y para el instante representado por la Fig. No. 2-5 (b), se tiene las siguientes ecuaciones:

$$i_1 + i_3 = Id_N \quad (2.32)$$

$$X_k * di_3/dx - X_k * di_1/dx + \mu_1 - \mu_3 = 0 \quad (2.33)$$

Si expresamos las tensiones de línea en la forma:

$$\mu_1 = \sqrt{2} * V * \cos(x + \pi/3 + \alpha) \quad (2.34)$$

$$\mu_2 = \sqrt{2} * V * \cos(x - \pi/3 + \alpha) \quad (2.35)$$

$$\mu_3 = -\sqrt{2} * V * \cos(x + \alpha) \quad (2.36)$$

Donde α es el ángulo de control de fase del rectificador. La corriente i_3 , para $dId_N/dx=0$, viene dada por la ecuación diferencial,

$$di_3/dx = \sqrt{2}V/2X_k * 2\text{Sen}(\pi/3)\text{Sen}(x+\alpha) = Id_N/\mu_k * \text{Sen}(x+\alpha) \quad (2.37)$$

El coeficiente del término derecho es idéntico al que aparece para la corriente de corto circuito bipolar, para $x=0$, se tiene $i_3=0$; con esta condición inicial, la solución de (2.37) es:

$$i_3 = Id_N/\mu_k * [\text{Cosa} - \text{Cos}(x+\alpha)] \quad (2.38)$$

El curso de la corriente descrito por esta expresión

está limitado en el tiempo, ya que en el instante $x=\mu$, se cumple que $i_2=Id_N$; i_1 se hace simultáneamente cero y no puede circular en sentido opuesto, debido al efecto del tiristor. Con ello finaliza la conmutación, sin que el cortocircuito haya provocado una corriente elevada a través del tiristor. Hasta el inicio de la próxima conmutación, del tiristor 2 al 4, rige el esquema equivalente de la Fig. No. 2-5 (c). Para el intervalo angular μ , que representa el período de conmutación, se obtiene, a partir de (2.38), la sencilla relación:

$$\text{Cosa} - \text{Cos}(\alpha-\mu) = 1 - \text{Cos}\mu_0 = \mu_k \quad (2.39)$$

Para $\alpha=0$, esta expresión da el ángulo inicial de traslape μ_0 . El término derecho de la ecuación anterior solo es válido para el montaje en puente trifásico.

En la Fig. No. 2-7, se ve que durante la conmutación la tensión continua sigue a la media de las dos tensiones que aparecen en el intervalo de conmutación, debido a que las dos reactancias X_k actúan como un divisor de tensión. Las áreas rayadas representan por ello, una caída de tensión, que tiene como consecuencia que el valor medio de la tensión continua, que sigue refiriéndose a Vd_x , se exprese como:

$$Vd_x/Vd_x = \frac{1}{2} [\text{Cosa} + \text{Cos}(\alpha+\mu)] \quad (2.40)$$

Fuera del período de conmutación, una regulación de voltaje resistivo IdR_k ocurre en conjunción con las curvas de los voltajes μ_{12} y μ_{21} . Como consecuencia de ello, el punto de conmutación natural de las ramas del puente, se adelanta un ángulo α_0 . Mientras mayor sea el voltaje de caída, mayor será el adelanto del punto de conmutación natural. Durante la conmutación, esta caída de voltaje para un diodo o tiristor sigue la misma función de decaimiento de la corriente a cero. Por lo tanto en la otra rama participante en la con-

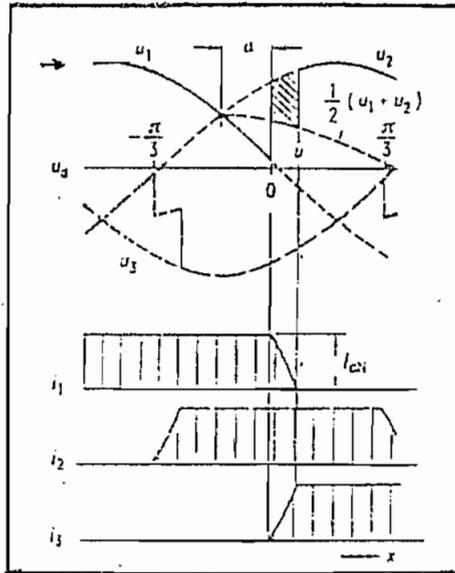


Fig. No. 2-7. Voltaje Dc y corrientes en los tiristores (circuito de la Fig. No. 2-4)

mutación, la caída de voltaje aumenta desde cero a su valor máximo. Lo contrario se aplica a la rama que deja de conducir (líneas entrecortadas en Fig. No. 2-7). El voltaje directo resultante está en color rojo. Durante el periodo de conmutación, el valor medio de la caída de voltaje resistivo es solamente la mitad del valor obtenido fuera del periodo de conmutación.

El ángulo α_0 puede ser calculado desde el instante en que,

$$\mu_{\alpha_0} - IdR_k = \mu_{\alpha_0} \quad (2.42)$$

de donde,

$$\sqrt{2} * V_L * \cos(\alpha_0 + \pi/3) - IdR_k = \sqrt{2} * V_L * \cos(\alpha - \pi/3) \quad (2.43)$$

Dividiendo por X_k , sustituyendo $R_k/X_k = \text{tg} X$, obtenemos:

$$\text{Sen} \alpha_0 = -\frac{1}{2} * \text{tg} X * (1 - \text{Cos} \mu_{\alpha_0}) \quad (2.44)$$

Por lo tanto un ángulo de atraso negativo $-\alpha_0$ siempre está presente en un rectificador no controlado con

resistencias óhmicas en las ramas del puente.

Como se muestra en la Tabla 2.4, tomada de la Ref. [15], dependiendo de la relación X_k/R_k , existe una dependencia del ángulo de conmutación, α_o y $\mu_{\alpha o}$, con la resistencia. En el análisis de convertidores, el caso general ideal, es el indicado en la primera fila.

X_k/R_k	$\text{tg}X$	μ_o	α_o	$\mu_{\alpha o}$	f
∞	0	30	0°	30°	-
4	0.25	29.70°	-0.96°	30.65°	50 Hz
1.33	0.75	29.27°	-2.88°	32.03°	16.6 Hz
0.5	2.0	28.94°	-7.70°	36.14°	6.25 Hz
0.25	4.0	30.31°	-15.54°	45.06°	3.12 Hz

Tabla 2.4

La influencia de la resistencia óhmica, sobre el proceso de conmutación es generalmente despreciada. Sin embargo ésta es muy evidente, cuando el convertidor opera dentro de un amplio rango de variación de frecuencia, como puede observarse en las dos últimas líneas de la tabla anterior. En estos ejemplos, dependiendo de la frecuencia, un convertidor varía la relación X_k/R_k , influyendo notablemente en el proceso de conmutación.

Esta condición ocurre en el SRED, ya que la frecuencia del rotor es función del deslizamiento, con bajos deslizamientos la frecuencia se ve disminuida. En este caso el ángulo α_o debe ser tomado en consideración.

La inclusión de las resistencias óhmicas complica considerablemente la obtención de expresiones finitas para todas las variables, una función exponencial se solapa en este caso a la onda de corriente, pero prácticamente no influye en el período de conmutación si $X_k/R_k > 3$, a 50 Hz. [14].

2.4.2 EFECTOS DE LA CONMUTACION DEL RECTIFICADOR EN EL ROTOR DE LA MAQUINA DE INDUCCION.

Debido a la presencia de la inductancia de pérdidas en cada fase de la máquina, las corrientes no pueden variar en un rango, infinitamente, y aunque el proceso de transferencia de la corriente de una fase a otra no ocurre instantáneamente, lo hace sobre un período de tiempo denominado como ángulo de traslape (μ). En el modo normal de operación, el ángulo de traslape μ , es menor a 60° , entonces durante el intervalo de conmutación solamente 3 diodos están conduciendo simultáneamente, uno del grupo de diodos de ánodo común y dos del grupo de cátodo común o viceversa.

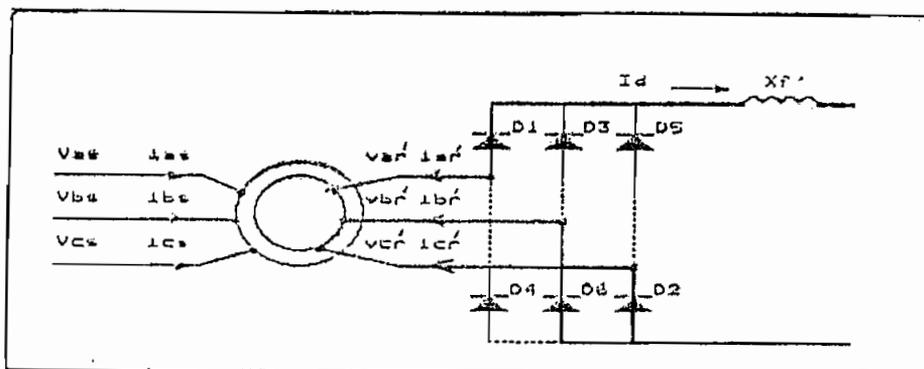


Fig. No. 2-8. Circuito de la máquina de inducción y el rectificador durante la conmutación.

La Fig. No. 2-8 indica el circuito del puente rectificador durante el intervalo de conmutación, donde un diodo del grupo de cátodo común (#1) y dos diodos del grupo ánodo común (#2 y #6), están conduciendo simultáneamente. Luego de realizarse la transferencia de corriente desde una rama a otra, aparece el intervalo normal de operación, en el cual conducen solamente dos diodos, uno de cada grupo están conduciendo simultánea-

mente (ver Fig. No. 2-9), este intervalo dura ($60^\circ - \mu$) grados, ya que los periodos de conmutación se repiten cada 60° grados en el caso del rectificador tipo puente (punto de conmutación natural).

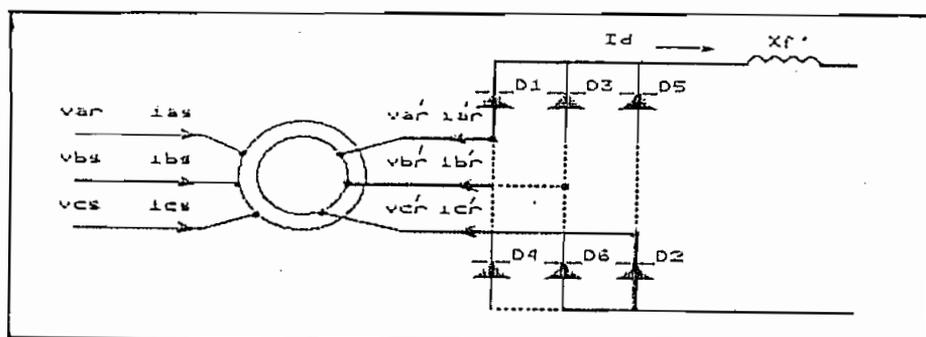


Fig. No. 2-9. Circuito de la máquina de inducción y el rectificador durante el interludio.

En el modo normal de operación en un ciclo fundamental, el fenómeno eléctrico durante el cual un intervalo de conmutación está seguido del intervalo de operación normal (llamado intervalo de interludio por algunos autores) se repite 6 veces. Por consiguiente es suficiente analizar el mismo sistema para $1/6$ del ciclo fundamental, esto es un intervalo de conmutación seguido de un intervalo de interludio. [31].

De experiencias indicadas en [25], se concluye que la conmutación, en especial del rectificador, tiene un notable efecto sobre el valor del torque electromagnético. Aún más a pesar de que la conmutación fue incluida en el proceso de simulación, con α altos (deslizamientos bajos) en el inversor, el torque electromagnético, se vio disminuido en alrededor del 15% respecto del valor del torque ideal. Sin embargo este error decrece conforme se aumenta la velocidad y llega a ser cero en vacío. Es muy claro que a bajas frecuen-

cías, es indispensable considerar las resistencias óhmicas R_k , ya que están cercanas al valor de la reactancia X_k , lo cual provoca una disminución del voltaje entregado por el rectificador.

Con el fin de tener un modelo general del SRED, vamos a obtener las respectivas expresiones para el voltaje V_d , X_k y R_k , que nos permitan introducir posteriormente el proceso de conmutación.

Normalmente el circuito equivalente de la máquina de inducción de estado estable, incluido el rectificador es el de la Fig. No. 2-10.

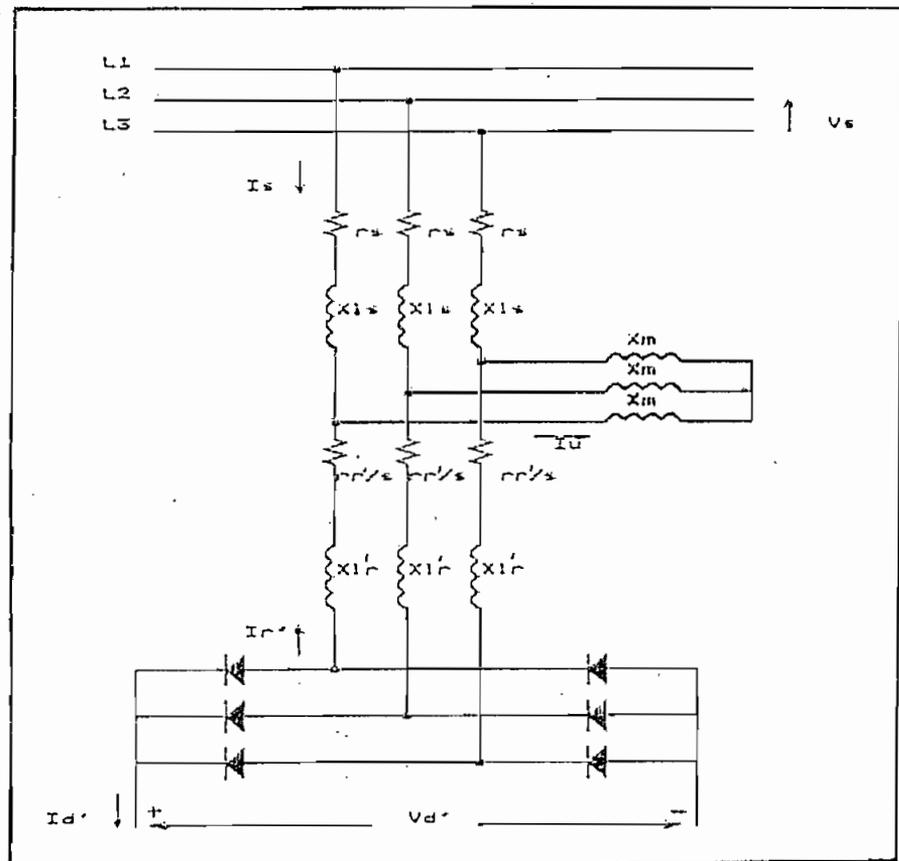


Fig. No. 2-10. Circuito de la máquina de inducción con rectificador en el lado del rotor.

Las variables primadas, están referidas al estator. El circuito equivalente por fase, en la máquina de inducción es el de la Fig. No. 2-11.

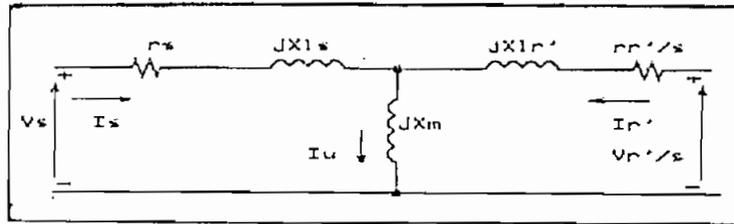


Fig. No. 2-11. Circuito equivalente por fase para estado estable de la máquina de inducción.

Este circuito puede considerarse equivalente al indicado en la Fig. No. 2-12 . [12]

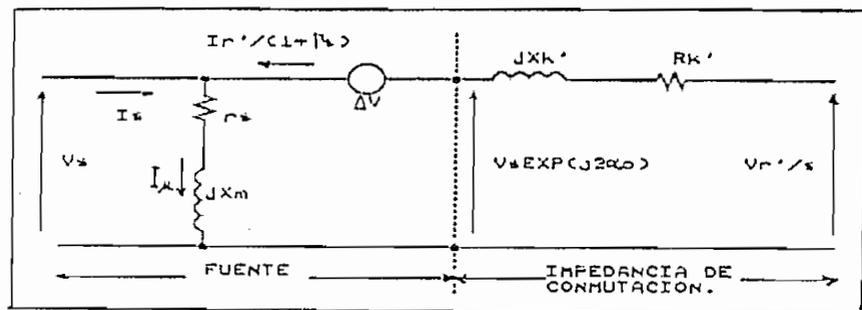


Fig. No. 2-12. Circuito equivalente por fase para estado estable, útil para análisis de conmutación.

En el cual se indica una fuente de alimentación de valor, $V_s * e^{j2\omega t}$, en serie a la impedancia de conmutación (reactancia más resistencia) referida al estator.

Γ_s : es conocido como coeficiente de dispersión del estator y viene dado por:

$$\Gamma_s = X_{1s} / X_M \quad (2.45)$$

α_0 : es el desfasaje respecto a la fuente original y se expresa por:

$$\alpha_0 = \frac{1}{2} \arctg(r_e / X_{1e}) \quad (2.46)$$

$X_{k'}$: es la reactancia de conmutación referida al estator.

$$X_{k'} = (1 + \Gamma_e) [X_{1e} + (1 + \Gamma_e) X_{1r}'] \quad (2.47)$$

$$R_{k'} = r_e + (1 + \Gamma_e)^2 r_r' / 2 \quad (2.48)$$

Como se puede observar la reactancia de conmutación $X_{k'}$, depende no solamente de las inductancias de dispersión de la máquina, sino de la inductancia mutua y de la relación de espiras entre estator y rotor.

La resistencia ohmica $R_{k'}$, igualmente a más de las resistencias propias de los devanados, tiene que ver con Γ_e y la relación de espiras entre rotor y estator.

Si la fuente de alimentación es estable y consideramos una barra infinita, la influencia tanto de la reactancia y la resistencia de la línea ac, es despreciable [14]. Es por esta razón que no se las toma en cuenta en el presente desarrollo.

Ahora podemos obtener un circuito equivalente de la máquina y el convertidor dado por la Fig. No. 2-13,

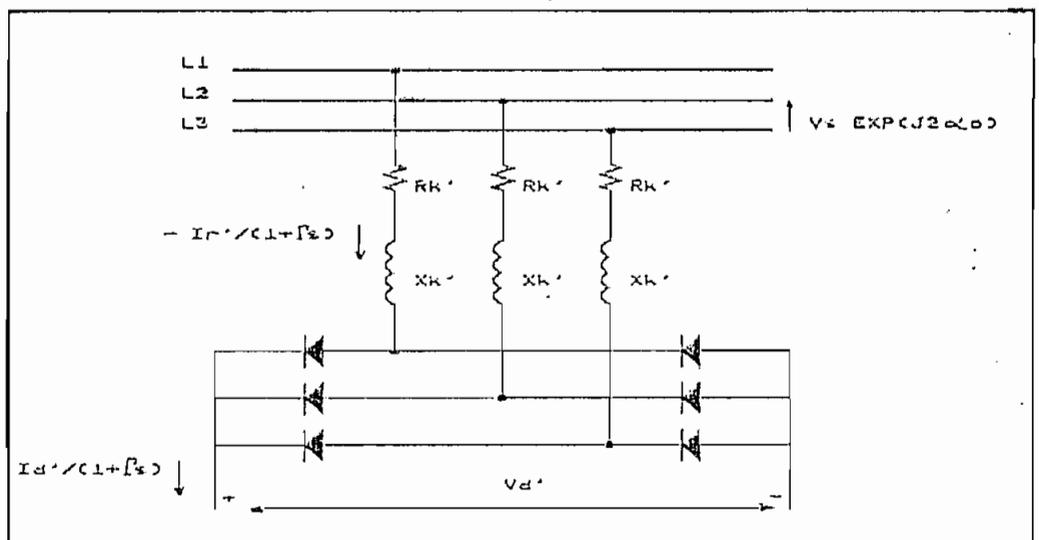


Fig. No. 2-13. Reactancia de conmutación para la máquina de inducción.

Anteriormente se indicó que, debido a las resistencias óhmicas el punto de conmutación natural se adelanta un ángulo α_0 . También se mencionó que los elementos semiconductores presentan una caída de voltaje V_e , cuando conducen en dirección directa, la cual se ve duplicada en el circuito puente, ya que luego de producida la conmutación dos diodos están conduciendo a la vez. Además de esto, la reactancia de conmutación introduce pérdidas, que deben ser consideradas en el cálculo de V_d .

Un refinamiento analítico para la obtención de V_d , en el que se considere todas las condiciones anteriores es complicado e innecesario para nuestro fin. Aún más si X_k' es comparable a la reactancia del filtro X_r' (circuito de enlace dc), es necesario incluir un término adicional en la ecuación de V_d . En la práctica X_k' es menor a X_r' , por lo cual consideraremos esta condición.

Todas las consideraciones anteriores provocan que V_d , sea inferior al valor ideal V_{d1} , utilizando el principio de superposición para redes eléctricas dado en [19], podemos considerar lo siguiente:

$$V_d = V_{d1} - V_{R_k} - V_{X_k} - 2V_e \quad (2.49)$$

Donde:

V_{d1} = Voltaje medio ideal en vacío del convertidor.

V_{R_k} = Caída de voltaje en las resistencias óhmicas.

V_{X_k} = Caída de voltaje debida a X_k .

V_e = Caída directa en el elemento semiconductor.

V_{d1} es el voltaje medio ideal en vacío y está dado por la ec. (2.18). V_{R_k} , es la caída de voltaje en R_k , fuera del periodo de conmutación, y es constante debido a que estamos considerando que I_d es completamente alisada. Los valores momentáneos para V_{R_k} , durante la conmutación, son aproximados al valor fuera de dicho periodo. Esta caída de voltaje puede expresarse en

términos de la corriente I_d nominal (I_{dN}) y R_k o simplemente en términos de las pérdidas en el Cobre P_{Cu} .

$$V_{R_k} = I_{dN} * R_k = P_{Cu} / I_{dN} \quad (2.50)$$

V_{X_k} , es la caída de voltaje debida a la reactancia de conmutación, y se conoce también como caída de tensión debida a la conmutación. Para el caso del rectificador, está dada por la ec. (1.229), reemplazando $q = 3$, donde q es el número de fases, la ec. se modifica a:

$$V_{X_k} = 3/\pi * X_k * I_{dN} \quad (2.51)$$

V_c , es la caída de tensión en los diodos y generalmente es algo superior a la tensión de codo (umbral), que es de 0.6 Voltios para los diodos de silicio. En el caso del rectificador trifásico tipo puente, son dos los diodos que están conduciendo a la vez, por lo tanto la caída es doble. V_c es un dato dado por el fabricante del semiconductor; en el caso de diodos de potencia es usual utilizar la ecuación siguiente, dada en [7].

$$V_c = 1 - 0.05 * I_{dN} \quad (2.52)$$

que se obtiene de considerar, la caída directa en el diodo como una fuente de 1 Voltio, en serie a una resistencia de 0.05 Ω . (Ver Fig.No. 2-14).

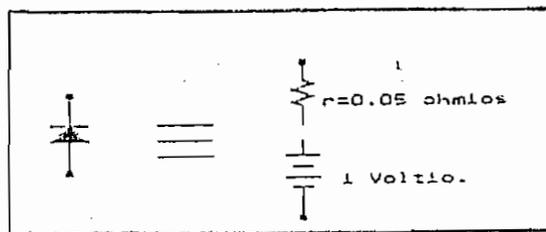


Fig. No. 2-14. Circuito equivalente para un diodo de potencia.

Como resultado de esto el valor de V_d , es:

$$V_d = 3\sqrt{3}/\pi * V_c - R_k * I_{dN} - 3/\pi * X_k * I_{dN} - 2(1 - 0.05 I_{dN}) \quad (2.53)$$

2.4.3 ECUACIONES DEL SRED INCLUYENDO LA IMPEDANCIA DE CONMUTACION DEL RECTIFICADOR.

El voltaje V_d , que es V_r en el caso del SRED, incluida la conmutación en el rectificador está dada por la ec. (2.53).

Si consideramos los diodos como elementos ideales y refiriendo variables y parámetros al estator se tiene:

$$V_r' = 3\sqrt{3}/\pi * V_{qr}^{\omega'} - (R_k' + 3/\pi * X_k') Id_N' \quad (2.54)$$

Donde el primer término corresponde al valor ideal de V_r' , dado por la ec. (2.9) y el segundo término corresponde a la caída de tensión debida a la reactancia de conmutación.

Conforme al circuito indicado en la Fig. No. 2-13, se tiene que:

$$Id_N' = Id' / (1 + \Gamma_u) \quad (2.55)$$

$$\text{Como, } Id' = i_{ae}' \quad (2.56)$$

$$\text{Entonces, } Id_N' = i_{ae}' / (1 + \Gamma_u) \quad (2.57)$$

Reemplazando la ec. (2.11) en (2.57), se tiene que:

$$Id_N' = -[\pi/2\sqrt{3}(1 + \Gamma_u)] * i_{ae}^{\omega'} \quad (2.58)$$

Reemplazando V_r' por la ec. (2.3), V_i' por la ecuación (2.13), Id_N' por la ec. (2.57) y despejando $V_{qr}^{\omega'}$, se tiene:

$$V_{qr}^{\omega'} = (\pi/3\sqrt{3}) * \{r_r' + X_r' p / \omega_b + [R_k' - (3/\pi) * X_k'] / (1 + \Gamma_u)\} idc' - V_{m\omega} \text{Cosa} \quad (2.59)$$

Sustituyendo idc' por la ec. (2.11) en (2.58) se tiene:

$$V_{qr}^{\omega'} = [-R_r' - X_r' p / \omega_b - (R_k' - 3X_k' / \pi) * (\pi^2 / 18(1 + \Gamma_u))] i_{ae}^{\omega'} - V_{m\omega} \text{Cosa} \quad (2.60)$$

Siendo $V_{m\omega}$ el valor pico de los voltajes de fase del estator.

Además R_r' y X_r' están definidas como en las ecuaciones (2.15) y (2.16).

Volviendo a la ecuación matricial (2.17), sustituyendo

en ella (2.60) se tiene:

$$\begin{bmatrix} V_{d_{u^*}} \\ V_{d_{u^*}} \\ -V_{m_{u^*}} \cos \alpha \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_u + X_{L_{u^*}} p / \omega_b & X_{L_{u^*}} & X_{MP} / \omega_b \\ -X_{L_{u^*}} & r_u + X_{L_{u^*}} p / \omega_b & -X_M \\ X_{MP} / \omega_b & s X_M & r_r' + R_T' + (X_{r_r'} + X_T') p / \omega_b \\ & & + (R_k' - 3/\pi * X_k') * \pi^2 / 18 (1 + \Gamma_u) \\ -s X_M & X_{MP} / \omega_b & -s X_{r_r'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{u^*}} \\ i_{d_{u^*}} \\ i_{q_{r'}} \\ \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

El torque electromagnético queda similar al de la ecuación (2.18). Para la obtención de la ecuación matricial de estado estable, incluyendo la conmutación, solo es necesario hacer $p=0$ en la ec. (2.61), obteniéndose:

$$\begin{bmatrix} V_{d_{u^*}} \\ V_{d_{u^*}} \\ -V_{m_{u^*}} \cos \alpha \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_u & X_{L_{u^*}} & 0 \\ -X_{L_{u^*}} & r_u & -X_M \\ 0 & s X_M & r_r' + R_T' + (R_k' - 3/\pi * X_k') \pi^2 / 18 \\ -s X_M & 0 & -s X_{r_r'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{d_{u^*}} \\ I_{d_{u^*}} \\ I_{q_{r'}} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

2.5 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL SRED. [27], [30].

El objetivo de esta sección es presentar al SRED como un sistema de control con realimentación unitaria, lo cual permitirá aplicar los criterios de la Teoría de Control para análisis de estabilidad.

El SRED está generalmente equipado con un filtro entre el rectificador y el inversor. La energía puede ser almacenada en la inductancia y la capacitancia que se coloca en algunos casos luego del filtro L. El intercambio de energía entre los componentes y el rotor de la máquina puede causar que el SRED presente inestabilidades cuando opera a bajas frecuencias.

Las ecuaciones de pequeños desplazamientos se establecen a partir de las ecuaciones de la máquina y las

ecuaciones que predicen el valor medio de las variables del convertidor.

Un sistema práctico viene equipado con varios sistemas de control realimentados, con el fin de mantener ciertos modos preescritos de operación.

2.5.1 DESARROLLO DE ECUACIONES.

La ecuación matricial que describe al SRED en ejes $qd0$ rotando a $\omega = \omega_m$, está desarrollada en la sección anterior y nuevamente se presenta;

$$\begin{bmatrix} V_{qd} \\ V_{dq} \\ -V_m \cos \alpha \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_s + pX_{LL} / \omega_b & f_{RX_{LL}} & pX_M / \omega_b & & f_{RX_M} \\ -f_{RX_{LL}} & r_s + pX_{LL} / \omega_b & -f_{RX_M} & & pX_M / \omega_b \\ pX_M / \omega_b & f_{RSX_M} & r_r' + R_T' + & & \\ & & p(X_{rr}' + X_{T}') / \omega_b & & f_{RSX_M} \\ -f_{RSX_M} & pX_M / \omega_b & -f_{RSX_{rr}'} & r_r' + pX_{rr}' / \omega_b & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd} \\ i_{dq} \\ i_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Debido a que se considera solo condiciones balanceadas, las componentes 0 son cero, también se desprecia la impedancia de conmutación en el rectificador y se considera a los convertidores como dispositivos ideales.

El torque electromagnético en p.u. está dado por la ecuación (2.18).

La ecuación de estado estable es:

$$\begin{bmatrix} V_{qd} \\ V_{dq} \\ -V_m \cos \alpha \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_s & f_{RX_{LL}} & 0 & & f_{RX_M} \\ -f_{RX_{LL}} & r_s & -f_{RX_M} & & 0 \\ 0 & f_{RSO X_M} & r_r' + R_T' & & f_{RSO X_{rr}'} \\ -f_{RSO X_M} & 0 & -f_{RSO X_{rr}'} & r_r' & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qd} \\ I_{dq} \\ I_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Las ecuaciones del sistema son no lineales y es difícil resolverlas analíticamente. Sin embargo, pueden ser linealizadas alrededor de un punto de operación de estado estable usando la Teoría de Pequeños desplazamientos o Método de las pequeñas perturbaciones.

Es común en ingeniería, utilizar expansiones en series de Taylor alrededor de un punto de operación, para linealizar ecuaciones, sin embargo existe otro método igualmente apropiado para la linealización de ecuaciones. Para este propósito las variables de la máquina se expresan en la forma:

$$f_x = F_x + \Delta f_x \quad (2.65)$$

Donde f_x es la variable de la máquina; F_x es el valor de estado estable de la variable de máquina f_x y es una constante; y Δf_x es la pequeña excursión de esta variable de máquina alrededor de su valor de estado estable.

Si las ecuaciones del SRED, son escritas con todas las variables expresadas en la forma (2.65) y si las expresiones de estado estable son canceladas en ambos lados, al igual que los productos de pequeñas excursiones ($\Delta f_1 \Delta f_2$); se obtiene las ecuaciones linealizadas.

Se conoce que, $s = (w - w_r) / w_b$, si se considera que,

$$w_r = W_r + \Delta w_r \quad (2.66)$$

Se tiene,

$$s = (w - W_r - \Delta w_r) / w_b = (w - W_r) / w_b - \Delta w_r / w_b, \quad (2.67)$$

si se llama,

$$s_0 = (w - W_r) / w_b \quad (2.68)$$

al deslizamiento de estado estable entonces:

$$s = s_0 - \Delta w_r / w_b \quad (2.69)$$

Ahora se va a presentar el procedimiento de linealización para la tercera fila de la ecuación (2.63), utilizando (2.65).

$$\begin{aligned} -V_m \cos \alpha = & (p X_M / w_b) (I_{q_m} + \Delta i_{q_m}) + T_R (s_0 - \\ & \Delta w_r / w_b) X_M (I_{d_m} + \Delta i_{d_m}) + [r_r' + R_r' + \\ & p (X_{rr}' + X_r')] / w_b (I_{q_r} + \Delta i_{q_r}) \end{aligned} \quad (2.70)$$

Desarrollando, eliminando los términos de estado estable de ambos lados de la ecuación, despreciando los

productos de infinitésimos y teniendo en cuenta que el operador p aplicado a una constante es cero, obtenemos:

$$f_{R'} X_M I_{d_{e0}} \Delta \omega_r / \omega_b = p X_M / \omega_b \Delta i_{q_{e0}} + f_{R'} s_0 X_M \Delta i_{d_{e0}} + [r_{r'} + R_r' + p(X_{r'r'} + X_r') / \omega_b] \Delta i_{q_{r'}} \quad (2.71)$$

La ecuación matricial (2.72) representa por tanto la ec. linealizada.

Linealizando la ecuación del torque,

$$T_e + \Delta T_e = -X_M (I_{d_{e0}} + \Delta i_{d_{e0}}) (I_{q_{r0}} + \Delta i_{q_{r0}}) \quad (2.73)$$

se tiene:

$$\Delta T_e = -X_M (I_{q_{r0}} \Delta i_{d_{e0}} + I_{d_{e0}} \Delta i_{q_{r0}}) \quad (2.74)$$

De las ecuaciones (1.111) y (1.112), y manteniendo la consideración de que las relaciones angulares entre los ejes $qd0$ y los ejes magnéticos de las fases del estator y rotor coinciden en $t=0$, entonces $\theta_{qr}(0) = \theta(0) = 0$, con lo que se tiene,

$$v_{q_{e0}} = V_{m_e} \quad (2.75)$$

$$v_{d_{e0}} = 0 \quad (2.76)$$

$v_{q_{e0}}$ y $v_{d_{e0}}$ son constantes y por lo tanto $\Delta v_{q_{e0}}$ y $\Delta v_{d_{e0}}$ son iguales a cero, quedando la ec. (2.72) de la forma dada por (2.77).

A partir de la ec. (2.77), invirtiendo la matriz 4×4 , se logra obtener las tres corrientes en función de $\Delta \omega_r / \omega_b$.

Sustituyendo $\Delta i_{d_{e0}}$ y $\Delta i_{q_{r0}}$ en la ec. (2.74), es evidente que se puede llegar a una expresión de la forma:

$$\Delta T_e = G(p) \Delta \omega_r / \omega_b \quad (2.78)$$

Hallar $G(p)$, constituye un proceso un tanto difícil, un método directo y útil es hallar $G(j\pi)$, haciendo $p=j\pi$. La obtención de $G(j\pi)$ se indica en el ítem 2.5.2.

La ecuación (2.78) formula una relación de pequeños desplazamientos lineal, entre el torque electromagnético y la velocidad del rotor. Falta por obtener una ecuación de pequeños desplazamientos adicional, en la cual se considere la dinámica del

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{qe} \\ \Delta V_{de} \\ (f_{RXM} I_{qe} + X_{rr'} I_{qr'}) \Delta w_r / w_b \\ -f_R (X_M I_{qe} + X_{rr'} I_{qr'}) \Delta w_r / w_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e + pX_{ee} / w_b & f_{RXSS} & pX_M / w_b & f_{RXM} \\ -f_{RX_{ee}} & r_e + p/w_b X_{ee} & -f_{RXM} & pX_M / w_b \\ pX_M / w_b & f_{RS_0 X_M} & (r_r' + Rf' + p(X_{rr'} + X_{r'}) / w_b) & f_{RS_0 X_{rr'}} \\ -f_{RS_0 X_M} & pX_M / w_b & -f_{RS_0 X_{rr'}} & r_r' + pX_{rr'} / w_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{qe} \\ \Delta i_{de} \\ \Delta i_{qr'} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-72)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ (f_{RXM} I_{de} + X_{rr'} I_{qr'}) \Delta w_r / w_b \\ -f_R (X_M I_{de} + X_{rr'} I_{qr'}) \Delta w_r / w_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e + pX_{ee} / w_b & f_{RXSS} & pX_M / w_b & f_{RXM} \\ -f_{RX_{ee}} & r_e + p/w_b X_{ee} & -f_{RXM} & pX_M / w_b \\ pX_M / w_b & f_{RS_0 X_M} & (r_r' + Rf' + p(X_{rr'} + X_{r'}) / w_b) & f_{RS_0 X_{rr'}} \\ -f_{RS_0 X_M} & pX_M / w_b & -f_{RS_0 X_{rr'}} & r_r' + pX_{rr'} / w_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{de} \\ \Delta i_{qe} \\ \Delta i_{qr'} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-77)$$

sistema mecánico. En estado estable; el torque de carga T_L es igual a T_w . Si ΔT_L es un pequeño cambio positivo del torque de carga de estado estable, se cumple:

$$T_L + \Delta T_L = T_w + \Delta T_w - (2Hp/w_b) \Delta w_r \quad (2.79)$$

Donde como se indicó antes, H es la constante de inercia de la máquina de inducción, expresada en segundos. Eliminando los términos de estado estable,

$$\Delta T_L = \Delta T_w - (2Hp)(\Delta w_r/w_b) \quad (2.80)$$

Las ecuaciones (2.74) y (2.80) sugieren la representación en diagrama de bloques indicada en la Fig. No. 2-15.

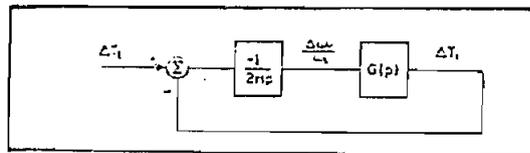


Fig. No. 2-15. Sistema de lazo cerrado para pequeños desplazamientos alrededor de un punto de operación de estado estable.

Obsérvese que la técnica de pequeños desplazamientos nos ha permitido analizar la estabilidad del SRED en la forma de un sistema de control con realimentación unitaria.

Puesto el sistema en la forma de la Fig. No. 2-15, podemos utilizar para ver su estabilidad cualquiera de los criterios existentes en la Teoría de Control Lineal realimentado.

Por ejemplo puede utilizarse el Criterio de Routh-Hurwitz, el Metodo del Lugar de las Raíces o el Criterio de Nyquist.

De la Fig. No. 2-15, la función de transferencia de

lazo abierto es:

$$F(p) = G(p)/2Hp \quad (2.81)$$

0 en el dominio de s , haciendo $p=s$,

$$F(s) = G(s)/2Hs \quad (2.82)$$

La estabilidad del sistema de lazo cerrado se puede determinar en el dominio de la frecuencia colocando $p=j\tau$ y observando el lugar de $F(j\tau)$ cuando τ varía desde $-\infty$ a ∞ . Si $F(p)$ no tiene polos con partes reales positivas, el sistema de lazo cerrado es estable y si y solamente si el lugar de $F(j\tau)$ no pasa fuera o por el punto $(-1,0)$ del Diagrama de Nyquist.

2.5.2 OBTENCION DE $G(j\tau)$.

La ecuación (2.77) se puede escribir como:

$$\Delta \bar{v} = z \Delta \bar{i} \quad (2.83)$$

Donde:

$$\Delta \bar{v} = [0, 0, f_R X_M I_{aL} e^{-st}, -f_R (X_M I_{aL} e^{-st} + X_{RR} I_{aR} e^{-st})]^T (\Delta w_r / w_b) \quad (2.84)$$

$$\Delta \bar{i} = [\Delta i_{aL} e^{-st}, \Delta i_{aR} e^{-st}, \Delta i_{aR} e^{-st}, 0]^T \quad (2.85)$$

Y z es la matriz impedancia 4×4 en la ec. (2.77), T indica la matriz transpuesta.

Haciendo $p=j\tau$, los elementos de z son separados en parte real y parte imaginaria, con lo que,

$$z = (r + jx) \quad (2.86)$$

Y la ecuación (2.83) queda,

$$\Delta v = (r + jx) \Delta i \quad (2.87)$$

Si definimos a la matriz inversa de z como:

$$g = jb = (r + jx)^{-1} \quad (2.88)$$

Entonces,

$$(r + jx)(g + jb) = I + j0 \quad (2.89)$$

Donde I es la matriz identidad y 0 es la matriz nula, por tanto,

$$rg - xb = I \quad (2.90)$$

Y

$$rb + xg = 0 \quad (2.91)$$

Si x posee inversa, entonces a partir de (2.91) se puede obtener g ,

$$g = -x^{-1}rb \quad (2.92)$$

La matriz x está dada por:

$$x = \begin{bmatrix} \tau X_{uu}/W_b & 0 & \tau X_M/W_b & 0 \\ 0 & \tau X_{uu}/W_b & 0 & \tau X_M/W_b \\ \tau X_M/W_b & 0 & \tau(X_{rr}' + X_{\tau}')/W_b & 0 \\ 0 & \tau X_M/W_b & 0 & \tau X_{rr}'/W_b \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

Donde cada elemento de x es la parte imaginaria de z .

La matriz x no poseerá una inversa si el determinante de x es cero. El determinante de x igualado a cero es,

$$\text{Det}[x] = [X_{uu}X_{rr}' - X_M^2][X_{uu}(X_{rr}' + X_{\tau}') - X_M^2][(\tau/W_b)^2] = 0 \quad (2.94)$$

Lo cual se satisface si,

$$X_{uu}X_{rr}' - X_M^2 = 0 \quad (2.95)$$

o

$$X_{uu}X_{rr}' + X_{uu}X_{\tau}' - X_M^2 = 0 \quad (2.96)$$

La primera condición no es importante, puesto que esta restricción implica una máquina perfectamente acoplada.

La segunda condición puede ser satisfecha si,

$$X_{\tau}' = -(X_{uu}X_{rr}' - X_M^2)/X_{uu} \quad (2.97)$$

Si se elige los parámetros del filtro tal que se satisfaga (2.97) es posible obtener una solución para z^{-1} .

Sustituyendo (2.92) en (2.90),

$$-rx^{-1}rb - xb = I \quad (2.98)$$

$$b = -(x + rx^{-1}r)^{-1} \quad (2.99)$$

$$y \quad g = x^{-1}r(x + rx^{-1}r)^{-1} \quad (2.10)$$

0)

Entonces:

$$\Delta i = (x^{-1}r - jI)(x + rx^{-1}r)^{-1} \Delta v \quad (2.101)$$

Con esto la función de transferencia $G(j\tau)$ puede

escribirse

como,

$$G(j\tau) = -X_M [0, I_{q_r}^{-1}, I_{d_r}^{-1}, 0] [(x^{-1}r - jI)(x + r x^{-1}r)^{-1} * \\ \{0, 0, f_R X_M I_{d_r}^{-1}, [-f_R (X_M I_{q_r}^{-1} + X_{r,r}^{-1} I_{q_r}^{-1})]\}^T \\ (2.105)$$

CAPITULO III

SIMULACION DIGITAL DEL SISTEMA RECUPERADOR DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO.

3.1 INTRODUCCION.

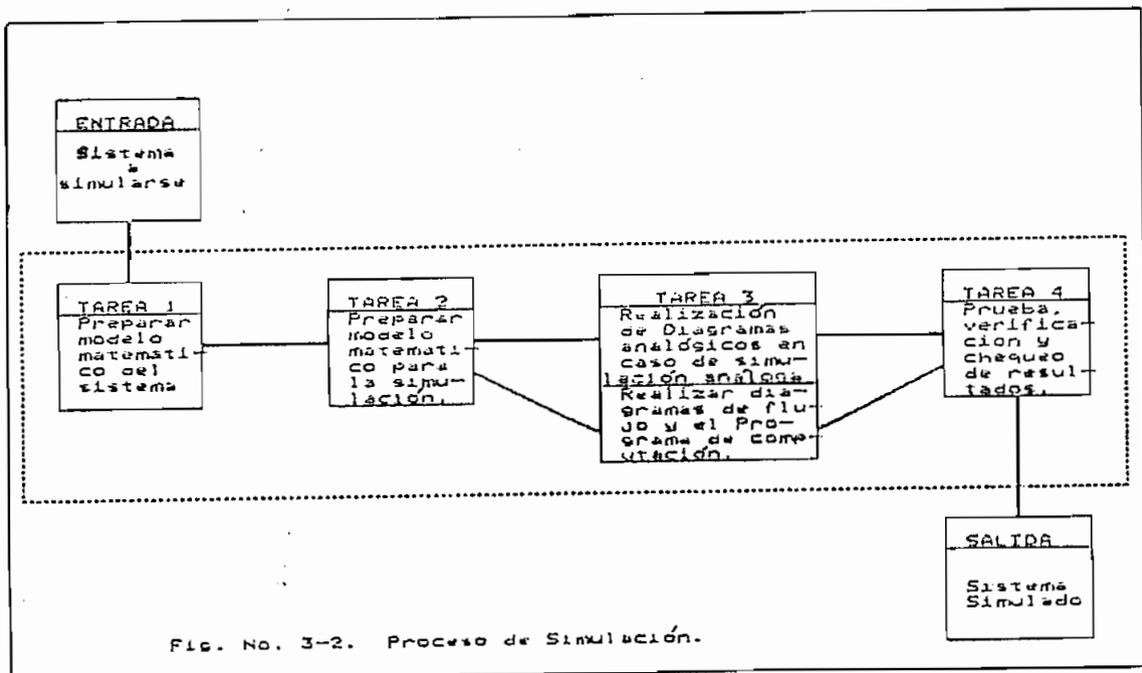
En la Fig. No. 3-1, se presenta un diagrama de bloques del proceso de diseño de una simulación. Las entradas al proceso de diseño son los sistemas a ser simulados y las salidas son la simulación del sistema.

En el diseño de una simulación están involucrados 4 pasos o tareas interrelacionadas entre sí y que en el diagrama las indicaremos como bloques en serie.

La primer tarea es la preparación del modelo matemático del sistema, lo cual involucra la selección del formato del modelo, usualmente dependiendo de la complejidad del sistema, se utiliza diagramas de bloques, sistemas de ecuaciones u otros algoritmos matemáticos. El segundo paso es preparar un modelo matemático para la simulación, esto discretizar el diagrama de bloques o las ecuaciones del sistema. Para realizar la simulación puede que se utilice computadores análogos o digitales, dependiendo de la elección es necesario realizar flujogramas y diagramas de bloque discretizados.

Si se ha optado por simular un proceso en un computador digital, un tercer paso es escribir el programa en un lenguaje traducible al equipo y de conformidad a los flujogramas desarrollados en la etapa anterior. Aquí pasos muy cruciales, involucran estricta adherencia a las asunciones de tiempo hechas en la síntesis del modelo matemático de la simulación. Una tarea final consiste en la verificación y chequeo de los resultados

de la simulación.



3.2 METODO DE RESOLUCION DEL SISTEMA DE ECUACIONES DIFERENCIALES. (2), (3)

Los modelos matemáticos, normalmente usan notación simbólica y ecuaciones matemáticas para representar un sistema. El SRED está representado por el conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales dada por (2.61).

Existen varios métodos numéricos de integración de ecuaciones diferenciales, cada uno con su respectivo análisis de error. Cuando se desea errores truncados por pasos pequeños, y el tiempo de computación no es muy importante para requerir un análisis de error truncado por pasos, el Método Clásico de Runge-Kutta de cuarto orden es el más adecuado, ya que es autoinicializable, la estabilidad no es un problema y las ecuaciones son fáciles de programar.

Si la ecuación diferencial es de primer orden y de la forma:

$$y' = f(x, y) \quad (3.1)$$

El Método Runge-Kutta de cuarto orden, clásico, utiliza la fórmula recurrente siguiente, para calcular los valores sucesivos de la variable dependiente y :

$$y_{i+1} = y_i + (K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4)/6 \quad (3.2)$$

En la cual,

$$K_1 = (h)f(x_i, y_i) \quad (3.3)$$

$$K_2 = (h)f(x_i + h/2, y_i + K_1/2) \quad (3.4)$$

$$K_3 = (h)f(x_i + h/2, y_i + K_2/2) \quad (3.5)$$

$$K_4 = (h)f(x_i + h, y_i + K_3) \quad (3.6)$$

La variable independiente es x , h es el incremento de x o el paso de integración.

Una expresión aproximada para el error de truncación por paso, para este método es:

$$e_T \approx kh^5 = 16[y(2) - y(1)]/15 \quad (3.7)$$

Donde $y(2)$, $y(1)$ son las soluciones asumiendo que son calculadas para dos pasos de integración diferentes.

El tamaño del paso de integración, puede basarse en la relación,

$$h \approx |(K_2 - K_3)/(K_3 - K_4)| \quad (3.8)$$

Si se tiene n ecuaciones simultáneas de la forma,

$$dy_i/dx = f_i(x, y_1, y_2, \dots, y_n) \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (3.9)$$

Con condiciones iniciales,

$$y_i(0) = y_{i0} \quad (3.10)$$

Para obtener las soluciones, se aplica durante el mismo paso h al algoritmo, a cada una de las n ecuaciones.

3.3 MODELO MATEMATICO PARA LA SIMULACION. [20], [21], [22], [23]

En esta sección se presenta las ecuaciones diferenciales que se utilizan en el proceso de simulación del SRED, se incluyen los arreglos necesarios, con el fin de resolverlas usando el método indicado anteriormente. También se incluye la determinación de condiciones iniciales en base del funcionamiento de estado estable de la máquina.

3.3.1 ESTADOS DE FUNCIONAMIENTO.

Para condiciones normales de operación, el SRED presenta dos comportamientos diferentes, el dinámico y el estable.

El estado dinámico o transitorio, comprende el arranque y los transitorios debidos a cambios en el ángulo de disparo, en la carga, en la inercia del sistema y en la constante del filtro.

El estable corresponde al funcionamiento normal del SRED.

ARRANQUE.- Un circuito práctico para inicializar un

SRED es el indicado en la Fig. No. 1-12. Durante el arranque, la corriente supera en algunas veces la corriente nominal y debido a que los elementos semiconductores son muy sensibles a cambios bruscos, no es apropiado arrancar el sistema con ellos incluidos, lo normal es arrancar el sistema usando resistencias externas en el rotor y luego que se alcanza una velocidad dentro del rango de control, se procede a desactivar el SW1 y cerrar el SW2.

Se podría inicializar el sistema incluyendo los convertidores, pero esto obligaría a que los semiconductores tengan especificaciones elevadas (que puedan soportar altas corrientes, altos voltajes, altos di/dt y altos dv/dt), para evitar rangos máximos es preferible usar resistencias externas en el rotor para el arranque.

El arranque por tanto no involucra al convertidor cascada subsíncrono insertado en el rotor. Su simulación está dada en [21], y corresponde al arranque de una máquina de inducción de rotor devanado incluyendo resistencias externas en el rotor. Razón por lo cual no se considera en este trabajo.

TRANSITORIOS DEBIDO A CAMBIOS EN LA OPERACION.- Una vez que se ha alcanzado un punto de operación de estado estable, el convertidor cascada subsíncrono se conecta al circuito del rotor, el ángulo de disparo de los tiristores debe ser calculado para este punto de operación de estado estable para reducir el transitorio de transición.

Luego de que el motor alcanza la velocidad de estado estable normal, y se encuentra operando normalmente (Estado Estable), pueden producirse cambios en la carga, ángulo de disparo, inercia del sistema y en la

constante del filtro, entonces el controlador experimenta transitorios en su torque electromagnético y en su velocidad, que antes de alcanzar un nuevo punto de operación de estado estable, pueden alcanzar magnitudes instantáneas varias veces mayores a los valores de estado estable.

A pesar de que esta condición persiste solamente por muy corto tiempo, los torques transitorios pueden provocar torceduras impropias sobre las partes mecánicas, que pueden causar fallas en el eje.

La simulación de estos transitorios se obtiene a partir de la aplicación del método Runge-Kutta, de cuarto orden a la ecuación (2-61), las condiciones iniciales estan dadas por las ecuaciones de estado estable.

ESTADO ESTABLE.- Es el modo normal de operación, si se considera que el sistema está alimentado por voltajes sinusoidales balanceados, las variables del estator varían con una frecuencia f , mientras que las del rotor lo hacen con fr .

3.3.2 ARREGLO DE LAS ECUACIONES.

La ecuación (2.61) en forma expandida y en la cual se considera la impedancia de conmutación del rectificador es:

$$v_{dqe} = (r_s + pX_{se}/\omega_b) i_{dqe} + X_{se} i_{qe} + pX_M/\omega_b i_{qr} \quad (3.11)$$

$$v_{dqe} = -X_{se} i_{qe} + (r_s + pX_{se}/\omega_b) i_{dqe} - X_M i_{qr} \quad (3.12)$$

$$-V_m \cos \alpha = pX_M/\omega_b i_{dqe} + sX_M i_{qe} + r_r' + R_T' + \left[\frac{3X_M'/\pi}{18(1+\Gamma_s)} \right] i_{qr} + p(X_{rr}' + X_T')/\omega_b i_{qr} \quad (3.13)$$

$$0 = -sX_M i_{dqe} + pX_M/\omega_b i_{qe} - sX_{rr}' i_{qr} \quad (3.14)$$

Las ecuaciones de flujo concatenado en el eje de referencia rotando a $w=w_u$ son:

$$\psi_{q_u^w} = X_{1u} i_{q_u^w} + X_M (i_{q_u^w} + i_{q_r^{w'}}) \quad (3.15)$$

$$\psi_{d_u^w} = X_{1u} i_{d_u^w} + X_M (i_{d_u^w} + i_{d_r^{w'}}) \quad (3.16)$$

$$\psi_{q_r^{w'}} = X_{1r'} i_{q_r^{w'}} + X_M (i_{q_u^w} + i_{q_r^{w'}}) \quad (3.17)$$

$$\psi_{d_r^{w'}} = X_{1r'} i_{d_r^{w'}} + X_M (i_{d_u^w} + i_{d_r^{w'}}) \quad (3.18)$$

Si en estas ecuaciones se reemplaza,

$$\psi_{mq} = X_M (i_{q_u^w} + i_{q_r^{w'}}) \quad (3.19)$$

$$\psi_{md} = X_M (i_{d_u^w} + i_{d_r^{w'}}) \quad (3.20)$$

Se transforman en:

$$\psi_{q_u^w} = X_{1u} i_{q_u^w} + \psi_{mq} \quad (3.21)$$

$$\psi_{d_u^w} = X_{1u} i_{d_u^w} + \psi_{md} \quad (3.22)$$

$$\psi_{q_r^{w'}} = X_{1r'} i_{q_r^{w'}} + \psi_{mq} \quad (3.23)$$

$$\psi_{d_r^{w'}} = X_{1r'} i_{d_r^{w'}} + \psi_{md} \quad (3.24)$$

Usando estas ecuaciones se logra expresar las corrientes en función de las concatenaciones de flujo, así:

$$i_{q_u^w} = (\psi_{q_u^w} - \psi_{mq}) / X_{1u} \quad (3.25)$$

$$i_{d_u^w} = (\psi_{d_u^w} - \psi_{md}) / X_{1u} \quad (3.26)$$

$$i_{q_r^{w'}} = (\psi_{q_r^{w'}} - \psi_{mq}) / X_{1r'} \quad (3.27)$$

$$i_{d_r^{w'}} = (\psi_{d_r^{w'}} - \psi_{md}) / X_{1r'} \quad (3.28)$$

Reemplazando los valores anteriores en las ecuaciones (3.19) y (3.20), se obtiene,

$$\psi_{mq} = X_{mq} \psi_{q_u^w} / X_{1u} + \psi_{q_r^{w'}} / X_{1r'} \quad (3.29)$$

$$\psi_{md} = X_{md} \psi_{d_u^w} / X_{1u} + \psi_{d_r^{w'}} / X_{1r'} \quad (3.30)$$

En donde X_{mq} es igual a X_{md} y se definen como:

$$X_{mq} = X_{md} = 1 / [(1/X_M) + (1/X_{1u}) + (1/X_{1r'})] \quad (3.31)$$

Reemplazando las ecuaciones (3.29)-(3.31) en las ecuaciones de corrientes, estas se convierten en:

$$i_{q_u^w} = [(1/X_{1u}) - (X_{mq}/X_{1u}^2)] \psi_{q_u^w} - (X_{mq}/X_{1u} X_{1r'}) \psi_{q_r^{w'}} \quad (3.32)$$

$$i_{d_u^w} = [(1/X_{1u}) - (X_{md}/X_{1u}^2)] \psi_{d_u^w} - (X_{md}/X_{1u} X_{1r'}) \psi_{d_r^{w'}} \quad (3.33)$$

$$i_{q_r^{w'}} = -(X_{mq}/X_{1u} X_{1r'}) \psi_{q_u^w} + [(1/X_{1r'}) - (X_{mq}/X_{1r'}^2)] \psi_{q_r^{w'}} \quad (3.34)$$

$$i_{ar}^e = -(X_{m0}/X_{1e}X_{1r}') \psi_{ae} + [(1/X_{1r}') - (X_{m0}/X_{1r}'^2)] \psi_{ar}^e \quad (3.35)$$

Si las ecuaciones (3.15)-(3.18) se reemplazan en las ecuaciones (3.11)-(3.14), si ambos miembros de dichas ecuaciones se multiplican por w_e , además considerando que $i_{ar}^e = 0$ y como solo se está utilizando el eje de referencia rotando sincrónicamente vamos a eliminar la notación con el supraíndice "e", se tiene:

$$w_e v_{aq} = w_e r_{aiq} + p \psi_{aq} + w_e \psi_{ae} \quad (3.36)$$

$$w_e v_{ae} = w_e r_{aie} + p \psi_{ae} - w_e \psi_{aq} \quad (3.37)$$

$$-w_e v_{m0} \cos \alpha = w_e R_T i_{ar}' + p \psi_{ar}' + s X_m w_e i_{ae} + X_T' p i_{ar}' \quad (3.38)$$

$$0 = -s w_e \psi_{ar}' + X_m i_{ae} \quad (3.39)$$

Con:

$$R_T = r_r' + R_T' + (r_k' - 3x_k'/\pi)\pi^2/18(1+\Gamma_e) \quad (3.40)$$

$$x_k' = (1+\Gamma_e)[X_{1e} + (1+\Gamma_e)X_{1r}'] \quad (3.41)$$

$$r_k' = r_e + (1+\Gamma_e)^2 r_r'^2/2 \quad (3.42)$$

$$\Gamma_e = X_{1e}/X_{1r}' \quad (3.43)$$

ECUACIONES PARA ESTADO TRANSITORIO.

Reemplazando las ecuaciones (3.32)-(3.35) en las ecuaciones (3.36)-(3.39), resolviendo las ecuaciones para $p\psi_{aq}$, $p\psi_{ae}$, $p\psi_{ar}'$ y $p\psi_{ar}'$; y escribiendo las ecuaciones resultantes en forma matricial, se tiene:

$$p \begin{bmatrix} \psi_{aq} \\ \psi_{ae} \\ \psi_{ar}' \\ 0 \end{bmatrix} = w_e \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A(1,1) & A(1,2) & A(1,3) & 0 \\ A(2,1) & A(2,2) & 0 & A(2,4) \\ A(3,1) & A(3,2) & A(3,3) & A(3,4) \\ 0 & A(4,2) & A(4,3) & A(4,4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{aq} \\ \psi_{ae} \\ \psi_{ar}' \\ \psi_{ar}' \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Donde:

$$A(1,1) = (r_w X_{mq} / X_{1w}^2) - (r_w / X_{1w}) \quad (3.45)$$

$$A(1,2) = -1 \quad (3.46)$$

$$A(1,3) = (r_w X_{mq} / X_{1w} X_{1r}') \quad (3.47)$$

$$A(2,1) = 1 = -A(1,2) \quad (3.48)$$

$$A(2,2) = (r_w X_{md} / X_{1w}^2) - (r_w / X_{1w}) = A(1,1) \text{ porque } X_{mq} = X_{md} \quad (3.49)$$

$$A(2,4) = (r_w X_{md} / X_{1w} X_{1r}') = A(1,3) \text{ porque } X_{mq} = X_{md} \quad (3.50)$$

$$C2 = (X_r' X_{mq} / X_{1w} X_{1r}') \quad (3.51)$$

$$C3 = [X_{1r}'^2 / (X_{1r}'^2 + X_{1r}' X_r' - X_{mq} X_r')] \quad (3.52)$$

$$C1 = C2 * C3 \quad (3.53)$$

$$C4 = (w_w R_T X_{mq} / X_{1w} X_{1r}') \quad (3.54)$$

$$C5 = [(s X_M X_{md} / X_{1w}^2) - (s X_M / X_{1w}) + 1] \quad (3.55)$$

$$C6 = [(X_{mq} R_T / X_{1r}'^2) - (R_T / X_{1r}')] \quad (3.56)$$

$$C7 = (s X_M X_{md} / X_{1w} X_{1r}') \quad (3.57)$$

$$A(3,1) = [C4 + A(1,1)] * C3 \quad (3.58)$$

$$A(3,2) = C5 * C3 \quad (3.59)$$

$$A(3,3) = [C6 + A(1,3)] * C3 \quad (3.60)$$

$$A(3,4) = C7 * C3 \quad (3.61)$$

$$A(4,2) = -(X_M / w_w) [(1 / X_{1w}) - (X_{md} / X_{1w}^2)] \quad (3.62)$$

$$A(4,3) = -s \quad (3.63)$$

$$A(4,4) = -(X_M X_{md} / w_w X_{1w} X_{1r}') \quad (3.64)$$

$$V1 = v_{qw} \quad (3.65)$$

$$V2 = v_{ow} \quad (3.66)$$

$$V3 = -V_{mw} \cos \alpha + C1 v_{qw} \quad (3.67)$$

Las ecuaciones anteriores, más las ecuaciones para el torque electromagnético dadas por (2.18) y (2.20), representan el modelo matemático para fines de simulación, todas estas ecuaciones están en p.u.

ECUACIONES DE ESTADO ESTABLE.

De la ecuación de estado estable (2.62) y siguiendo el proceso indicado en la sección (2.3.1) del capítulo

anterior, que consiste en poner todas las variables del sistema como función de I_{qr}' , se obtiene las ecuaciones siguientes, en las cuales se incluye la conmutación en el rectificador:

$$I_{qd} = -(X_{rr}'/X_M) I_{qr}' \quad (3.68)$$

$$I_{dq} = -(V_m \cos \alpha / sX_M) - [(r_r' + R_T' + R_T) / sX_M] I_{qr}' \quad (3.69)$$

$$V_{qd} = -(V_m \cos \alpha X_{\mu\mu} / sX_M) - [(s r_{\mu} X_{rr}') + (r_r' + R_T' + R_T) X_{\mu\mu}] I_{qr}' / sX_M \quad (3.70)$$

$$V_{dq} = -(r_{\mu} V_m \cos \alpha / sX_M) + [(s X_{\mu\mu} X_{rr}') - (r_{\mu} r_r' + r_{\mu} R_T' + r_{\mu} R_T) - (sX_M^2)] I_{qr}' / sX_M \quad (3.71)$$

$$T_e = -X_M I_{dq} I_{qr}' \quad (3.72)$$

Sustituyendo V_{qd} y V_{dq} en (2.25) y resolviendo, se tiene una ecuación de segundo grado en I_{qr}' :

$$(b^2 + d^2) I_{qr}'^2 + (2ab + 2cd) I_{qr}' + (a^2 + c^2 - V_m^2) = 0 \quad (3.73)$$

Donde:

$$a = -V_m \cos \alpha X_{\mu\mu} / sX_M \quad (3.74)$$

$$b = -[(r_{\mu} X_{rr}' / X_M) + (r_r' + R_T' + R_T) X_{\mu\mu} / sX_M] \quad (3.75)$$

$$c = -r_{\mu} V_m \cos \alpha / sX_M \quad (3.76)$$

$$d = [(X_{\mu\mu} X_{rr}' / X_M) - (r_{\mu} (r_r' + R_T' + R_T) / sX_M), -X_M] \quad (3.77)$$

Resolviéndola se tiene dos valores para I_{qr}' , de los cuales se toma el valor negativo, que es el que corresponde físicamente al sistema.

Estos valores de estado estable, nos sirven para calcular las condiciones iniciales en caso de realizar análisis de transitorios de operación.

3.3.3 ALIMENTACION.

La forma normal de alimentación de un SRED, es la trifásica balanceada. Existen dos formas de conectar los devanados del estator:

- Conexión Delta: Esta conexión se indica en la Fig. No. 3-2, aquí las tensiones de línea son similares a las de fase, es decir:

$$V_{a\rightarrow} = V_{ab} \quad (3.78)$$

$$V_{b\rightarrow} = V_{bc} \quad (3.79)$$

$$V_{c\rightarrow} = V_{ca} \quad (3.80)$$

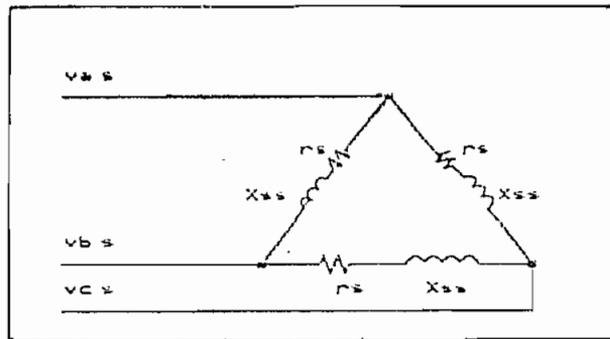


Fig. No. 3-2. Conexión Delta.

Para transformar los voltajes abc a voltajes qd0 se usa la transformación dada en (1.59), con lo cual se tiene:

$$V_{q\rightarrow} = 2[V_{a\rightarrow} \cos\theta + V_{b\rightarrow} \cos(\theta - 2\pi/3) + V_{c\rightarrow} \cos(\theta + 2\pi/3)]/3 \quad (3.81)$$

$$V_{d\rightarrow} = 2[V_{a\rightarrow} \sin\theta + V_{b\rightarrow} \sin(\theta - 2\pi/3) + V_{c\rightarrow} \sin(\theta + 2\pi/3)]/3 \quad (3.82)$$

Si se considera la referencia fija en el estator, $w=0$, se tiene que las ecuaciones anteriores se transforman en:

$$V_{q\rightarrow} = 2(V_{a\rightarrow} - V_{b\rightarrow}/2 - V_{c\rightarrow}/2)/3 \quad (3.83)$$

$$V_{d\rightarrow} = (-V_{b\rightarrow} + V_{c\rightarrow})/\sqrt{3} \quad (3.84)$$

Ahora, se puede realizar una transformación entre ejes

de referencia, pasando al eje de referencia que gira a ω_r , se tiene:

$$V_{q\omega_r} = V_{q\omega} \cos\theta_{\omega} - V_{d\omega} \sin\theta_{\omega} \quad (3.85)$$

$$V_{d\omega_r} = V_{d\omega} \sin\theta_{\omega} + V_{q\omega} \cos\theta_{\omega} \quad (3.86)$$

- Conexión Estrella: La conexión en estrella de los devanados del estator, se da en la Fig. No. 3-3. En esta conexión los voltajes de fase son los voltajes de línea divididos por $\sqrt{3}$, así:

$$V_{a\omega} = V_{ab} / \sqrt{3} \quad (3.87)$$

$$V_{b\omega} = V_{bc} / \sqrt{3} \quad (3.88)$$

$$V_{c\omega} = V_{ca} / \sqrt{3} \quad (3.89)$$

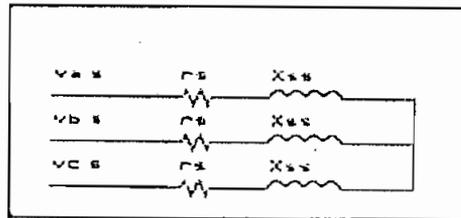


Fig. No. 3-3. Conexión Estrella.

Conocidos los voltajes de fase se aplican las ecuaciones (3.81) y (3.86) y se tiene los voltajes en ejes qdQ rotando a ω_r .

3.3.4 TIPOS DE CARGA.

El motor de inducción tiene acoplado a su eje una carga mecánica que provoca un torque opositor llamado torque de carga (T_L), éste es función de la velocidad que desarrolla el rotor.

Experimentalmente T_L , puede expresarse como:

$$T_L = T_{LO} + (T_{LN} - T_{LO})(w/w_n)^x \quad (3.90)$$

Donde:

T_L = torque resistente de la máquina accionada a la velocidad w .

T_{LO} = torque en vacío de la carga (debido al rozamiento en los cojinetes y las partes móviles de la máquina).

T_{LN} = torque de la máquina accionada a la velocidad nominal w_n .

x = exponente que caracteriza la variación del torque resistente en función de la velocidad w .

En la práctica, se concocen T_{LN} y el tipo de carga, se desprecia T_{LO} , por lo que la ecuación (3.90) queda:

$$T_L \approx T_{LN} * (w/w_n)^x \quad (3.91)$$

La ecuación (3.91), es la forma general experimental para T_L , en la cual dependiendo de x , se involucra a varios tipos de carga, conforme lo indica la Fig. No. 3-4.

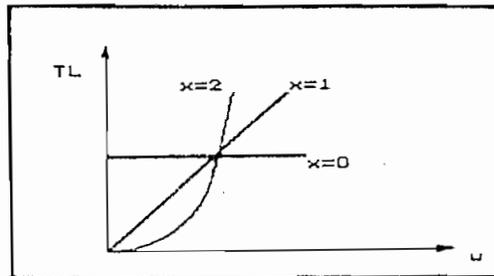


Fig. No. 3-4. Características de las cargas mecánicas.

Si $x=0$, se tiene cargas cuyo torque es independiente de la velocidad, como es el caso de aparatos de elevación, mecanismos de avance de las máquinas herramientas, bombas de pistón, mecanismos de transportación, etc..

Si $x=1$, se trata de cargas cuyo torque tiene una relación lineal con la velocidad, típico cuando se acciona un generador de excitación independiente, que actúa sobre una resistencia externa fija.

Si $x=2$, se tiene cargas cuyo torque tiene una relación cuadrática con la velocidad, tal es el caso de ventiladores, compresores, bombas centrífugas, hélices de buques, etc.. Este es el caso de las cargas típicas conectadas al SRED.

Por motivos experimentales, el motor puede trabajar sin carga mecánica en su eje, esta condición se conoce como motor en vacío, es obvio que en este caso $T_{LN}=0$.

3.3.5 SATURACION MAGNETICA.

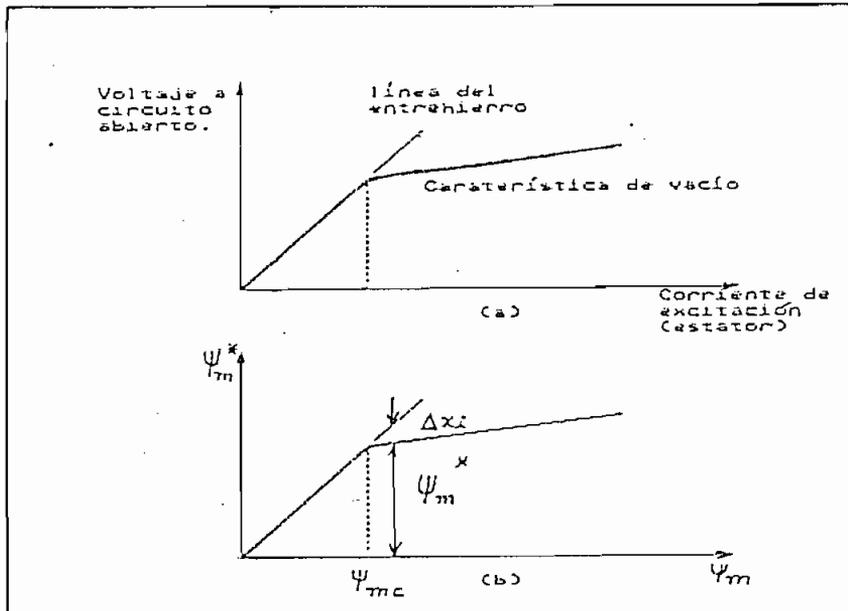


Fig. No. 3-5. a) Característica de vacío y línea del entrehierro. b) Recta del entrehierro a 45° .

En la Fig. No. 3-5, se ilustra las características de saturación de la máquina de inducción, en la parte (b) de dicha figura se coloca las concatenaciones de flujo como variables. La introducción de la saturación magnética en el proceso de simulación del SRED, se la realiza mediante la corrección de las concatenaciones del flujo de magnetización, cuando se sobrepasa la parte lineal de la curva de vacío.

La introducción de la saturación transforma las expresiones de los flujos mutuos, así las expresiones a considerarse son:

$$\psi_{mq*} = X_{mq}[(\psi_{qL}/X_{1L}) + (\psi_{qr'}/X_{1r'})] - (X_{mq}/X_M)\Delta x_i \quad (3.92)$$

$$\psi_{md*} = X_{md}[(\psi_{dL}/X_{1L}) + (\psi_{dr'}/X_{1r'})] - (X_{md}/X_M)\Delta x_i \quad (3.93)$$

Donde:

$X_{mq} = X_{md}$ y Δx_i se obtiene tal como se indica en la Fig. 3.3-4 (b).

3.4 PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA LA SIMULACION. [13], [10], [21], [22]

El desarrollo del programa tiene como objetivo resolver las ecuaciones de estado estable, en variables qdo.

Con este fin se ofrece un programa que funciones interactivamente con el usuario, que permita el control de datos, se resuelvan las ecuaciones y se grafiquen las soluciones; esto se hace mediante el uso de un lenguaje de computación de alto nivel.

Básicamente son tres las tareas que se debe realizar:

- 1) Ingreso de datos y condiciones para la simulación.
- 2) Proceso de cálculo de soluciones de ecuaciones.

3) Obtención de gráficos.

Ahora también se debe tener presente que el programa se ejecutará en un computador IBM PC/XT/AT o compatibles, con tarjeta de gráficos Hércules o monocromáticas compatibles, con unidades de diskette o disco fijo, con 360 Kilobytes de memoria RAM como mínimo. El sistema operativo es el DOS, de preferencia de las últimas versiones. Los gráficos en papel se obtienen en una impresora EPSON LX800 o compatibles.

El lenguaje seleccionado es el Quick Basic, versión 4.5 de la Microsoft Corp., es un lenguaje que permite programar eficientemente.

Enfocado el problema, se procede a escribir los diagramas de flujo general (Fig. No. 3-6) y los diagramas de flujo detallados, los cuales se indican en el Anexo B. En base de estos diagramas se procede a la escritura del programa usando el conjunto de instrucciones del lenguaje Quick Basic, el listado del programa se indica en el Anexo C.

Respecto a la operación interactiva con el usuario del paquete desarrollado, se han repartido las tareas básicas en opciones, agrupadas en un Menú Principal, y en varios submenús de acuerdo a la opción seleccionada. La selección de opciones se hace mediante las teclas del cursor, la aceptación de una opción son ENTER, la salida desde cualquier punto del programa mediante la tecla Esc, la invocación de ayuda con F1, etc.

El programa también realiza preguntas que pueden responderse afirmativamente o negativamente y pide en algunos casos se ejecute acciones como presionar una tecla específica para continuar su ejecución.

El programa utiliza Subrutinas para realizar diferentes

tareas, entre ellas:

- Cargar en memoria los límites de un menú.
- Movimiento del cursor.
- Borrado de un menú.
- Detección de teclas pulsadas.
- Ingreso de respuestas.
- Presentación de pantallas.
- Ingreso de valores numéricos.
- Trazo de ejes.
- Escalas.

También se usan Subprogramas, específicamente para las tareas impresión de datos y condiciones de la simulación y para la impresión de gráficos.

Las opciones del Menú Principal, permiten seleccionar las siguientes tareas:

- Ingreso de parámetros de la máquina, sea en por unidad o en unidades S.I.
- Selección del tipo de carga e ingreso del valor del torque de carga.
- Ingreso de datos adicionales necesarios para la simulación del sistema.
- Impresión de datos y condiciones con los cuales se realiza la simulación.
- Selección del caso a simularse e iniciación del mismo.
- Elección e impresión de resultados.

La información sobre el uso del programa se da en el Anexo D.

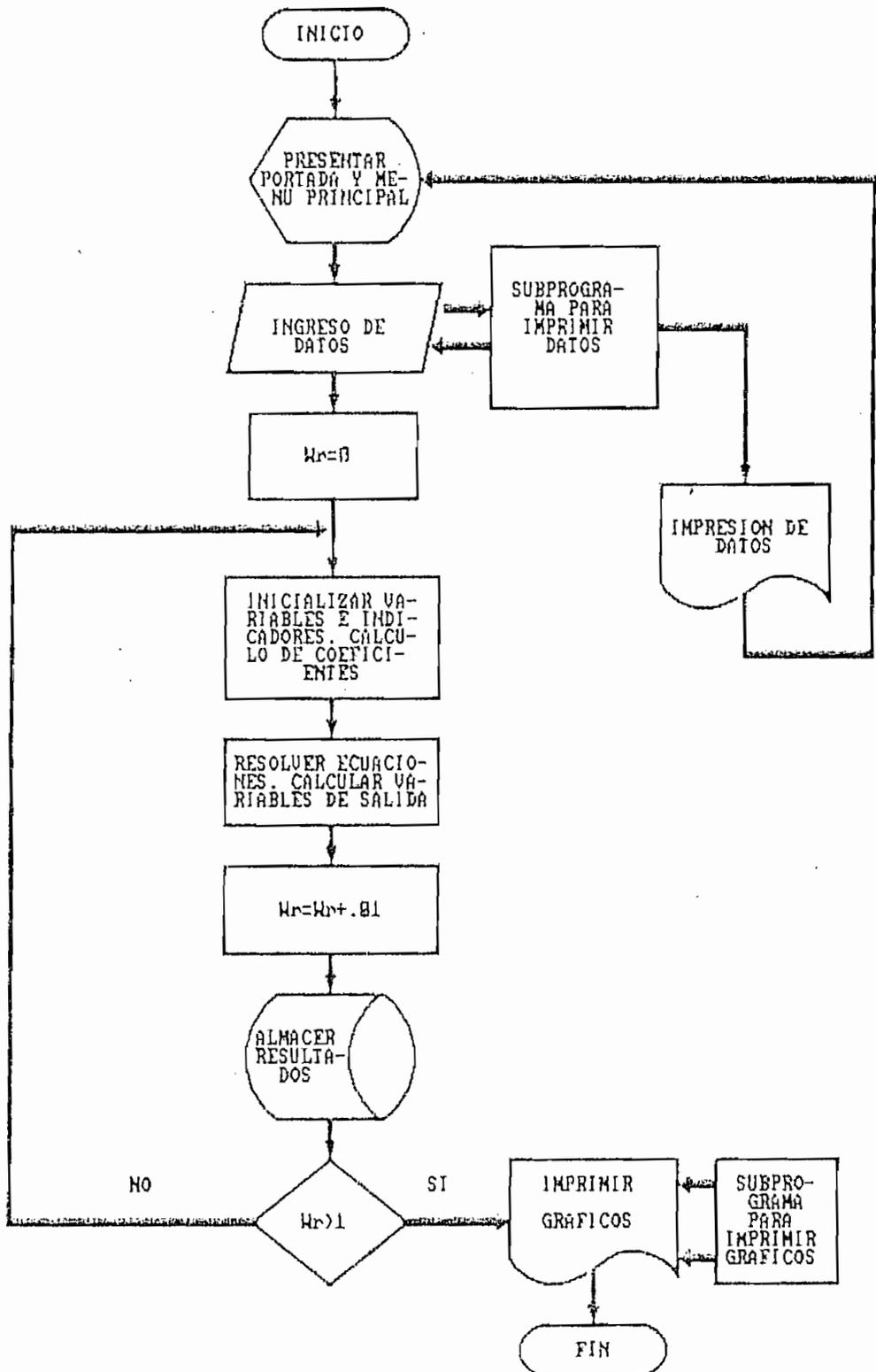


FIG. No. 3-6. Diagrama de flujo general.

3.5 EJEMPLO DE APLICACION.

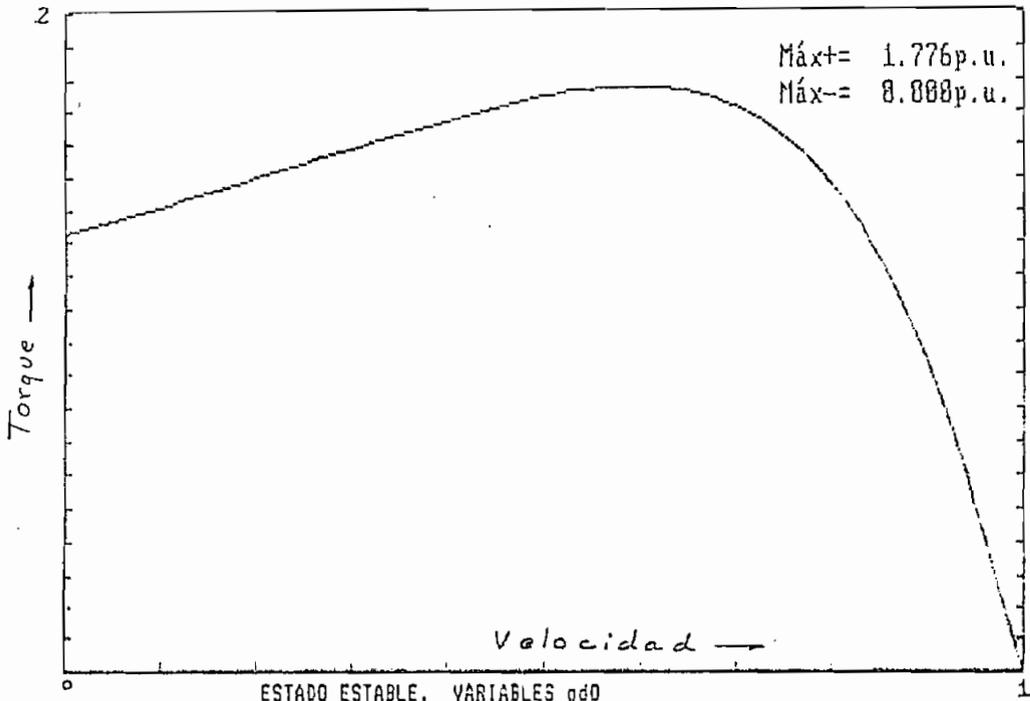
El objetivo de esta sección es indicar el proceso a seguirse para obtener los resultados gráficos del programa.

Con la ayuda de un computador personal IBM compatible con dos unidades de diskette, colocando en el drive A, el programa y en el drive B, el diskette para datos, se puede iniciar la ejecución desde el drive A tipeando SRED. En este momento se carga a memoria el programa, apareciendo en el monitor una portada, luego de pulsar una tecla aparece el Menú Principal, con las diferentes opciones indicadas en el Anexo D.

Al escoger la opción Ingreso de Datos se puede ingresar, verificar o modificar los parámetros del sistema. El programa está diseñado de tal forma que arranca con los datos de la Ref. [25], los cuales se cargan desde un archivo de datos.

Luego de revisar los datos se puede enviar a imprimir, seleccionando en el Menú Principal, la opción Impresión de datos (ver hoja de datos adjunta).

Regresando al Menú Principal usando la tecla <Esc> podemos elegir ahora la opción Inicio de simulación, apareciendo una pantalla para seleccionar los gráficos en variables q vs w . Por ejemplo si se selecciona la curva T_e-w , y luego de ingresar los límites para el gráfico como Máx.=2 y Min.=0, se desencadena la resolución de la ecuación respectiva y conforme la resuelve el computador, una subrutina la va graficando en la pantalla del monitor, todos los gráficos se muestran en p.u.. Terminada la graficación en pantalla se puede imprimir en papel usando un impresora LX-800 o compatibles, obteniéndose un gráfico como el indicado a continuación. Si desea abandonar la



ESTADO ESTABLE, VARIABLES qd0

GRAFICO: $T_e - w_r = f(w_r)$
 ALIMENTACION TRIFASICA,
 ESTATOR EN: Estrella
 SIN CONMUTACION

 $\alpha = 90^\circ$

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
SIMULACION DIGITAL DE UN SISTEMA RECUPERADOR DE LA ENERGIA
DE DESLIZAMIENTO

FECHA: 11-25-1990

HORA: 08:05:05

ALIMENTACION TRIFASICA BALANCEADA
ESTATOR EN ESTRELLA SISTEMA DE REFERENCIA: rotando a ω_e
TIPO DE CARGA: En vacío

PARAMETROS DEL SISTEMA

Voltaje nominal de línea $V_l = 400.00$ Volt.
Frecuencia $f = 60$ Hz

M A Q U I N A D E I N D U C C I O N :

Potencia $P_o = 5.00$ H.P.
Velocidad mecánica $\omega_m = 3600$ rpm
Número de polos $N_p = 2$
Resistencia de estator $*r_s = 0.0580$
Reactancia del estator $*X_{ls} = 0.1000$
Reactancia de magnetización $*X_m = 2.9000$
Resistencia de rotor $*r_r' = 0.0720$
Reactancia del rotor $*X_{lr}' = 0.1000$
Constante de inercia $H_i = 0.2500$ seg.

F I L T R O :

Resistencia del filtro $*r_f' = 0.0200$
Reactancia del filtro $*x_f' = 1.0000$

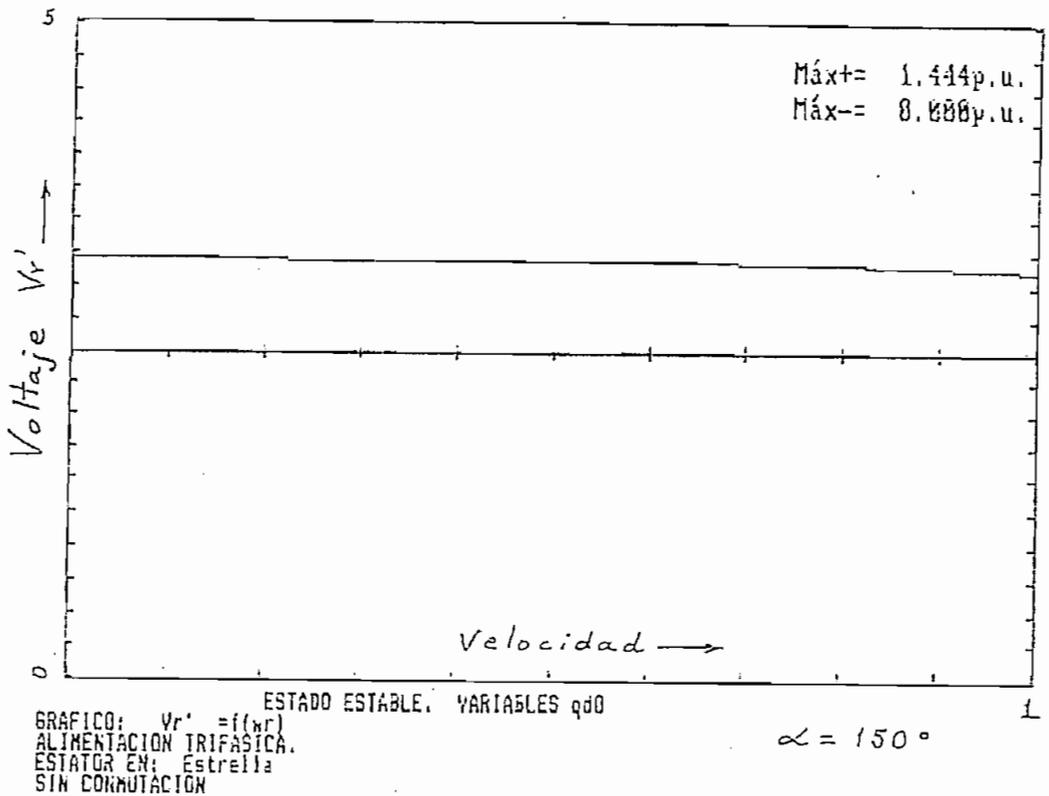
VALORES BASE:

$S_{base} = 2695.08$ V.A.
 $V_{base} = 565.68$ Volt.
 $I_{base} = 6.50$ A.
 $Z_{base} = 42.90$ Ω .
 $\omega_{base} = 376.99$ rad/seg.

* Datos en por unidad.

impresión en pantalla se debe pulsar <Esc>. Existe además unas pantallas de Ayuda general sobre el programa que puede ser invocada desde el Menú Principal pulsando la tecla <F1>.

Se puede modificar los parámetros en forma individual y y obtener diferentes soluciones para una cierta aplicación, por ejemplo si se modifica el dato del ángulo α , prestablecido como 90 grados a 150 grados se obtiene las solución gráfica para la curva V_r-w_r , como la siguiente:



CAPITULO IV

©

ANALISIS DE RESULTADOS.

4.1 INTRODUCCION.

En los capítulos anteriores se ha visto que con el apoyo de varios principios teóricos, se logra obtener un modelo matemático particular del SRED. Al resolver las ecuaciones con la ayuda de un computador, producen un flujo de información que es necesario verificar si es correcta, con el fin de evitar errores.

Los resultados gráficos que se presentan corresponden a un sistema práctico, que han sido desarrollado por otros autores [Ref. 25], los parámetros del sistema se toman tal como aparecen en dicha literatura técnica con fines exclusivos de comprobación.

Finalmente se presenta un resumen de las limitaciones, ventajas y desventajas tanto del programa desarrollado como del controlador en sí.

4.2 RESULTADOS DEL COMPUTADOR.

Los resultados obtenidos mediante el programa corresponden a los parámetros del sistema que se indica en la sección siguiente. Acompañando a estos resultados se presenta una hoja con datos y demás condiciones usados en el programa. Los gráficos se obtienen usando una impresora LX-800. Con fines de comparación se indican algunos gráficos obtenidos usando un programa de hoja electrónica.

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
SIMULACION DIGITAL DE UN SISTEMA RECUPERADOR DE LA ENERGIA
DE DESLIZAMIENTO

FECHA: 11-25-1990

HORA: 08:03:12

ALIMENTACION TRIFASICA BALANCEADA
ESTATOR EN ESTRELLA SISTEMA DE REFERENCIA: rotando a ω_e
TIPO DE CARGA: En vacío

PARAMETROS DEL SISTEMA

Voltaje nominal de línea $V_l = 400.00$ Volt.
Frecuencia $f = 60$ Hz

M A Q U I N A D E I N D U C C I O N :

Potencia $P_o = 5.00$ H.P.
Velocidad mecánica $\omega_m = 3600$ rpm
Número de polos $N_p = 2$
Resistencia de estator $*r_s = 0.0580$
Reactancia del estator $*X_{ls} = 0.1000$
Reactancia de magnetización $*X_m = 2.9000$
Resistencia de rotor $*r_r' = 0.0720$
Reactancia del rotor $*X_{lr}' = 0.1000$
Constante de inercia $H_i = 0.2500$ seg.

C O N V E R S O R E S :

Resistencia de conmutación $*r_k' = 0.0608$
Reactancia de conmutación $*x_k' = 0.2105$
Angulo de retardo $\alpha = 90^\circ$

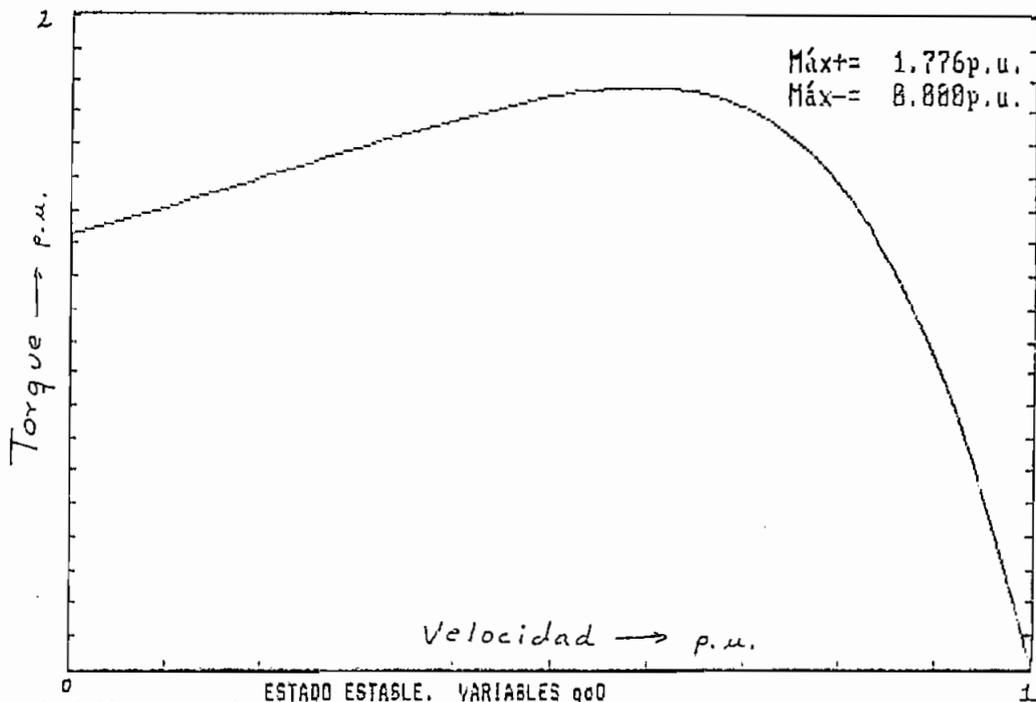
F I L T R O :

Resistencia del filtro $*r_f' = 0.0200$
Reactancia del filtro $*x_f' = 1.0000$

VALORES BASE:

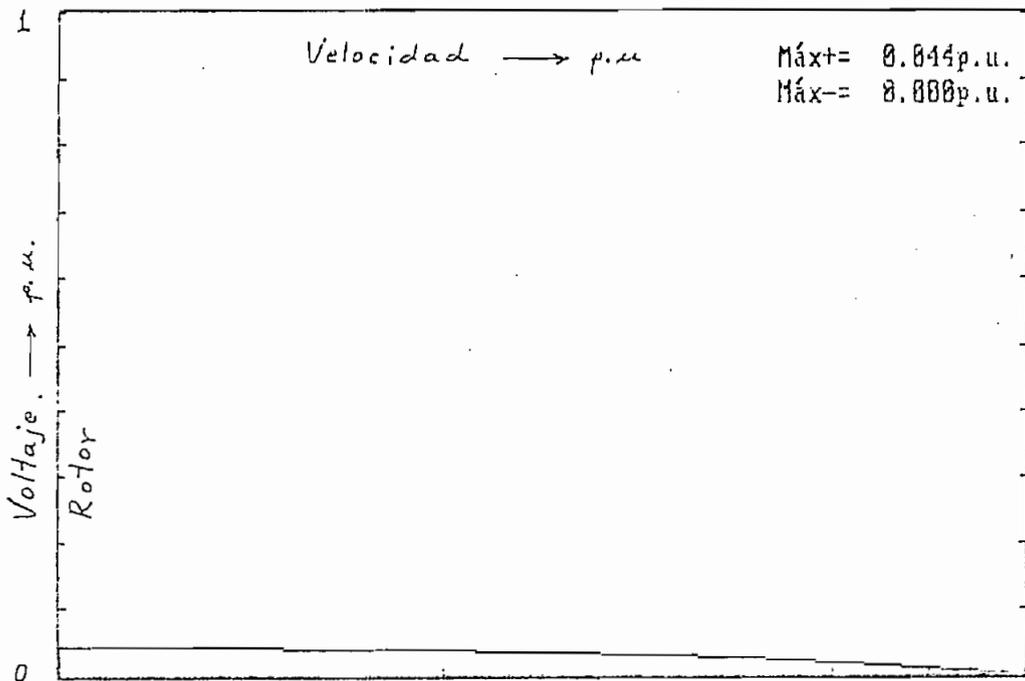
$S_{base} = 2695.08$ V.A.
 $V_{base} = 565.68$ Volt.
 $I_{base} = 6.50$ A.
 $Z_{base} = 42.90$ Ω .
 $\omega_{base} = 376.99$ rad/seg.

* Datos en por unidad.



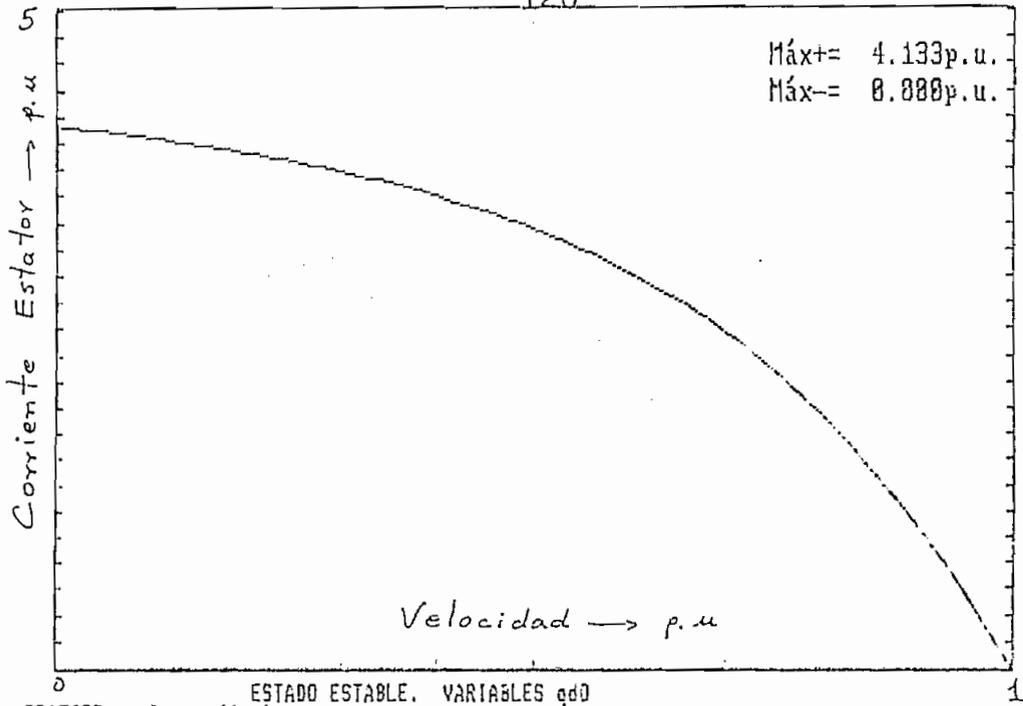
ESTADO ESTABLE, VARIABLES qd0
 GRAFICO: $T_e - \omega_r = f(\omega_r)$
 ALIMENTACION TRIFASICA.
 ESTATOR EN: Estrella
 SIN CONMUTACION

$\alpha = 90^\circ$



ESTADO ESTABLE, VARIABLES qd0
 GRAFICO: $V_{cr} = f(\omega_r)$
 ALIMENTACION TRIFASICA.
 ESTATOR EN: Estrella
 SIN CONMUTACION

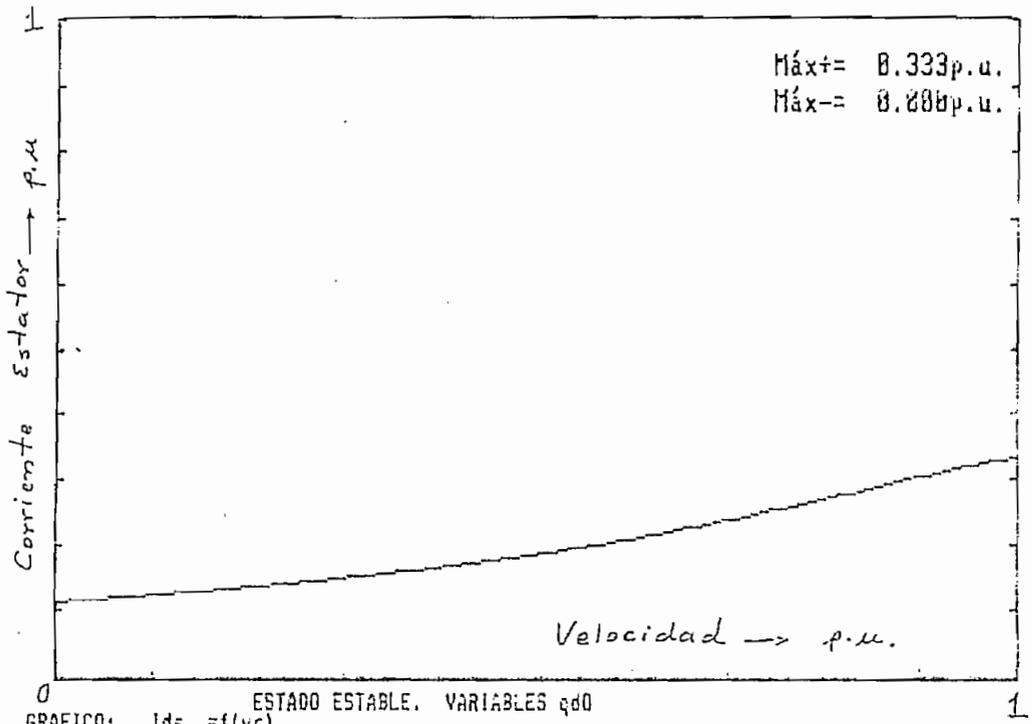
$\alpha = 90^\circ$



Máx+= 4.133p.u.
Máx-= 0.880p.u.

GRAFICO: $I_{ds} = f(\omega r)$
ALIMENTACION TRIFASICA.
ESTATOR EN: Estrella
SIN CONMUTACION

$\alpha = 90^\circ$



Máx+= 0.333p.u.
Máx-= 0.880p.u.

GRAFICO: $I_{ds} = f(\omega r)$
ALIMENTACION TRIFASICA.
ESTATOR EN: Estrella
SIN CONMUTACION

$\alpha = 90^\circ$

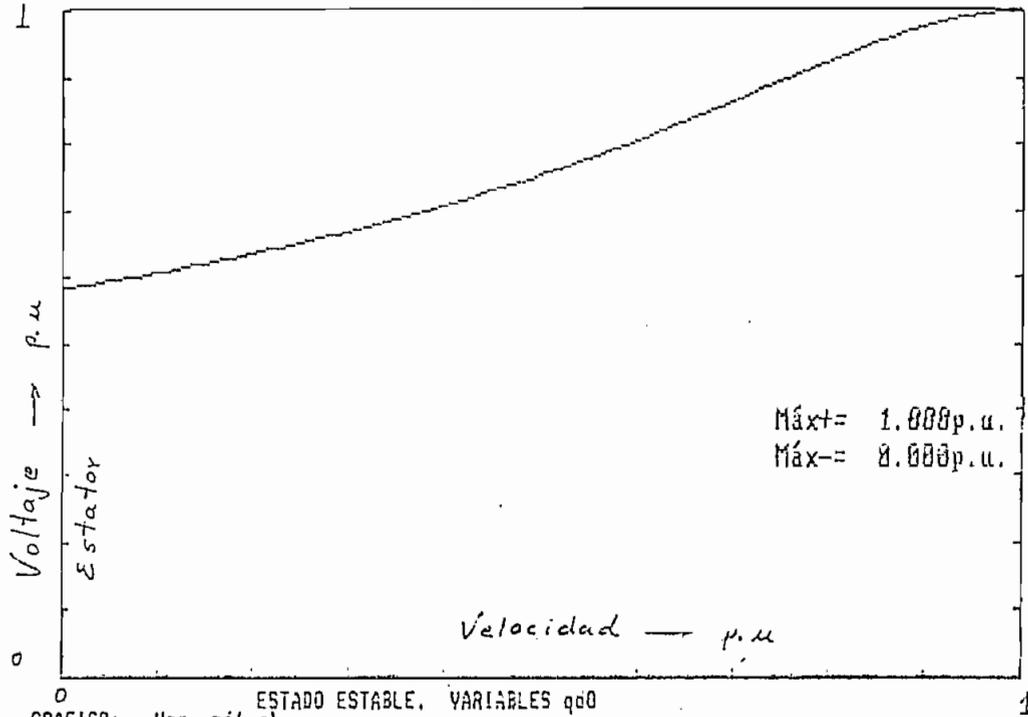


GRAFICO: $V_{qs} = f(nr)$
 ALIMENTACION TRIFASICA.
 ESTATOR EN: Estrella
 SIN CONMUTACION

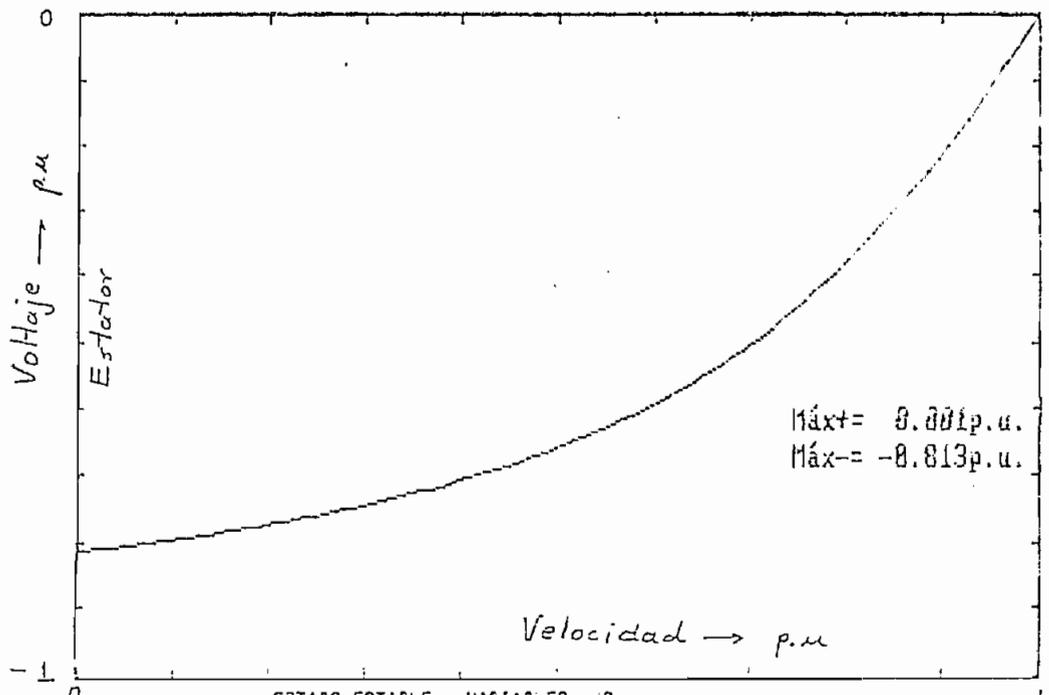
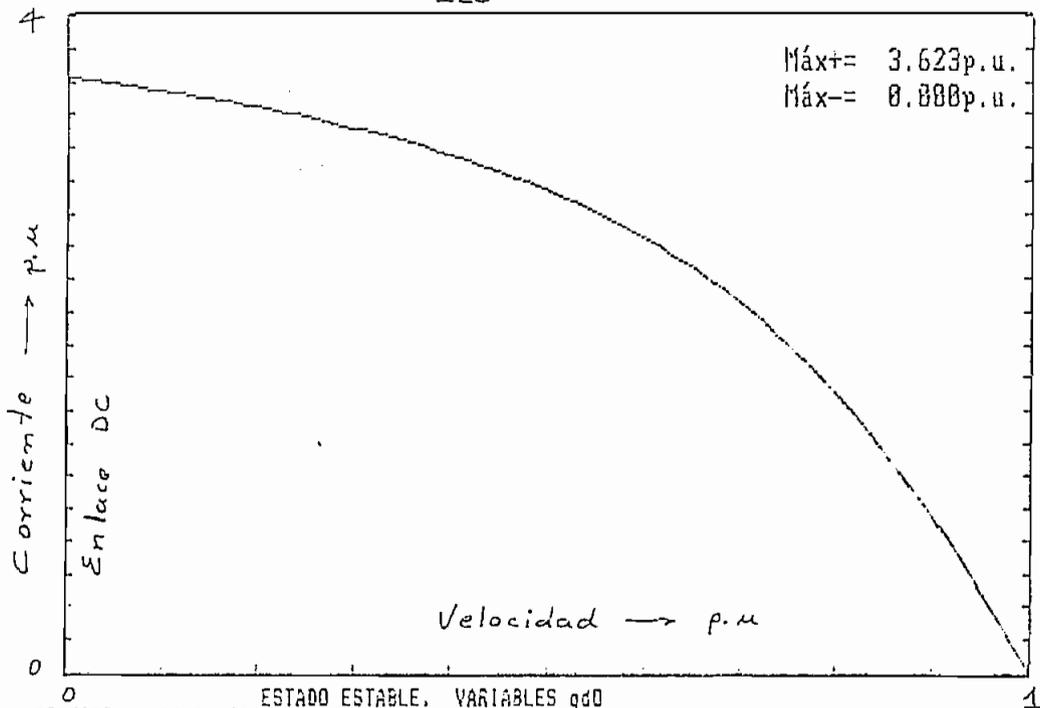
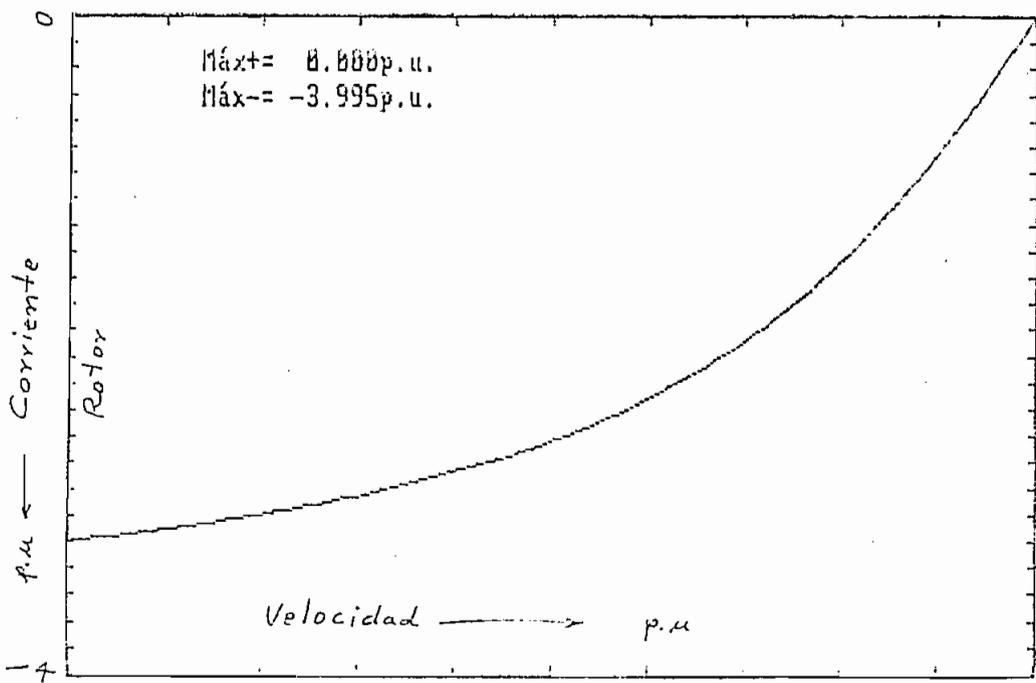


GRAFICO: $V_{ds} = f(nr)$
 ALIMENTACION TRIFASICA.
 ESTATOR EN: Estrella
 SIN CONMUTACION



ESTADO ESTABLE, VARIABLES qd0
 GRAFICO: $I_{dc}' = f(\omega_r)$
 ALIMENTACION TRIFASICA,
 ESTATOR EN: Estrella
 SIN CONMUTACION

$\alpha = 90^\circ$



ESTADO ESTABLE, VARIABLES qd0
 GRAFICO: $I_{ar}' = f(\omega_r)$
 ALIMENTACION TRIFASICA,
 ESTATOR EN: Estrella
 SIN CONMUTACION

$\alpha = 90^\circ$

129
 FIG. No.1: I_{qs}, I_{ds}, I_{qr} versus ωr
 Estado estable, $\alpha=90$ grados.

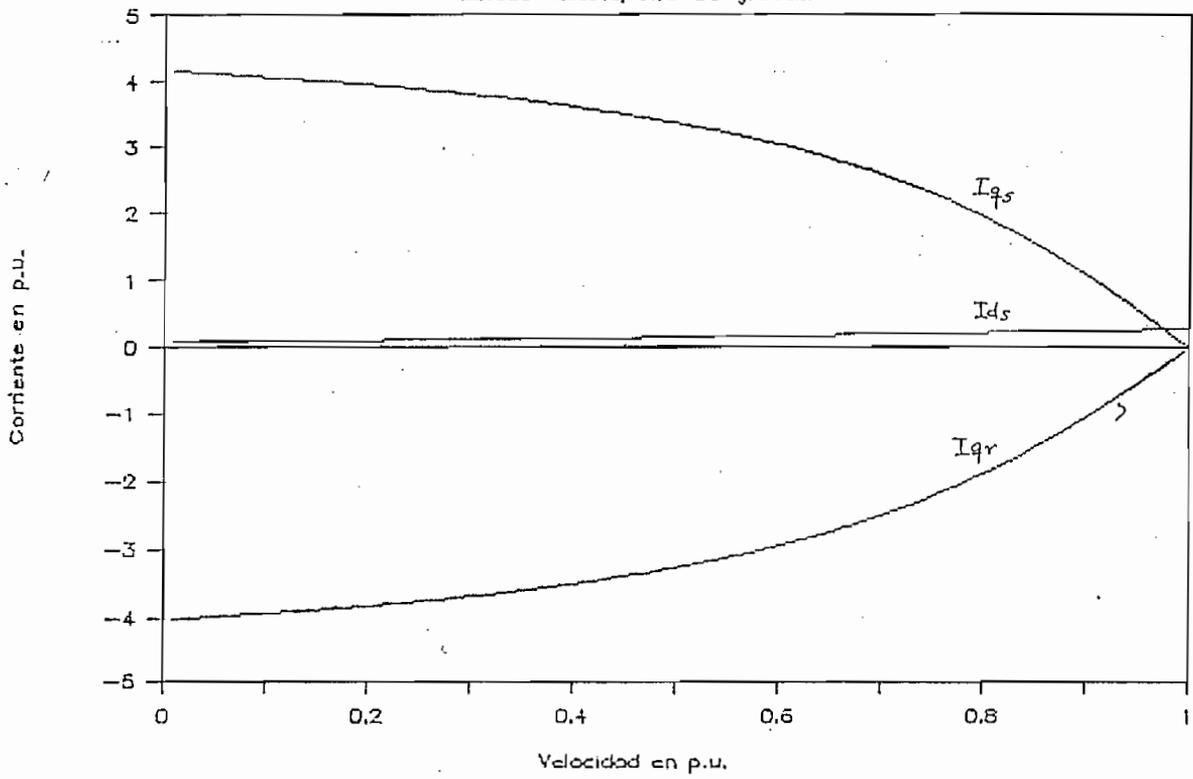


FIG. No.2: V_{qs}, V_{ds} versus ωr .
 Estado estable, $\alpha=90$ grados.

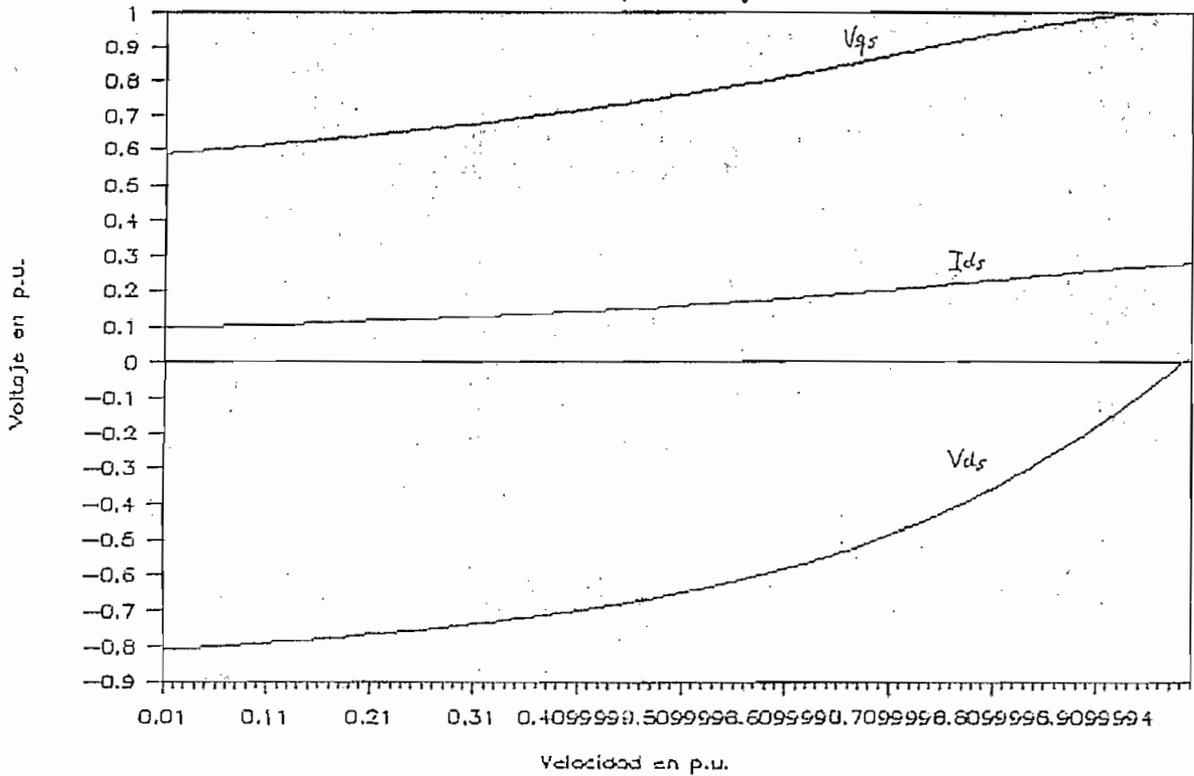


FIG. No.3: I_{qs} , I_{ds} , I_{qr} versus ωr .

Estado estable, $\alpha = 100$ grados

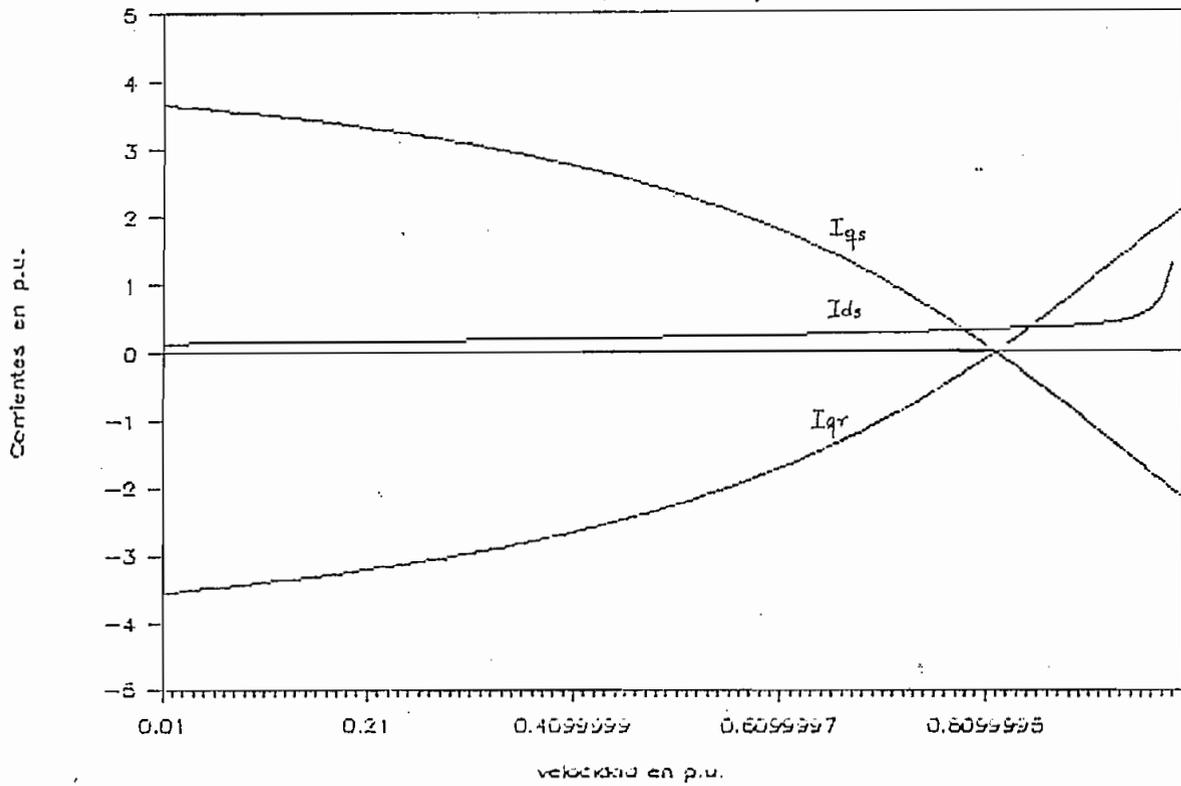
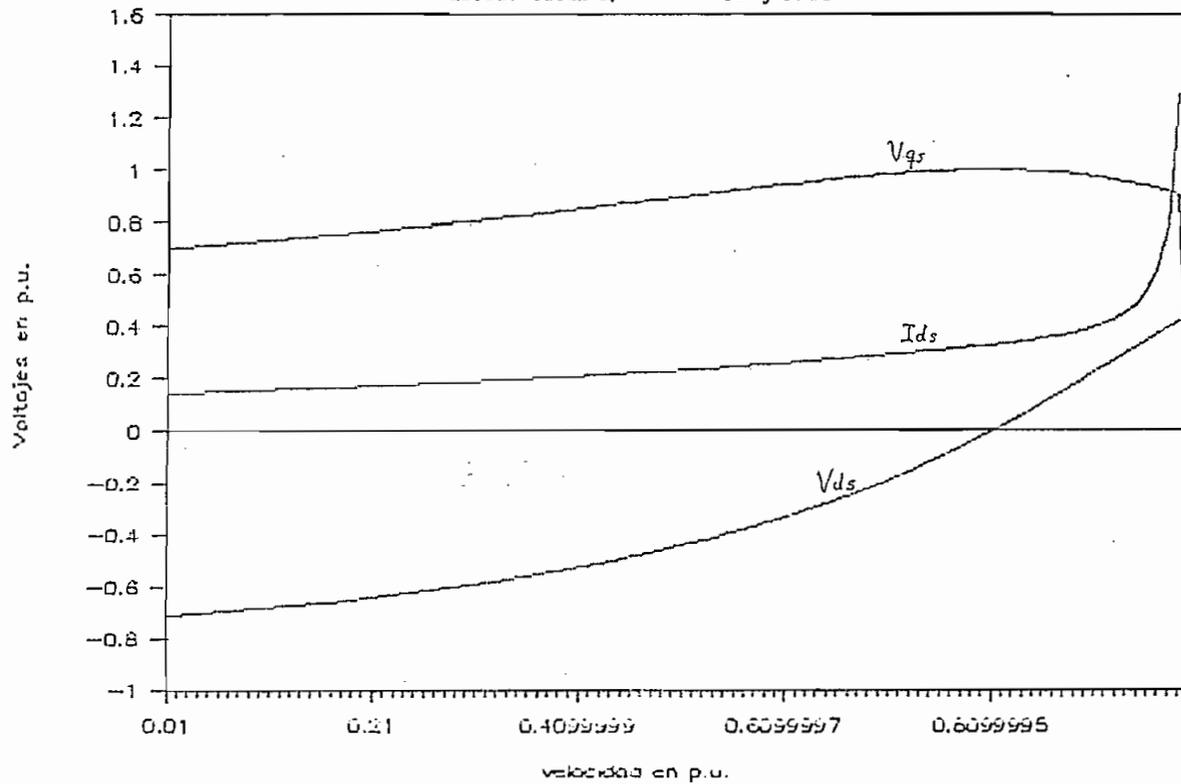


FIG. No.4: V_{qs} , V_{ds} versus ωr .

Estado estable, $\alpha = 100$ grados



4.3 COMPARACION DE RESULTADOS CON LOS DE OTROS ARTICULOS TECNICOS.

4.3.1 ARTICULOS TECNICOS PREVIOS.

Varios grupos de autores y en diferentes fechas han simulado un sistema recuperador de la energía de deslizamiento, como se indica en el presente trabajo. Lastimosamente son trabajos aislados, en su mayoría desprecian el proceso de conmutación de los convertidores y el análisis realizado es de estado estable.

La modelación de este sistema se complica por el hecho de que hay que centrar la atención en el rotor y no en el estator como en la mayoría de controles de velocidad de la máquina de inducción. Debido a esto, varios investigadores han incurrido en numerosas asunciones y simplificaciones, con el fin de facilitar la comprensión del sistema.

En la Ref. [25], se da información sobre ciertos errores cometidos al aplicar la teoría de ejes de referencia, cometidos por otros autores.

Para comparación de resultados se utiliza los parámetros del sistema indicados en la Ref. [25] de la Bibliografía adjunta, el cual es un documento idóneo, estos datos son:

Motor trifásico:

Número de polos	2
Potencia mecánica	5 H.P.
Voltaje de línea	400 V.
Frecuencia	60 Hz.
Torque Base	1.89 N.m.
Impedancia Base	42.9 Ω .
Resistencia de estator en p.u.	0.058
Resistencia de rotor en p.u.	0.072

Resistencia del filtro en p.u.	0.02
Reactancia disp. estator en p.u.	0.10
Reactancia disp. rotor en p.u.	0.10
Reactancia de mag. en p.u.	2.9
Reactancia del filtro en p.u.	1.0

Los parámetros del rotor y del filtro están referidos al estator. El ángulo de disparo de los tiristores está comprendido entre 90° y 180° grados.

Los gráficos obtenidos en la Ref. [25], son los siguientes:

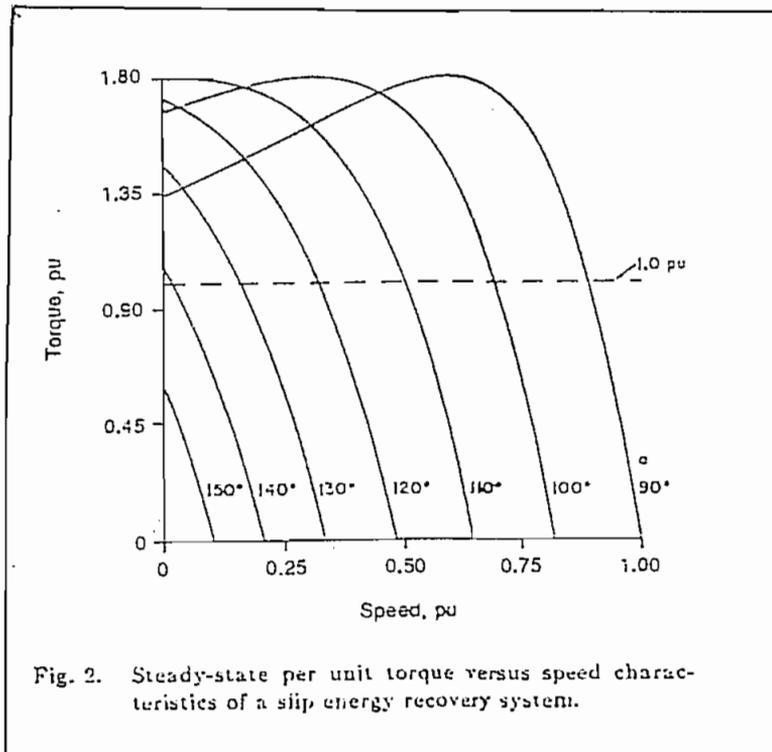


Fig. 2. Steady-state per unit torque versus speed characteristics of a slip energy recovery system.

Fig. No. 43.4. Características Torque-velocidad, para el caso de estado estacionario.

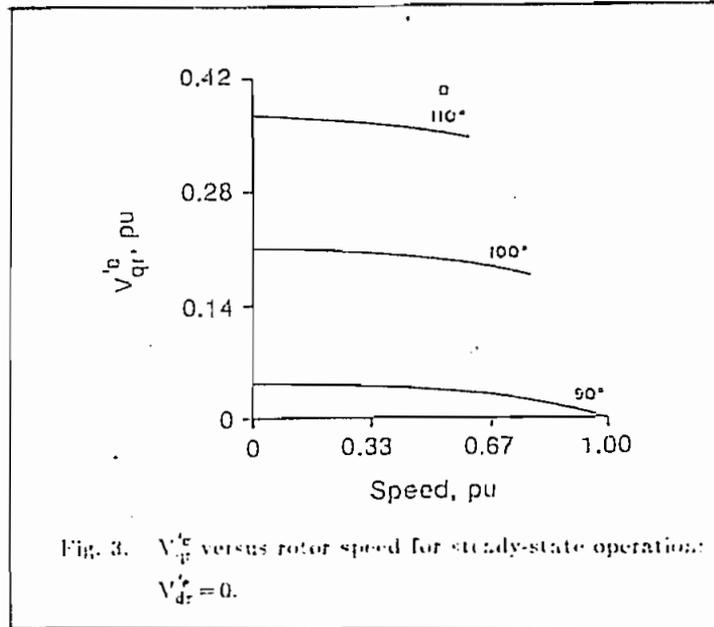


Fig. No. 4.3.2. Característica V_{qr}^e versus w_r , para estado estable.

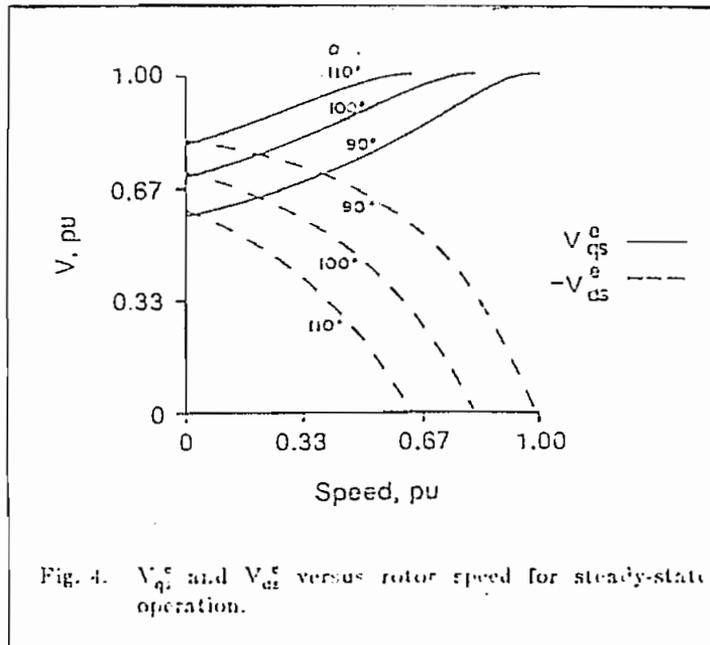


Fig. No. 4.3.3. Característica V_{qs}^e y V_{ds}^e versus w_r , para estado estable.

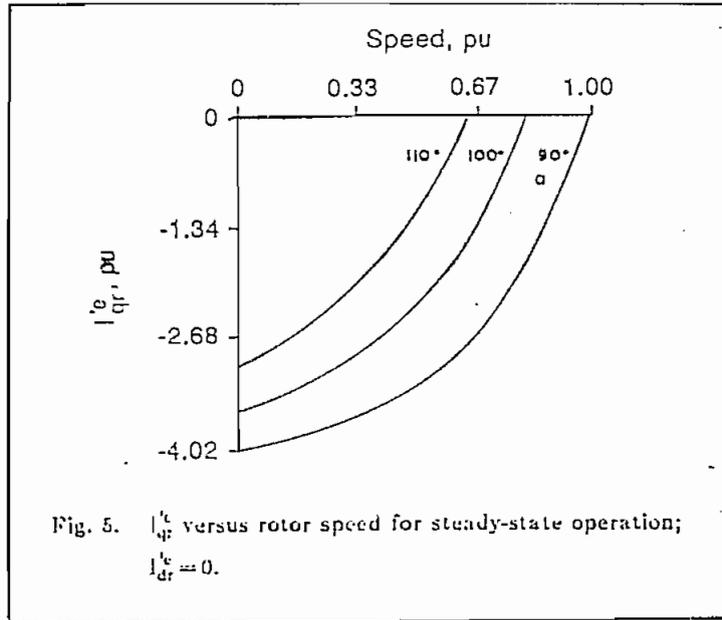


Fig. No. 4.3.4. Característica I_{qr} e I_{dr} versus ω_r , para estado estable.

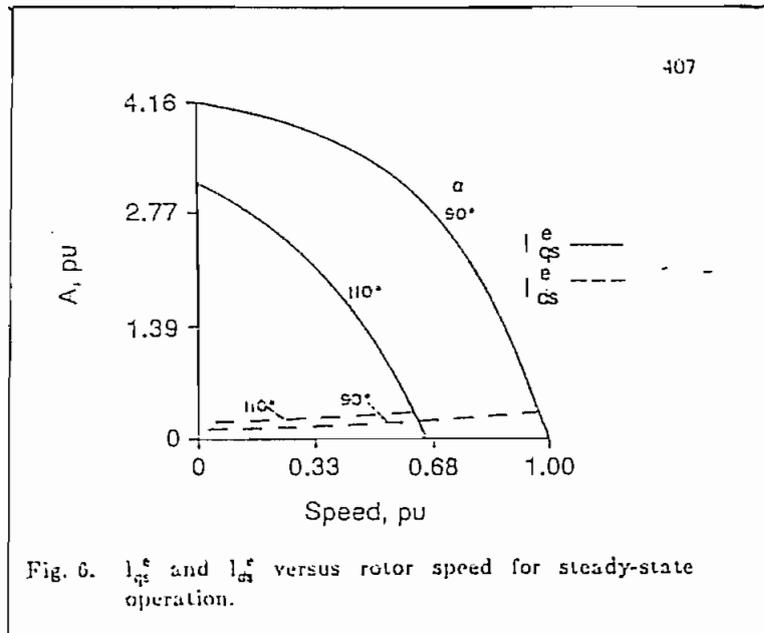


Fig. No. 4.3.5. Características I_{qs} e I_{ds} versus ω_r , para estado estable.

De la comparación visual de los gráficos obtenidos con el programa desarrollado y los obtenidos en la Ref. [25] se concluye que son similares, lo cual garantiza la resolución de las ecuaciones por medio del programa, estas curvas nos dan la suficiente información sobre los niveles que alcanzan los voltajes y corrientes para cierta velocidad, la cual depende básicamente del ángulo de disparo de los tiristores (α).

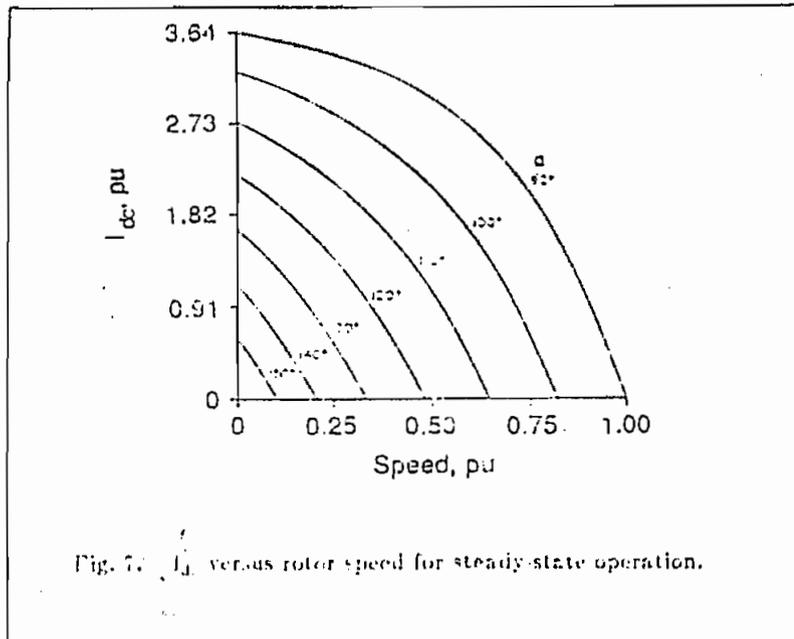


Fig. 4.3.6. I_{dc} versus rotor speed for steady-state operation.

Fig. No. 4.3.6. Característica I_{dc} versus w_r , para estado estable.

4.4 LIMITACIONES, VENTAJAS Y DESVENTAJAS.

4.4.1 LIMITACIONES:

* Un análisis de un SRED es complicado por el hecho de que la región de interés está centrada en el rotor y no en el estator, como en la mayoría de controles para máquinas de inducción.

* Un estudio detallado de los fenómenos del rotor incluyendo el traslape debido a la conmutación del rectificador y los armónicos del inversor se ven facilitados si se usa las ecuaciones "naturales" (variables abc) en vez de las $qd0$, pero el inconveniente de esto es que la matriz de inductancias de la máquina de inducción, va a depender del ángulo del rotor y deberá por tanto invertirse en cada paso de integración. Al utilizar variables $qd0$, se facilita el análisis si se desprecia los efectos de la conmutación del rectificador y el de los armónicos, pero si se desea incluir estos puntos se lo puede hacer.

* Algunos sistemas prácticos limitan el rango de control de velocidad, pero no lo hacen por defectos inherentes, sino por disminuir su costo. Un control completo desde una velocidad de plena carga máxima hasta unas pocas rpms, es posible colocando un rectificador-inversor apropiado.

* El que se coloque un transformador entre la salida ac del inversor y la fuente de alimentación, depende del rango de velocidad requerido y de la relación de espiras entre los bobinados del rotor y del estator.

* Si el valor medio del voltaje de entrada dc del inversor es cero, se consigue la máxima velocidad del

motor. Aumentando el voltaje dc se consigue disminuir la velocidad del motor, por esta razón el nombre del sistema se lo conoce como conversor cascada subsíncronico.

* El desprecio del proceso de conmutación, puede ocasionar errores en las variables de salida en el proceso de simulación.

* La confiabilidad se ve reducida, si disminuye la confiabilidad de la fuente o si se reducen los niveles de voltaje de la fuente, esto puede provocar cortocircuitos a través de los tiristores del inversor.

* Un circuito típico de control de lazo cerrado utiliza exclusivamente limitación de corriente.

* La relación de espiras entre el estator y rotor de la máquina debe ser tal que el valor absoluto del voltaje rms del inversor sea menor a $\sqrt{2}V_{ms}$, de otro modo es imprescindible usar el transformador.

* El esquema de control de velocidad analizado es particularmente importante en altas potencias.

* Una descripción analítica del sistema, es complicada debido a que el rectificador genera armónicos, que a su vez causan distorsión de las corrientes del estator.

4.4.2 VENTAJAS.

* Dependiendo de la condición de operación de la máquina, la potencia puede fluir desde el conversor hasta el rotor o en dirección inversa, teniéndose que el control de velocidad será sobre o bajo la velocidad sincrónica, respectivamente. En este trabajo solo se

hace el análisis del control de velocidad bajo sincronismo.

* El control de la velocidad se lo hace controlando el deslizamiento, por lo cual este controlador es óptimo porque ahorra energía, preciso porque el control dependerá del ángulo de atraso en el disparo de los tiristores del inversor, confiable porque usa elementos de estado sólido y estable porque se puede elegir adecuadamente sus parámetros del circuito de enlace dc.

* El control de la velocidad de la máquina, es eficiente en comparación con otros controladores.

* El costo del equipo es inferior a otros de su tipo, ya que su circuitería de control es sencilla. Las señales a las compuertas de los tiristores son dadas por la alternancia por cero de la red de alimentación, cada tiristor deja de conducir de forma natural al hacerse su corriente cero. Por lo tanto no son necesarios complicados circuitos lógicos y reguladores de los sistemas de frecuencia variable.

* El Controlador es conveniente para el manejo de bombas centrífugas y ventiladores de alta potencia. (Controladores para bombas tubulares, líneas de cañerías que requieren llevar una variedad de fluidos en varios rangos de velocidad, ventilación de minas profundas, etc.).

* El control analizado minimiza la pérdida de energía que se tenía usando resistencias externas en el rotor, esta energía se recupera y es ser devuelta a la fuente de alimentación.

* La velocidad del motor, se controla exclusivamente

con el inversor, variando el voltaje dc a través del ángulo α .

* La linealización de ecuaciones del sistema, permite obtener la función de transferencia útil para análisis de estabilidad y para el diseño de los circuitos de control de lazo cerrado. Esto hace que el sistema sea confiable para el Control Automático, especialmente con las cargas indicadas, ya que por ser éstas de baja inercia su respuesta es rápida.

4.4.3 DESVENTAJAS.

* Los rangos máximos de potencia efectiva de los convertidores deben ser dimensionados en exceso de la potencia que devuelven a la fuente. Es decir los convertidores deberán ser capaces de soportar sobrecargas durante cierto tiempo específico, de conformidad con las normas establecidas (Normas IEEE).

* El arranque, el aceleramiento del motor desde el reposo, necesita de un equipo convencional que coloca resistencias en el rotor, el cual se desactiva cuando se alcanza el rango de control para el cual está diseñado el sistema.

* Muchas veces en sistemas prácticos, el controlador exhibe cierta inestabilidad a bajas velocidades de operación, que se ven como oscilaciones en las variables del sistema.

CAPITULO V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES.

* Se presenta un desarrollo teórico, con los conceptos fundamentales, que de una manera detallada describe el modelo matemático del sistema.

* La Teoría de Ejes Referenciales, que simplifica el análisis de sistemas de potencia en general, ha sido utilizada para analizar el SRED.

* El funcionamiento dinámico y de estado estable es predicho por las ecuaciones resultantes.

* Se incorpora al análisis, los efectos de la conmutación del rectificador.

* Se presenta un análisis de estabilidad, en el cual se linealiza las ecuaciones del sistema, usando la Teoría de Pequeños Desplazamientos. Se presenta al sistema linealizado como un sistema de control realimentado, a la función de transferencia obtenida se le pueden aplicar los criterios del Control Lineal. Además se pueden utilizar dichas ecuaciones para el diseño del control de lazo cerrado.

* Se halla un modelo híbrido que utiliza las variables q_d y las variables de fase, lo cual permite la inclusión de la impedancia de conmutación del rectificador, sin mayor dificultad.

* Los armónicos del rectificador y del inversor, así

5.2 RECOMENDACIONES.

* Usando el proceso indicado en el análisis de estabilidad, se puede hallar los rangos de variación de cada parámetro, para los cuales se logra estabilidad, se los puede comprobar usando el modelo desarrollado.

* Si se realiza la construcción del sistema, es preferible simularlo antes, para ver los niveles máximos de cada variable y de esta forma escoger adecuadamente los elementos físicos.

* Se recomienda que el presente trabajo en lo posible sea consultado en conjunto al módulo físico que se está desarrollando como tesis de grado de la Facultad.

* Si bien ya han existido trabajos previos en el área de simulación digital de máquinas trifásicas de inducción, se recomienda el presente trabajo como base de futuras investigaciones y para el desarrollo de nuevos prototipos, entre estos campos tenemos:

- Análisis del SRED operando a velocidades mayores a la de sincronismo. (Generador de Inducción con un Sistema Rectificador-Inversor en el rotor).

- Análisis y cálculo del ángulo de traslape en el SRED, usando ejes $qd0$.

- Sistema Rectificador-Inversor conectado al estator de la máquina de inducción, para control de velocidad variando la frecuencia de los voltajes aplicados.

- Aplicaciones del SRED en Sistemas Industriales de Control de velocidad.

- El circuito Rectificador-Inversor, en la transmisión de energía.

BIBLIOGRAFIA.

TEXTOS:

- [1] B. M. BIRD, K.G. KING, "An Introduction to Power Electronics", John Wiley and Sons, New York, 1983.
- [2] B. CARNAHAN, H.A. LUTTER, J. WILKES, "Applied Numerical Methods", John Wiley and Sons, New York, 1969.
- [3] S. K. DATTA, "Power Electronics and Control", Reston Publishing Company, Reston-Virginia, 1985
- [4] S. B. DEWAN, G.R. SLEMON, A. STRAUGHEN, "Power Semiconductor Drives", Toronto, Canada, 1984.
- [5] A. E. FITZGERALD, C.H. KINGSLEY, A. KUSKO, "Teoría y análisis de las máquinas eléctricas", Biblioteca Técnica, tercera edición, Barcelona, 1982.
- [6] G. GORDON, "System Simulation", Second edition, Prentice-Hall Inc., Englewood cliffs, New Jersey, 1978.
- [7] J.A. GUALDA, S. MARTINEZ, P.M. MARTINEZ, "Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia", Ed. Bolxareu, Barcelona, 1982.
- [8] M. L. JAMES, G. M. SMITH, J. C. WOLFORD, "Applied Numerical Methods for digital computation with FORTRAN and CSMP", Second edition, University of Nebraska, 1984.
- [9] P. C. KRAUSE, "Analysis of Electric Machinery", Mc. Graw-Hill Book Co. Inc., New York, 1986.
- [10] C. LANDER, "Power Electronics", Mc. Graw-Hill, 1986.
- [11] W. LEONHARD, "Control of Electrical Drives", Electrical Energy Systems and Engineering Series, Springer-Verlag, New York, 1985.
- [12] MEYER Manfred, "Elektrische Antriebstechnik", Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [13] MICROSOFT, "Microsoft Quick Basic: Programing in Basic. Version 4.5 for IBM and Personal Computer and Compatibles", Microsoft Corporation, 1988.
- [14] MOLTGEN Gottfried, "Convertidores Estáticos:

introducción a su teoría y funcionamiento", Marcombo S. A.-Siemens Aktiengesellschaft, Barcelona, 1986.

- [15] MDLTGEN Gottfried, "Line Commutated Thyristor Converters", Siemens Aktiengesellschaft-Pitman Publishing, Londres, 1972.
- [16] M. G. SAY, "Alternating Current Machines", Fourth edition, Pitman Publishing Limited, Londres, 1977.
- [17] SCHONFEL Rolf, HABIGER Ernst, "Automatisierte Elektroantriebe, 2 Durchgesehene Auflage", VEB Verlag Technik, Berlin, 1981.
- [18] SEIKO EPSON CORPORATION, "LX-800 EPSON User's Manual", Seiko Epson Corp., Japan, 1987.
- [19] M.E. VAN VALKENBURG, "Network Analysis", Ed, Limusa, Third edition, 1976.

TESIS DE GRADO:

- [20] GUTIERREZ VALVERDE Jaime Alejandro, "Simulación Digital de Cicloconvertidores asociados a máquinas de inducción", Tesis de grado EPN, Quito, 1986.
- [21] POZO ACOSTA Mauricio Efraín, "Modelo Digital de la máquina trifásica de inducción con rotor bobinado, jaula y doble jaula de ardilla para estudio transitorio", Tesis de grado EPN, Quito, 1989.
- [22] PONCE CARRERA Nelson Rubén, "Operación Asimétrica de la máquina de inducción trifásica", Tesis de grado EPN, Quito, 1985.
- [23] TOAPANTA OYOS Milton Abdón, "Estado Transitorio del motor de inducción", Tesis de grado EPN, Quito, 1977.

REVISTAS:

- [24] E. AKPINAR, P. PILLAY, "Modeling and Performance on Slip Energy Recovery Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, No. 1, March 1990, pp. 203-210.
- [25] P. C. KRAUSE, D. WASYNEZUK, M. S. HILDEDRANDT, "Reference Frame Analysis of a Slip Energy Recovery System", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 3, No. 2, June 1988, pp. 404-408.
- [26] P. C. KRAUSE, C. H. THOMAS, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Transactions

- on Power Apparatus and Systems, Vol. 84, No. 11, November 1965, pp. 1083-1053.
- [27] T. A. LIPO, P. C. KRAUSE, "Stability Analysis of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 88, No. 1, January 1969, pp. 55-66.
- [28] V. N. MITTLE, K. VENKATESAN, S. G. GUPTA, "Switching Transient in Static Slip Energy Recovery Drive", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 98, No. 4, July/Aug. 1979, pp. 1315-1320.
- [29] V. N. MITTLE, K. VENKATESAN, S. G. GUPTA, "Stability Analysis of a Constant Torque Static Slip-Power-Recovery Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 16, No. 1, January/February 1980, pp. 119-126.
- [30] S. J. ROGERS, "Linearized Analysis of Induction Motor Transients", PROC. IEE, Vol. 112, No. 10, October 1965, pp. 1918-1926.
- [31] Z. M. SALEMEH, L. F. KASDA, "Commutation Angle Analysis of Double-Output Induction Generator using a detailed d-q model", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 104, No. 3, March 1985, pp. 512-518.
- [32] W. SHEPHERD, J. STANWAY, "Slip Power Recovery in a Induction Motor by the use of a Thyristor Inverter", IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. 5, No. 1, January/February 1969, pp. 74-82.

ANEXOS

ANEXO A

POR UNITIZACION DE ECUACIONES Y PARAMETROS.

Normalmente las ecuaciones del sistema están en sus unidades convencionales normalizadas. Para pasarlas a un sistema en por unidad, todas las variables y magnitudes se deben expresar como fracción de los valores nominales, que se toman como unidad.

Para por unitizar, se selecciona los valores base, de potencia, voltaje, y frecuencia del estator, debido a la facilidad de referir los parámetros y variables del rotor al estator.

Como en nuestro caso se usa el eje de referencia rotando a ω_e , entonces se debe considerar como voltaje base el valor pico del voltaje de la fuente, ($\sqrt{2}V_{rms}$). Como la máquina forma parte de un sistema de potencia, la potencia aparente base (S_b), es diferente al valor nominal de la máquina.

Las magnitudes de potencia, voltaje y frecuencia del estator, como valores base son:

V_b = voltaje máximo base de fase a neutro, en Voltios.

S_b = potencia aparente base del sistema, para fase en V-A.

f_b = frecuencia base en Hertz.

De estas magnitudes, se obtienen las otras cantidades base, Ref. [23].

$$I_b = S_b / V_b \quad (A) \quad (A-1)$$

$$Z_b = V_b / I_b = (3/2) * V_b^2 / P_b \quad (\Omega) \quad (A-2)$$

$$\omega_b = 2\pi f_b \quad (\text{rad/seg.}) \quad (A-3)$$

$$P_b = (3/2) * V_b * I_b \quad (A-4)$$

$$\psi_b = w_b * \lambda_b \quad (A-5)$$

$$\psi_b = V_b \quad (A-6)$$

El valor en p.u. se define como relación entre el valor real y el valor base, por ejemplo:

$$r_s \text{ p.u.} = r_s(\Omega) / Z_b(\Omega) \quad (A-7)$$

$$V \text{ p.u.} = V \text{ (Volt.)} / V_b \text{ (Volt.)} \quad (A-8)$$

Como se demuestra en la Ref. [21], al por unitizar una ecuación del tipo dada por (3.44), los valores de sus coeficientes no se alteran si se coloca los valores originales o sus equivalentes en p.u.

Para el caso del torque tenemos:

$$T_b = P_b / [(2/P) * w_b] = [(3/2) * V_b * I_b] / [(2/P) * w_b] \quad (A-9)$$

En sus unidades respectivas,

$$T_{\omega} = -(3/2) * (P/2) * X_M * i_{d\omega} * i_{q\omega} \quad (A-10)$$

Al por unitizar, $T_{\omega} \text{ p.u.} = T_{\omega} / T_b$, con lo que se obtiene

$$T_{\omega} \text{ p.u.} = -X_M * i_{d\omega} * i_{q\omega} \quad (A-11)$$

De forma similar, en sus unidades convencionales:

$$T_{\omega} = J * (2/P) * p w_r + T_L \quad (A-12)$$

$$T_L \text{ p.u.} = T_L / T_b \quad (A-13)$$

$$T_{\omega} \text{ p.u.} = T_{\omega} / T_b = [J * (2/P) * p w_r * w_b] / (T_b * w_b) + T_L \text{ p.u.} \quad (A-14)$$

Si llamamos $H = (1/2) * (2/P) * J * w_b / T_b$, entonces:

$$T_{\omega} \text{ p.u.} = 2H p w_r / w_b + T_L \text{ p.u.} \quad (A-15)$$

IDENTIDADES TRIGONOMETRICAS UTILES.

$$\cos^2 k + \cos^2 (k - 2\pi/3) - \cos^2 (k + 2\pi/3) = 3/2$$

$$\sin^2 k + \sin^2 (k - 2\pi/3) + \sin^2 (k + 2\pi/3) = 3/2$$

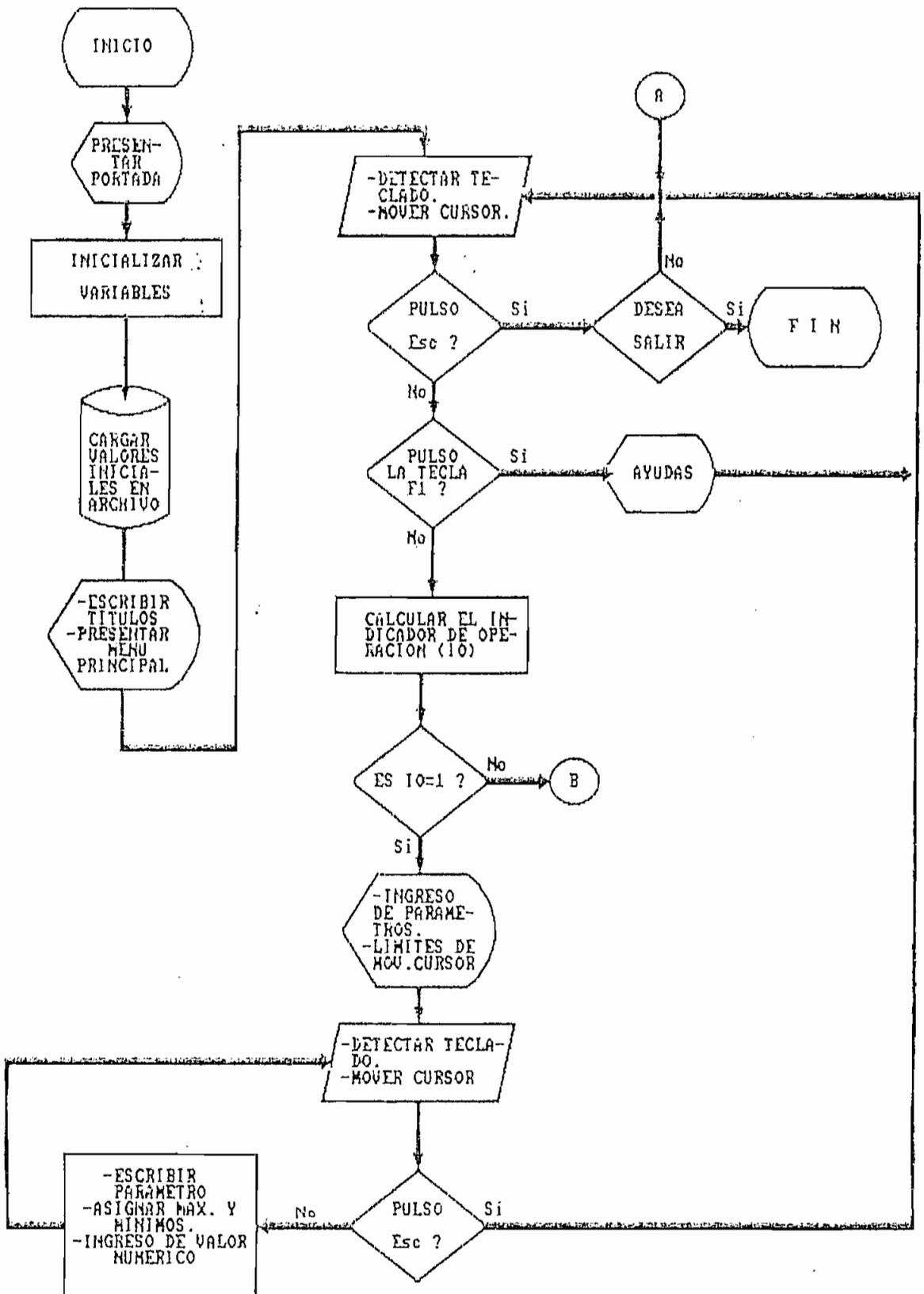
$$\sin k \cos k + \sin (k - 2\pi/3) \cos (k - 2\pi/3) + \sin (k + 2\pi/3) \cos (k + 2\pi/3) = 0$$

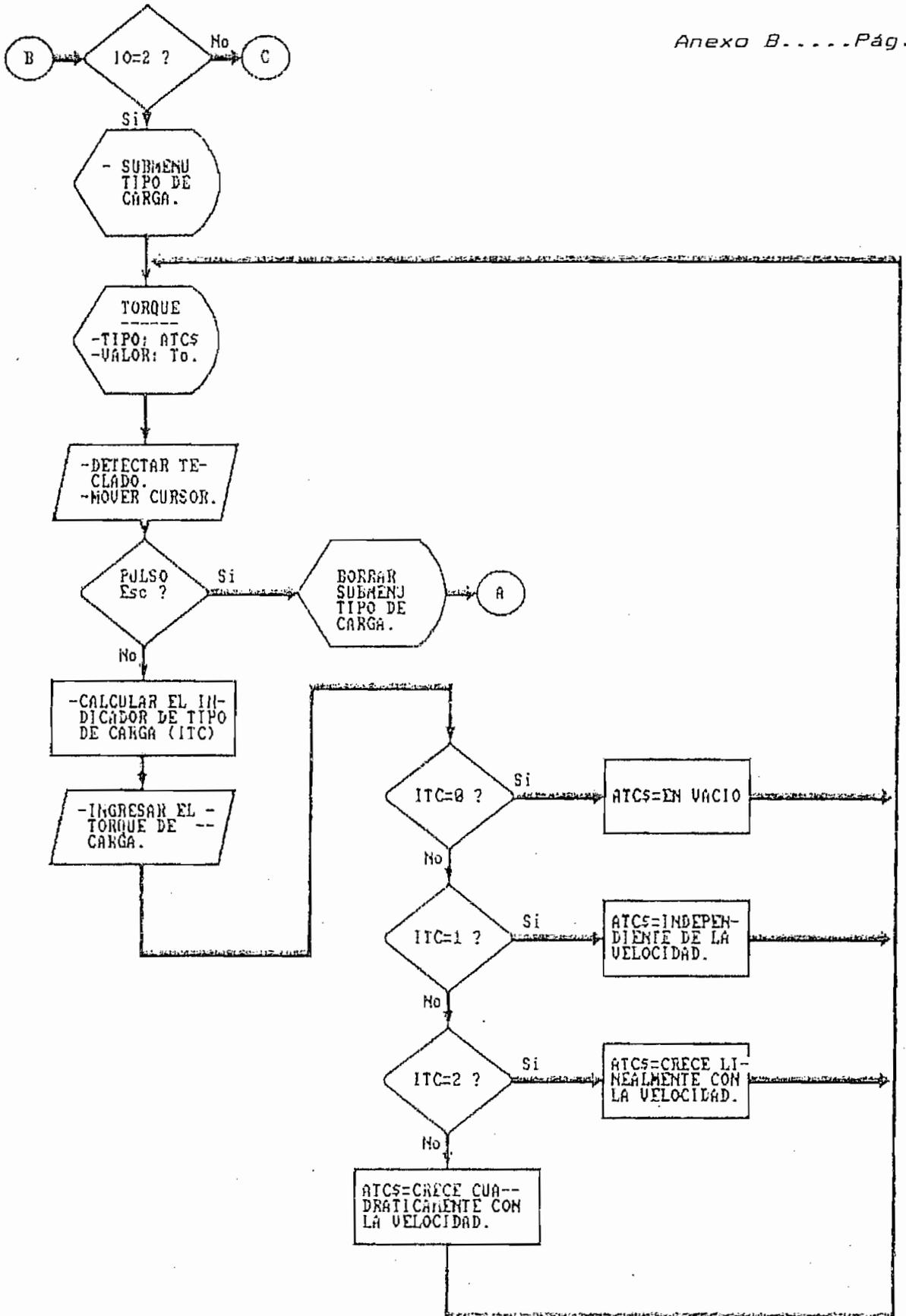
$$\cos k \sin k + \cos (k - 2\pi/3) \sin (k - 2\pi/3) + \cos (k + 2\pi/3) \sin (k + 2\pi/3) = 0$$

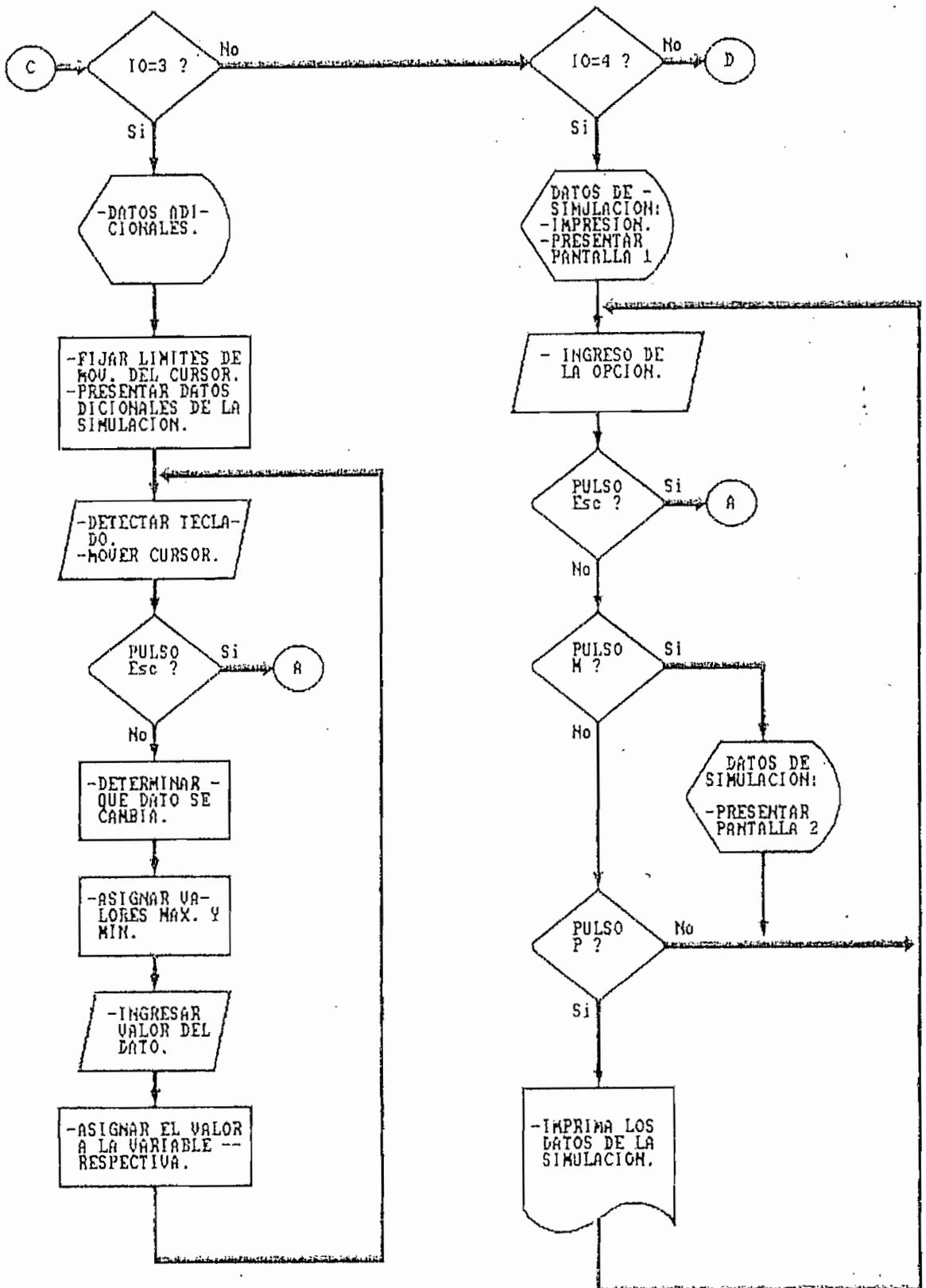
$$\cos k \sin k + \cos (k - 2\pi/3) \sin (k - 2\pi/3) - \cos (k + 2\pi/3) \sin (k + 2\pi/3) = 0$$

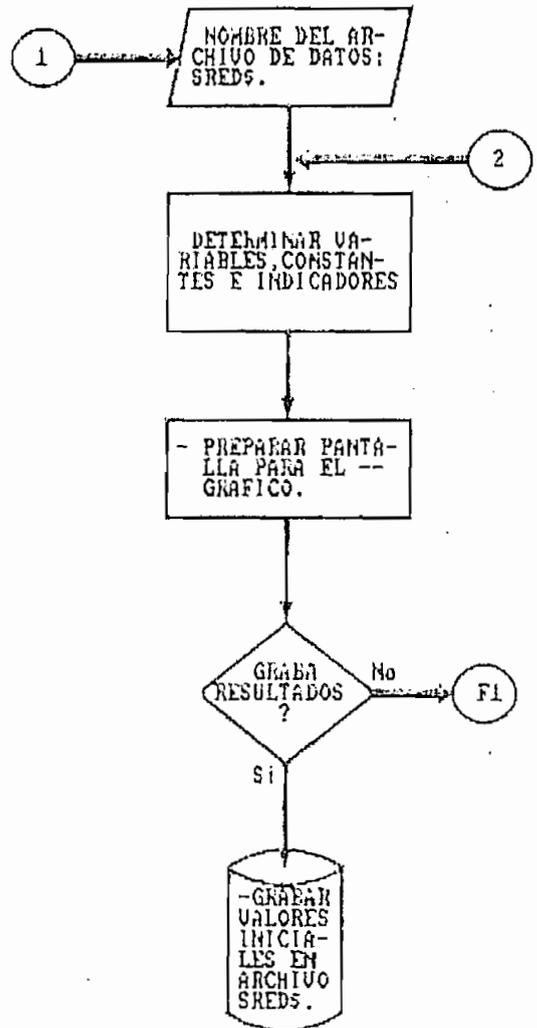
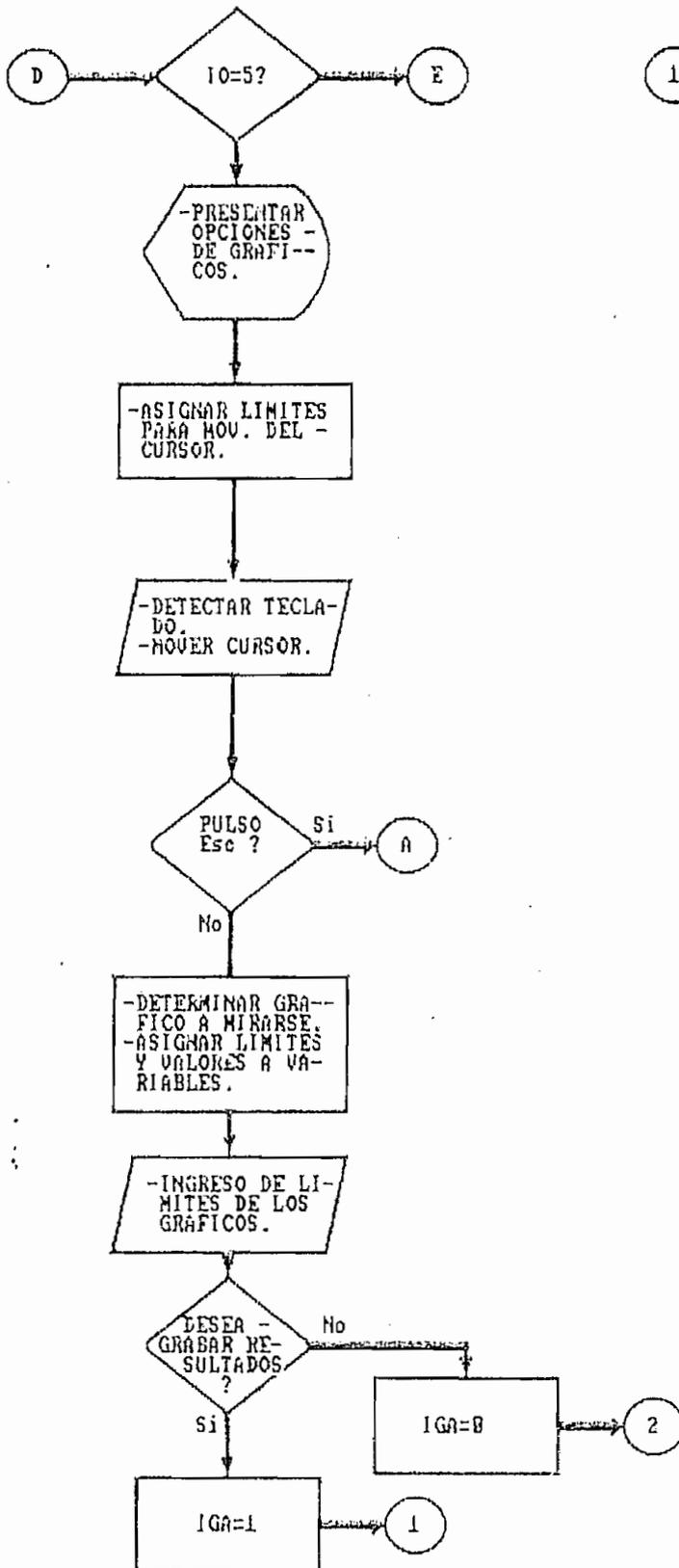
ANEXO B

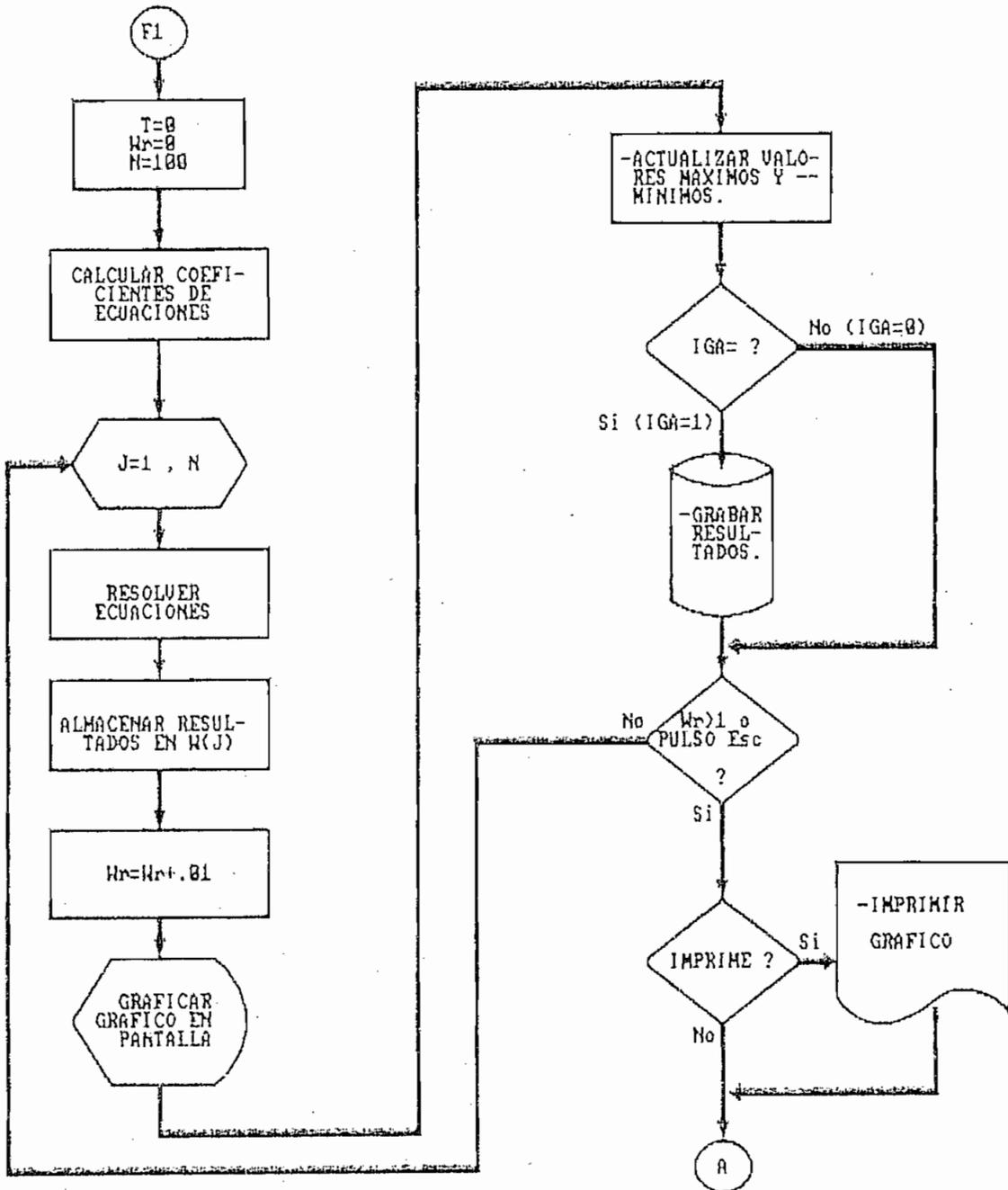
DIAGRAMAS DE FLUJO

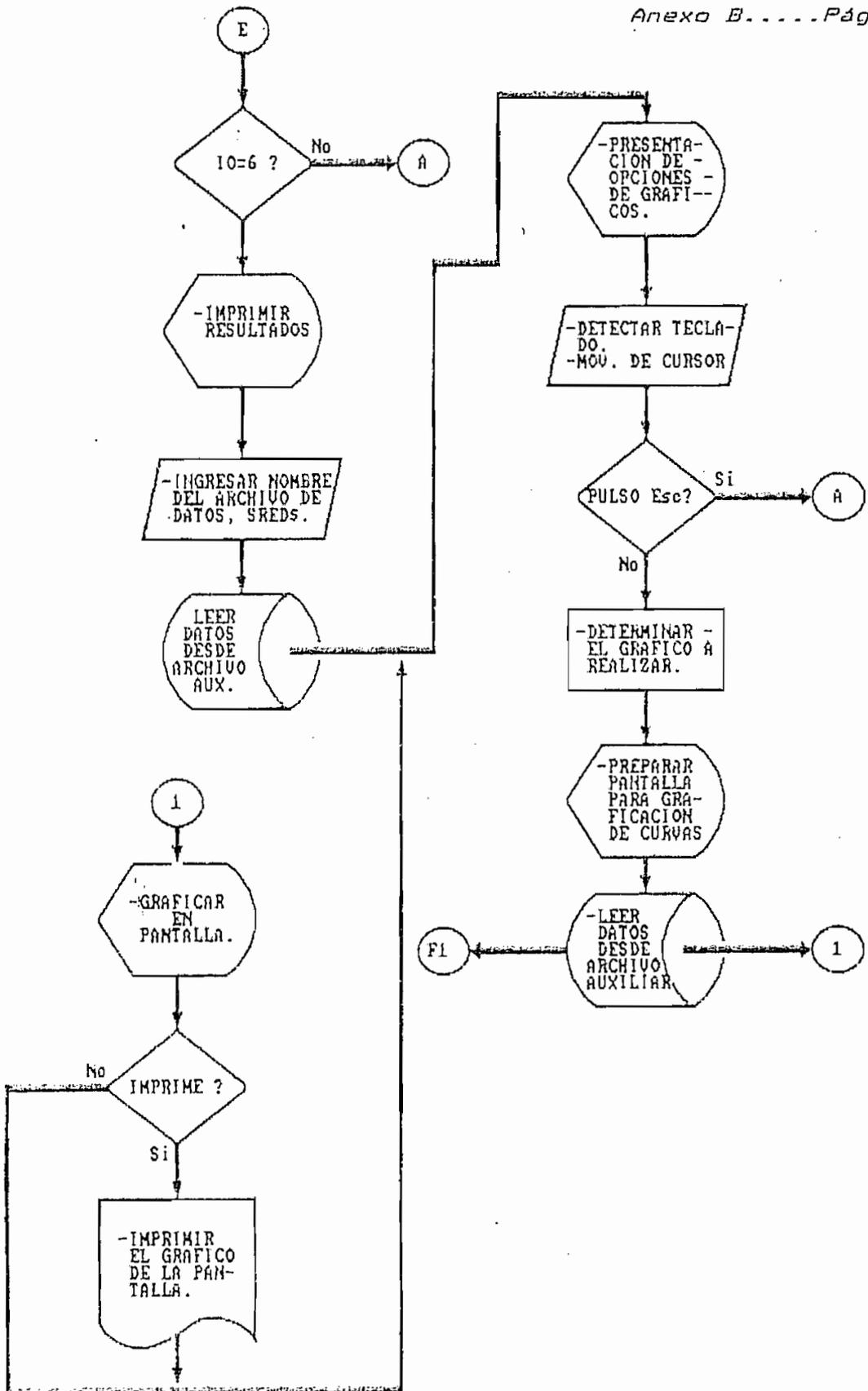












SUBPROGRAMAS

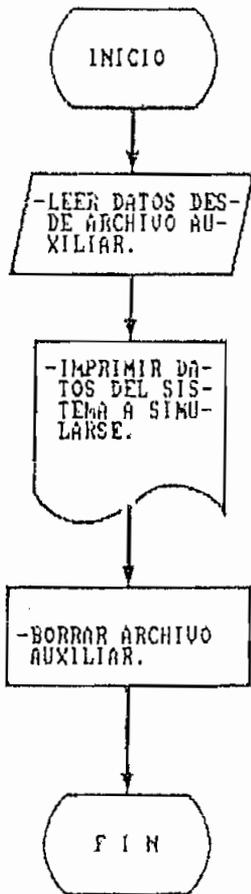


FIG. B-1. IMPRESION DE DATOS.



FIG. B-2. IMPRESION DE GRAFICOS.

S U B R U T I N A S

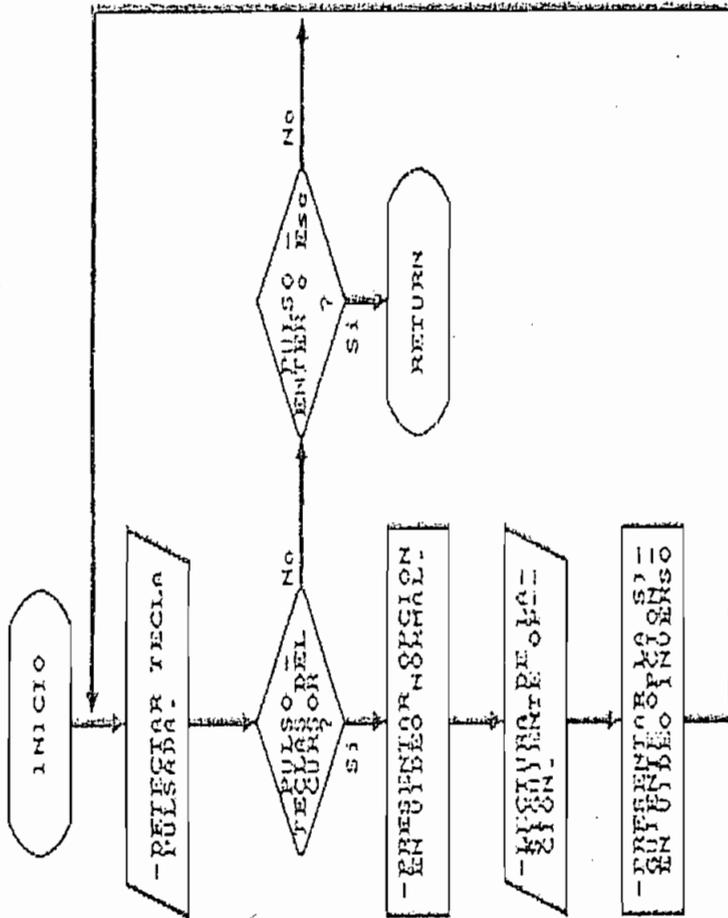


FIG-B-4: DETECCION DE TECLA PULSADA -

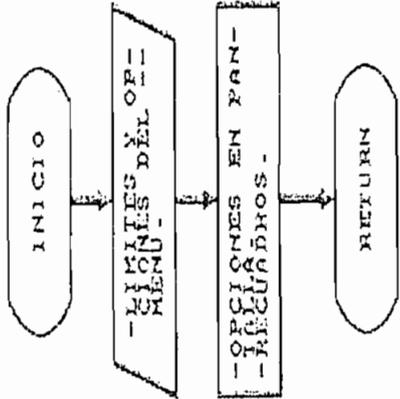


FIG-B-3: PRESENTACION DE MENU

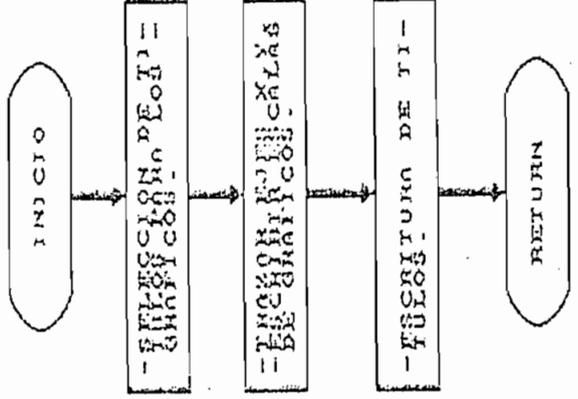


FIG-B-5: PANTALLA PARA GRAFICO

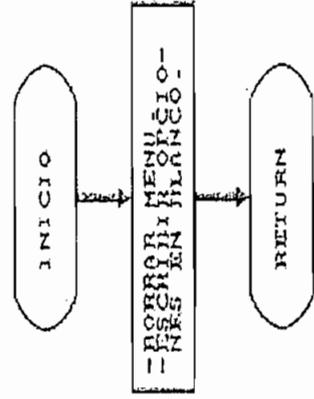
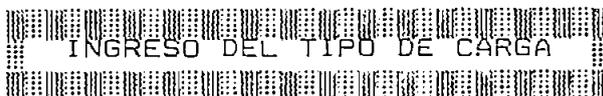


FIG-B-6: BORRAR MENUS -


```

LOCATE 6, 2: PRINT SPC(78);
IF AP = CHR$(27) THEN GOTO Menu
IF US <> 0 THEN GOTO Datosgen1
LOCATE 6, 2: PRINT "Desea ingresar datos en p.u. (S/N)
? S";
GOSUB Ingresorespuestas
IF U$ = CHR$(27) THEN GOTO Datosgen2 ELSE IF U = 1 OR
U$ = CHR$(13) THEN US = 1 ELSE US = ZBS
Datosgen1: COLOR 11: LOCATE 6, 2: PRINT " <ESC> o
<<ENTER>> No cambia dato";
PRINT " Dato <<ENTER>> para cambiarlo"; SPC(7);
COLOR 15: LOCATE LY, LXI - 2: PRINT CHR$(16); AM:
LOCATE 23, 56
PRINT CHR$(SCREEN(LY, LXI - 5)); CHR$(SCREEN(LY, LXI -
4)); " =";
IF (LY > LYI + 3) AND (LY < LYF - 1) THEN PRINT
LEFT$(STR$(VAL(AM) * US), 9) ELSE PRINT VAL(AM)
Y = 23: X = 61: MN = .0001 * US: MX = 20 * US: n = 9
IF LY < LYI + 3 THEN MX = 10000!: n = 6 ELSE IF LY =
LYI + 3 THEN MX = 20: MN = 2: n = 2
IF LY = LYI + 2 THEN MX = 120 * FS / NP + 1: MN = MX /
4
IF LY = LYF THEN MX = 180: MN = 90
GOSUB Ingresodatnum
IF DT$ = "" THEN DT = VAL(AM): IF (LY > LYI + 3) AND
(LY < LYF - 1) THEN DT = DT * US
IF (LY > LYI + 3) AND (LY < LYF - 1) THEN DT = DT / US
LOCATE LY, LXI - 1
IF (LY > LYI + 3) AND (LY < LYF) THEN PRINT USING "
##.###"; DT ELSE IF (LY < LYI + 2) THEN PRINT USING "
####.#"; DT ELSE IF (LY = LYI + 2) THEN PRINT USING "
####"; DT ELSE PRINT USING " ###"; DT
AM = "": LOCATE 23, 25: PRINT SPC(53); : IF (LY = LYF -
1) THEN HI = DT
IF (LY = LYF) THEN DA = DT: GOTO Datosgen2
ON (LY - LYI + 1) GOTO DT1, DT2, DT3, DT4, DT5, DT6,
DT7, DT8, DT9, DT10, DT11, DT12
DT1: PT = DT: GOTO Datosgen2
DT2: VL = DT: GOTO Datosgen2
DT3: WM = DT: GOTO Datosgen2
DT4: NP = DT: GOTO Datosgen2
DT5: RS = DT: GOTO Datosgen2
DT6: XS = DT: GOTO Datosgen2
DT7: RR = DT: GOTO Datosgen2
DT8: XR = DT: GOTO Datosgen2
DT9: XM = DT: GOTO Datosgen2
DT10: RF = DT: GOTO Datosgen2
DT11: XF = DT: GOTO Datosgen2
DT12: DA = DT: GOTO Datosgen2

```



```

Tipocarga:      ITX = 1: RESTORE Dat3: GOSUB Cuadros
                LOCATE LYI - 2, LXI + 3: PRINT "  Carga = f(wr)": AP =
                "": GOTO Tipocarga1
Tipocarga5:     IF ITC = 0 THEN LY = LYI + ITC: AM = "" ELSE
                ITC = ITC - 1: LY = ITC + 12: AM = ""
                COLOR 11: LOCATE 4, 3: PRINT CHR$(24); CHR$(25); "
                Mueve el cursor";
                PRINT "  <<ENTER>> Selección  <ESC> Regresa al  Menú
                Principal": LOCATE 5, 3: PRINT SPC(75);
                GOSUB Teclado2
                LOCATE 23, 6: PRINT ATC; SPC(75 - POS(0));
                GOSUB Teclado
                IF AP = CHR$(27) THEN LYF = 18: GOSUB Borracuadros ELSE
                ITC = LY - LYI + 1: IF ITC = 1 THEN GOTO Tipocarga2
                LOCATE LY, LXI - 2: PRINT CHR$(16); AM: GOTO Tipocarga1
Tipocarga6:     COLOR 11: LOCATE 4, 3: PRINT "  <ESC> o
                <<ENTER>> no cambia dato  ";
                PRINT "    Dato <<ENTER>> para cambiarlo"; SPC(10); :
                LOCATE 5, 3: PRINT SPC(75);
Tipocarga2:     ATC = "CARGA:": AP = "": COLOR 15
                ON ITC GOTO ITC1, ITC2, ITC3, ITC4
ITC1:          ATC = ATC + "En vacío"
                GOTO Tipocarga7
ITC2:          ATC = ATC + "Independiente de la velocidad"
                GOTO Tipocarga3
ITC3:          ATC = ATC + "Crece linealmente con la velocidad"
                GOTO Tipocarga3
ITC4:          ATC = ATC + "Crece con el cuadrado de la velocidad"
Tipocarga3:     Y = 18: X = 63: MN = 0: MX = 1.5: n = 6:
                GOSUB Ingresodatnum
                IF DT$ <> "" THEN TC = DT
Tipocarga1:     LOCATE 17, 58: PRINT "TORQUE DE CARGA:"
Tipocarga7:     IF ITC = 1 THEN LOCATE 18, 58: PRINT "TC
                = 0 "; SPC(12);
                IF ITC > 1 THEN LOCATE 18, 58: PRINT USING "TC = #.####
                p.u."; TC
Tipocarga4:     IF AP = "" THEN GOTO Tipocarga5 ELSE GOTO
Tipocarga6

```



```

Datadic:       CLS : PRINT TAB(25); "DATOS ADICIONALES PARA
                LA SIMULACION"
                Men$ = CHR$(24) + CHR$(25) + "mueve cursor
                <<ENTER>> para cambiar  "
                Men$ = Men$ + "<ESC> Regresa al Menú Principal"
                LXI = 2: LXF = 33: LYI = 5: YDS = 2: LY = LYI: COLOR
                11: LOCATE 3, 1: PRINT STRING$(80, 196)
Datadic3:      U = 1: COLOR 15: GOSUB Presentdatic
                LYF = CSRLIN - 1
Datadic6:      LOCATE LY, 1: PRINT SPC(1); : AM = ""
                GOSUB Teclado2

```

```

COLOR 11: LOCATE 2, 2: PRINT Men$; : COLOR 15
Datadic4:      GOSUB Teclado
IF AP = CHR$(27) THEN Men$ = "": GOTO Menu
IF LEFT$(AM, 3) = " Es" THEN GOTO Datadic1
LOCATE 2, 2: PRINT SPC(78); : LOCATE LY, 1: PRINT AM:
LOCATE LY, 1: PRINT CHR$(16)
Y = 2: COLOR 11: IF LY <> LYI THEN GOTO Datadic2
LOCATE 2, 2: PRINT "Sbase ="; SBS: X = 10: MN = 10: MX
= 2500000!: n = 7: GOSUB Ingresodatnum
IF DT$ = "" THEN LOCATE 2, 9: PRINT SBS ELSE SBS = DT
LOCATE 2, 42: PRINT "Vbase ="; VBS: X = 50: MX = 9000:
GOSUB Ingresodatnum
IF DT$ = "" THEN LOCATE 2, 49: PRINT VSB ELSE VSB = DT
IBS = SBS / VBS: U = VBS / IBS: RS = RS * ZBS / U: XS =
X * ZBS / U: RR = RR * ZBS / U: XR = XR * ZBS / U
RF = RF * ZBS / U: XF = XF * ZBS / U: XM = XM * ZBS /
U: ZBS = U: GOTO Datadic3
Datadic1:      IF ICE = 1 THEN ICE = 2: ACE = "Estrella"
ELSE ICE = 1: ACE = "Delta"
COLOR 15: LOCATE LY, LXF + 2: PRINT ACE; SPC(3); : GOTO
Datadic4
Datadic2:      IF LEFT$(AM, 3) <> " Fr" THEN GOTO
Datadic51
LOCATE 2, 2: PRINT AFS; " ="; FS
X = 15: MN = 1: MX = 200: n = 3: GOSUB Ingresodatnum
IF DT$ = "" THEN LOCATE 2, 14: PRINT FS ELSE FS = DT
COLOR 15: LOCATE LY, LXF + 1: PRINT FS; " Hz.";
SPC(15);
GOTO Datadic6
Datadic51:     IF LEFT$(AM, 3) <> " Si" THEN GOTO Datadic5
COLOR 15: LOCATE LY, LXF + 2: PRINT ASR; SPC(80 -
POS(0));
GOTO Datadic6
Datadic5:      IF LEFT$(AM, 3) <> " Co" THEN GOTO Datadic6
LOCATE 2, 3: PRINT "Desea incluir la conmutación del
Rectificador? (S/N)?: : GOSUB Ingresorespuestas
IF U$ = CHR$(13) OR U$ = CHR$(27) THEN GOTO Datadic6
ELSE GOTO Seleccione
Seleccione: SELECT CASE U
CASE 1
GS = XS / XM
RK = RS + (((1 + GS) ^ 2) * (RR ^ 2) / 2)
XK = (1 + GS) * (XS + (1 + GS) * XR)
ICO = 1: LOCATE LY, LXF + 2: PRINT
"Resistencia de conmut.: "; USING "###.###";
RK
LOCATE LY + 1, LXF + 2: PRINT "Reactancia de
conmut.: "; USING "###.###"; XK
CASE 2
RK = 0
XK = 0
ICO = 0: LOCATE LY, LXF + 2: PRINT
ACR;SPC(79- POS(0));
LOCATE LY + 1, LXF + 2: PRINT SPC(75 -

```

```

        POS(0));
    END SELECT
    XSS = XS + XM: XRR = XR + XM: Q = (PI ^ 2) / 18: RFF =
    RF * Q: XFF = XF * Q
    DAR = DA * PI / 180: VM = 1: GS = XS / XM: RKX = (RK *
    Q) / GS: XKX = (XK * PI / 6) / GS
    RT = RR + RFF + RKX - XKX
    GOTO Datadic6

```

```

    IMPRESION DE DATOS

```

```

Impdatsim:      CLS : PRINT "1"; SPC(21); "IMPRESION DE
DATOS FINALES DEL SRED"
    COLOR 11: LOCATE 2, 1: PRINT STRING$(80, 196): COLOR 15
    LOCATE 3, 11: PRINT ATA;
    PRINT TAB(11); ATC: LYI = CSRLIN - 1: GOSUB
    Presentacion
    COLOR 11: LOCATE 23, 1: PRINT STRING$(80, 196)
Impdatsim6:     COLOR 11: LOCATE 24, 1: PRINT "Pulse <M>>
para más datos"; :
    PRINT "      <<P>> impresión      <ESC> Salir al Menú
Principal";
Impdatsim1:     U$ = INPUT$(1): IF U$ = CHR$(27) THEN GOTO
Menu
    IF U$ = "P" OR U$ = "p" THEN GOTO Impdatsim2
    IF U$ <> "M" AND U$ <> "m" THEN GOTO Impdatsim1
    CLS : PRINT "2"; TAB(23); "IMPRESION DE DATOS FINALES
DEL SRED"
    COLOR 11: LOCATE 2, 1: PRINT STRING$(80, 196)
    LXI = 2: LXF = 33: LYI = 6: COLOR 15: U = 0: GOSUB
    Presentdatic
    COLOR 11: LOCATE 21, 1: PRINT STRING$(80, 196)
Impdatsim7:     COLOR 11: LOCATE 23, 1: PRINT "Pulse <P>>
para imprimir datos"; :
    PRINT "      Con <ESC> regresa a la Pantalla 1";
    SPC(25);
Impdatsim3:     U$ = INPUT$(1): IF U$ = CHR$(27) THEN GOTO
Impdatsim: IF U$ <> "P" AND U$ <> "p" THEN GOTO Impdatsim3
Impdatsim2:     COLOR 11: LOCATE 24, 1
    PRINT "Aliste impresora...Pulse <ENTER> para imprimir o
<Esc> para regresar"; SPC(81 - POS(0));
    COLOR 15
Impdatsim5:     U$ = INPUT$(1): IF ASC(U$) = 13 THEN GOTO
Impdatsim4
    IF ASC(U$) <> 27 THEN BEEP: GOTO Impdatsim5
Impdatsim8:     IF SCREEN(1, 1) = 49 THEN GOTO Impdatsim6
ELSE IF SCREEN(1, 1) = 50 THEN GOTO Impdatsim7
Impdatsim4:     OPEN "O", #1, "SRED{CS}.DAT"
    GOSUB Grabdat2
    CALL SREDPRINT
    GOTO Impdatsim8
    GOSUB Presentdatic: RETURN

```

SELECCION DE GRAFICOS

```

Selecgraf: GOTO Opcionesgraf
Impresion: CLS
GOTO Selecgraf1
Selecgraf6: GOSUB Reccdataux
Opcionesgraf:
Selecgraf5: CLS
COLOR 7, 0: LOCATE 1, 5
PRINT "PANTALLA PARA SELECCIONAR GRAFICOS DE ESTADO
ESTABLE fqd0=f(wr)";
COLOR 11: LOCATE 3, 1: PRINT STRING$(80, 196): COLOR 15
IF IOP = 6 THEN GOTO Selecgraf2
LOCATE 6, 1: PRINT "Curvas a simularse. Elija la que
deseee mirar": GOTO Selecgraf3
Selecgraf2: LOCATE 7, 25: PRINT "Seleccione la curva que
deseee observar"
Selecgraf3: GOSUB Opcionesgraf1
LYF = CSRLIN - 1
LOCATE CSRLIN + 2, 8
PRINT "OBS.: Las magnitudes rotóricas están referidas
al estator"
LOCATE 23, 25: PRINT "La curva seleccionada es: "
COLOR 11: LOCATE 2, 2: PRINT "Con "; CHR$(26);
CHR$(24); CHR$(25); CHR$(27); " Selecciona <<ENTER>>
Continuar <ESC> Regresa al Menú Principal"
LXI = 44: LXF = 51: LYI = 10: LY = LYI
GOSUB Detecteclado3
Detecteclado1: IF AP = CHR$(27) THEN GOTO Menu
GRY = 2 * (LY - LYI) + (LXI - 44) / 11 + 1: GRX = 0
GXI = TI
GXF = 1: MAX = 14: MIN = -14
AGR = AM: AM = "": UGX$ = "seg.": UGY$ = "p.u."
IF IOP = 6 THEN GOTO Selecgraf4
ND = 11
Selecgraf4: IF GRY = ND + 1 THEN GRY = ND - 2: GRX = ND:
GXI = 0: GXF = 1.2: UGX$ = UGY$
AGR = LEFT$(AGR, 7) + "=f(wr)"
IF IOP = 6 THEN GOTO Grapdatarch
IF LEFT$(AGR, 2) = " V" THEN MAX = 3: MIN = -3 ELSE IF
LEFT$(AGR, 2) = " T" THEN MAX = 8: MIN = -4 ELSE IF
LEFT$(AGR, 2) = " W" THEN MAX = 1.2: MIN = 0
T = 0: W(0) = 0: WS = 2 * PI * FS: COLOR 7, 0: CLS
LOCATE 5, 15: PRINT "Deme los límites para el
gráfico...<ESC> para regresar"
LOCATE 6, 20: PRINT "Con <<ENTER>> se aceptan los
límites propuestos"
LOCATE 8, 20: PRINT "Máximo positivo = "; MAX
Y = 8: X = 38
MN = 1: MX = 14
N = 4: GOSUB Ingresodatnum
  
```

```

IF U$ = CHR$(27) THEN GOTO Selecgraf5 ELSE IF DT$ <> ""
THEN MAX = DT
LOCATE 10, 20: PRINT "Máximo negativo = "; MIN
Y = 10
MN = -14: MX = 0
N = 5: GOSUB Ingresodatnum
IF U$ = CHR$(27) THEN GOTO Selecgraf5 ELSE IF DT$ <> ""
THEN MIN = DT
LOCATE 13, 15: PRINT "Desea grabar los resultados de la
simulación (S/N)? N";
GOSUB Ingresorespuestas
IF U = 2 THEN IGA = 0: GOTO Procl ELSE IGA = 1
Selecgraf1: LOCATE 15, 30: PRINT "<<ENTER>> para
regresar"
Selecgraf7: LOCATE 17, 22: PRINT "Nombre de archivo de
datos:"; SPC(20);
LOCATE 17, 51: LINE INPUT NAR$
AM = "": IF NAR$ = "" THEN IF IOP = 5 THEN GOTO
Selecgraf5 ELSE GOTO Menu
IF INSTR(NAR$, ".") <> 0 THEN ARCD = LEFT$(NAR$,
INSTR(NAR$, ".")) + "AUX" ELSE ARCD = NAR$ + ".AUX"
ON ERROR GOTO Archnoexist
COLOR 0
FILES NAR$
COLOR 7
IF IOP = 6 THEN GOTO Selecgraf6
LOCATE 19, 15: PRINT "Archivo "; NAR$; " ya existe...lo
destruye (S/N)?";
GOSUB Ingresorespuestas
IF U = 2 THEN LOCATE 19, 15: PRINT SPC(45 + LEN(NAR$));
: GOTO Selecgraf7
KILL NAR$: KILL ARCD
Selecgraf8: GOTO Procl
Archnoexist: CLOSE : COLOR 7: IF IOP = 5 THEN RESUME
Selecgraf8
BEEP: LOCATE 19, 20: PRINT "Archivo "; NAR$; " no
existe...ingrese otro nombre";
FOR I = 0 TO 1200: NEXT I: LOCATE 19, 20: PRINT SPC(40
+ LEN(NAR$)); : RESUME Selecgraf7
Opcionesgraf1: LOCATE 10, 5: PRINT "Corrientes del estator:
"; TAB(44); " Iqs Ids"
PRINT TAB(5); "Voltajes del estator: "; TAB(44); " Vqs
Vds"
PRINT TAB(5); "Variables del rotor: "; TAB(44); " Vqr'
Iqr'"
PRINT TAB(5); "Torques = f(wr):"; TAB(44); " Te-wr
TL-wr"
PRINT TAB(5); "Variables DC: "; TAB(44); " Idc'
Vr'"
PRINT TAB(44); " Vi'"
RETURN
Detecteclado: AP = INKEY$: IF LEN(AP) = 2 THEN GOSUB
Detecteclado0
IF AP = CHR$(13) OR AP = CHR$(27) THEN GOTO

```

```

Detecteclado1 ELSE GOTO Detecteclado
Detecteclado0: MY = ASC(RIGHT$(AP, 1))
IF MY <> 80 AND MY <> 72 AND MY <> 75 AND MY <> 77 THEN
GOTO Detecteclado2
COLOR 15, 0: LOCATE LY, LXI - 1: PRINT AM: AM = ""
IF MY = 80 THEN LY = LY + 1 ELSE IF MY = 72 THEN LY =
LY - 1 ELSE IF MY = 77 THEN LXI = LXI + 11 ELSE LXI =
LXI - 11
IF LXI = 66 THEN LXI = 44: LY = LY + 1 ELSE GOTO
Detecteclado4
Detecteclado4: IF LXI = 77 THEN LXI = 44: LY = LY + 1 ELSE
IF LXI = 33 THEN LXI = 66: LY = LY - 1
IF LY = LYI - 1 THEN LY = LYF ELSE IF LY = LYF + 1 THEN
LY = LYI
IF LY = LYF AND (LXI = 55 OR LXI = 66) THEN LY = LYF -
1
Detecteclado3: LXF = LXI + 7
FOR LX = LXI - 1 TO LXF - 2: AM = AM + CHR$(SCREEN(LY,
LX)): NEXT LX
COLOR 0, 7: LOCATE LY, LXI - 1: PRINT AM
COLOR 15, 0: LOCATE 23, 50: PRINT AM
Detecteclado2: RETURN Detecteclado

```

```

RESOLUCION DE ECUACIONES

```

```

Proc1: ON ERROR GOTO Errores
FOR J = 0 TO ND: MX(J) = MIN: MN(J) = MAX: W(J) = 0:
NEXT J
IF T = 0 THEN GOSUB Trazar
IF IGA THEN OPEN "O", #1, NAR$
IF T = 0 THEN GOSUB Grafalm
N = INT(1 / .01)
XSS = XS + XM: XRR = XR + XM: Q = (PI ^ 2) / 18: RFF =
RF * Q: XFF = XF * Q
DAR = DA * PI / 180: VM = 1: GS = XS / XM: RKX = (RK *
Q) / GS: XKX = (XK * PI / 6) / GS
RT = RR + RFF + RKX - XKX
FOR J1 = 1 TO N
Lazo: S = (1 - WR)
GA1 = (-VM * XSS * COS(DAR)) / (S * XM)
GB1 = -(((S * RS * XRR) + (RT * XSS)) / (S * XM))
GC1 = (-VM * RS * COS(DAR)) / (S * XM)
GD1 = (((S * XSS * XRR) - (R1 * RT) - (S * (XM ^ 2))) /
(S * XM))
GB2 = (2 * GA1 * GB1) + (2 * GC1 * GD1)
GW3 = 4 * ((GB1) ^ 2 + (GD1) ^ 2) * ((GA1) ^ 2 + (GC1)
^ 2 - VM ^ 2)
GW4 = 2 * ((GB1) ^ 2 + (GD1) ^ 2)
GW2 = (GB2) ^ 2
GW5 = GW2 - GW3
GW6 = SQR(ABS(GW5))
GIO = (-GB2 - GW6) / GW4

```

```

GVO = GA1 + (GB1 * GIO)
GVD = GC1 + (GD1 * GIO)
GIOS = -(XRR / XM) * GIO
GID = (-VM * COS(DAR) - (RT * GIO)) / (S * XM)
GVI = (3 * SQR(3) / PI) * COS(DAR)
GIDC = (-PI / (2 * SQR(3))) * GIO
GVQR = ((-RFF - RKX + XKX) * GIO) - (VM * COS(DAR))
GVR = ((3 * SQR(3) / PI) * GVQR) - (RKX + XKX) * GIO
GTE = -XM * GID * GIO
IF ITC = 0 THEN GTL = .05 ELSE GTL = .05 + TC * WR ^
(ITC - 1)
W(0) = WR
W(1) = GIOS
W(2) = GID
W(3) = GVO
W(4) = GVD
W(5) = GVQR
W(6) = GIO
W(7) = GTE
W(8) = GTL
W(9) = GIDC
W(10) = GVR
W(11) = GVI
GOSUB Grafalm
WR = WR + .01
IF WR > 1 OR INKEY$ = CHR$(27) THEN GOTO Final1 ELSE
GOTO Lazo
NEXT J1
Final1: CLOSE
BEEP
IF IGA THEN GOSUB Grabdat ELSE GOTO Fingrafimp
GOTO Fingrafimp
GOSUB Grafalm
Grafalm: LINE -(W(GRX), W(GRY))
LOCATE 1, 72: PRINT TIME$
FOR J = 0 TO ND
IF W(J) > MX(J) THEN MX(J) = W(J)
IF W(J) < MN(J) THEN MN(J) = W(J)
IF IGA = 0 THEN GOTO Grafalm1
IF J = ND THEN PRINT #1, W(J) ELSE PRINT #1, W(J);
Grafalm1: NEXT J
RETURN
Recdataux: OPEN "ARCD" FOR INPUT AS #1
Ingreso: INPUT #1, IOP, ITC, ICE, ICO, IGA
INPUT #1, PT, VL, WM, NP, RS, RR, RF, XS, XR, XF, XM,
HI, DA
INPUT #1, PPC, S, IBS, ZBS
INPUT #1, VM, FS
INPUT #1, SBS, VBS, TC, TCV
INPUT #1, ACE1, AVOM, AFS, ATC1, ACR1
INPUT #1, ASR, APO, AVL, AWM, ANP, ARS, ARR, ARF
INPUT #1, AXS, AXR, AXF, AXM, AHI, ADA, ARK, AXK, ATA
INPUT #1, ACE, ASU, ATC, UN$, ACR
IF IOP = 1 THEN GOTO Ingreso1 ELSE IOP = 6

```

```

ND = 11
FOR J = 1 TO ND: INPUT #1, MX(J), MN(J): NEXT J
Ingresol:      CLOSE
              RETURN
Cuadros:
  READ LXI, LXF, LYI, LYF, LDS, YDS: COLOR 11
  LOCATE LYI, LXI: PRINT CHR$(177) + STRING$(LXF - LXI -
  1, 177) + CHR$(177)
  FOR LY = LYI + 1 TO LYF - 1
  IF LY = LYI + LDS - 1 THEN GOTO Cuadros1
  LOCATE LY, LXI: PRINT CHR$(177); : LOCATE LY, LXF:
  PRINT CHR$(177);
  GOTO Cuadros2
Cuadros1:      LOCATE LY, LXI: PRINT CHR$(177) +
  STRING$(LXF - LXI - 1, 177) + CHR$(177);
Cuadros2:      NEXT LY
  LOCATE LYF, LXI: PRINT CHR$(177); STRING$(LXF - LXI -
  1, 177); CHR$(177);
  COLOR 15
  IF ITX = 0 THEN GOTO Cuadros3
  LYI = LYI + LDS: LYF = LYF - 1: LXI = LXI + 3
  FOR LY = LYI TO LYF STEP YDS
  READ A: LOCATE LY, LXI - 15 + (LXF - LXI - LEN(A) / 2 -
  1): PRINT A: A = ""
  NEXT LY
Cuadros3: RETURN
Recuperadat:   READ LXI, LXF, LYI, LYF, LDS, YDS
  LXI = LXI + 3: LYI = LYI + LDS: LYF = LYF - 1
  RETURN
Teclado:      AP = INKEY$: IF LEN(AP) = 2 THEN GOSUB
Tecladol1
  IF AP = CHR$(13) OR AP = CHR$(27) THEN RETURN ELSE GOTO
  Teclado
Tecladol1:     MY = ASC(RIGHT$(AP, 1))
  IF MY <> 80 AND MY <> 72 THEN GOTO Teclado3
  COLOR 15, 0: LOCATE LY, LXI - 1: PRINT AM: AM = ""
  IF MY = 80 THEN LY = LY + YDS ELSE LY = LY - YDS
  IF LY = LYF + YDS THEN LY = LYI ELSE IF LY = LYI - YDS
  THEN LY = LYF
Teclado2:     FOR LX = LXI - 1 TO LXF - 2: AM =
  AM+CHR$(SCREEN(LY, LX)): NEXT LX
  COLOR 0, 7: LOCATE LY, LXI - 1, 0: PRINT AM;
  COLOR 15, 0: IF LXI - 2 > 0 THEN LOCATE LY, LXI - 2, 0:
  PRINT SPC(1);
Teclado3:     RETURN
Presentacion:  LOCATE LYI + 1, 31: PRINT "PARAMETROS DEL
SISTEMA"
  PRINT TAB(34); "*Datos en p.u.": PRINT
  PRINT TAB(11); APO; STRING$(36, 46); USING " Po
  #####.# H.P."; PT
  PRINT TAB(11); AVL; STRING$(20, 46); USING " V1
  #####.# V."; VL
  PRINT TAB(11); AWM; STRING$(26, 46); USING " Wm
  ##### rpm"; WM

```

```

PRINT TAB(11); ANP; STRING$(29, 46); " Np "; USING "
### "; NP
PRINT TAB(11); ARS; STRING$(22, 46); "*Rs "; USING "
##.####"; RS
PRINT TAB(11); ARR; STRING$(24, 46); "*Rr "; USING "
##.####"; RR
PRINT TAB(11); AXS; STRING$(22, 46); "*Xs "; USING "
##.####"; XS
PRINT TAB(11); AXR; STRING$(24, 46); "*Xr "; USING "
##.####"; XR
PRINT TAB(11); ARF; STRING$(22, 46); "*Rf "; USING "
##.####"; RF
PRINT TAB(11); AXF; STRING$(23, 46); "*Xf "; USING "
##.####"; XF
PRINT TAB(11); AHI; STRING$(24, 46); USING " HI
##.#### SEG."; HI
PRINT TAB(11); ADA; STRING$(27, 46); USING " α
### °"; DA
IF IOP = 4 THEN GOTO Conmuta1 ELSE GOTO Conmuta2
Conmuta1: PRINT TAB(11); ARK; STRING$(18, 46); "*Rk
"; USING " ##.####"; RK
PRINT TAB(11); AXK; STRING$(19, 46); "*XK "; USING "
##.####"; XK
Conmuta2: LYF = CSRLIN: RETURN
Ingresorespuestas: U$ = INPUT$(1)

IF U$ = "S" OR U$ = "s" THEN U = 1 ELSE IF U$ = "N" OR
U$ = "n" OR U$ = CHR$(13) OR U$ = CHR$(27) THEN U = 2
ELSE BEEP: GOTO Ingresorespuestas
RETURN
Ingresodatnum: DT = 0: DT$ = "": LOCATE Y, X, 1: U$ =
INPUT$(1)
IF U$ = CHR$(13) OR U$ = CHR$(27) THEN RETURN: IF
(ASC(U$) < 48 AND ASC(U$) <> 46 AND ASC(U$) <> 43 AND
ASC(U$) <> 45) OR ASC(U$) > 57 THEN BEEP: GOTO
Ingresodatnum
LOCATE Y, X: PRINT U$: SPC(N); : DT$ = DT$ + U$: IF N =
1 THEN GOTO Ingresodatnum1
FOR I = 2 TO n
Ingresodatnum2: LOCATE Y, X + I - 1: U$ = INPUT$(1)
IF U$ = CHR$(27) THEN DT$ = "": GOTO Ingresodatnum3
ELSE IF U$ = CHR$(13) THEN GOTO Ingresodatnum1
IF ASC(U$) = 8 AND I > 1 THEN I = I - 1: DT$ =
LEFT$(DT$, I - 1): LOCATE Y, X + I - 1: PRINT SPC(1); :
GOTO Ingresodatnum2
IF (ASC(U$) < 48 AND ASC(U$) <> 46) OR ASC(U$) > 57
THEN BEEP: GOTO Ingresodatnum2
LOCATE Y, X + I - 1: PRINT U$: DT$ = DT$ + U$
NEXT I
Ingresodatnum1: DT = VAL(DT$): IF DT < MN OR DT > MX THEN
BEEP: LOCATE Y, X: PRINT SPC(n); : GOTO Ingresodatnum
Ingresodatnum3: RETURN
Borracuadros: FOR LY = LYF + 1 TO LYI - LDS STEP -1
LOCATE LY, LXI - 3: PRINT SPC(LXF - LXI + 4);

```

```

NEXT LY
RETURN Menu2
Presentdatic: LOCATE LYI, 2: PRINT ASU; STRING$(29 -
LEN(ASU), 46); " ";
PRINT USING "Sbase = ####.## V.A."; SBS; : PRINT
TAB(60); USING "Vbase = ####.## V."; VBS
PRINT TAB(LXF + 2); USING "Ibase = ####.## A."; IBS; :
PRINT TAB(60); USING "Zbase = ####.## Ω"; ZBS;
PRINT TAB(2); ACE1; STRING$(29 - LEN(ACE1), 46); "
"; ACE
PRINT TAB(2); AVOM; STRING$(29 - LEN(AVOM), 46); " ";
TAB(35); VM; UN$
LOCATE CSRLIN, LXI: PRINT AFS; STRING$(29 - LEN(AFS),
46); " "; FS; "Hz."
LOCATE CSRLIN + U, LXI: PRINT "Sistema de Referencia:";
STRING$(7, 46); TAB(35); ASR
ATC2 = MID$(ATC, 7, 38)
LOCATE CSRLIN + U, LXI: PRINT "Carga seleccionada:";
STRING$(10, 46); TAB(35); ATC2
IF ITC > 1 THEN PRINT TAB(35); USING "Torque de carga =
##.### p.u."; TC ELSE PRINT TAB(35); "Torque de carga =
0"
Presentdatic4: LOCATE CSRLIN, LXI: PRINT ACR1; STRING$(29 -
LEN(ACR1), 46); " ";
IF ICO = 0 THEN PRINT TAB(35); ACR: PRINT SPC(78); :
GOTO Presentdatic6
PRINT TAB(35); USING "Resistencia de
conmut.=##.###p.u."; RK
PRINT TAB(35); USING "Reactancia de conmut.=##.###p.u.";
XK
Presentdatic6: RETURN
Grabdat: OPEN "ARCD" FOR OUTPUT AS #1
Grabdat2: PRINT #1, IOP, ITC, ICE, ICO, IGA
PRINT #1, PT, VL, WM, NP, RS, RR, RF, XS, XR, XF, XM,
HI, DA
PRINT #1, PPC, S, IBS, ZBS
PRINT #1, VM, FS
PRINT #1, SBS, VBS, TC, TCV, XK, RK
PRINT #1, ACE1; ", "; AVOM; ", "; AFS; ", "; ATC1; ", ";
ACR1
PRINT #1, ASR; ", "; APO; ", "; AVL; ", "; AWM; ", "; ANP;
", "; ARS; ", "; ARR; ", "; ARF
PRINT #1, AXS; ", "; AXR; ", "; AXF; ", "; AXM; ", "; AHI;
", "; ADA; ", "; ARK; ", "; AXK; ", "; ATA
PRINT #1, ACE; ", "; ASU; ", "; ATC; ", "; UN$; ", "; ACR
IF IOP = 4 THEN GOTO Grabdat1
FOR J = 1 TO ND
IF J = ND THEN PRINT #1, MX(J); MN(J) ELSE PRINT #1,
MX(J); MN(J);
NEXT J
Grabdat1: CLOSE
RETURN
Errores: CLOSE : BEEP: CLS : LOCATE 8, 10: PRINT "!!
ERROR ;i...";

```

```

IF ERR = 0 OR ERR = 6 THEN PRINT "Algún dato es
incorrecto. Revise sus datos": GOTO Errores1
IF ERR = 61 THEN PRINT "El diskette está lleno": GOTO
Errores1 ELSE IF ERR = 71 THEN PRINT "El diskette no
está listo": GOTO Errores1
IF ERR = 72 THEN PRINT "El diskette está defectuoso"
ELSE PRINT "De archivo o de aparato de E/S"
Errores1: LOCATE 10, 20: PRINT "Pulse una tecla para
regresar al Menú Principal"
U$ = INPUT$(1): IF ERR = 0 THEN RETURN Menu ELSE RESUME
Menu
Fin: LOCATE 23, 65: PRINT "Desea salir? (S/N) N"; : GOSUB
Ingresorespuestas
IF U = 1 THEN CLS : END ELSE IF U = 2 THEN LOCATE 23,
65: PRINT STRING$(38, " "); : GOTO Menu1
Opnorealiz: BEEP: LOCATE 23, 6: PRINT "Esta opción no se
puede realizar...Pulse una tecla para"; : PRINT
"regresar al Menú Principal";
U$ = INPUT$(1)
LOCATE LY, LXI - 1: PRINT AM: LOCATE 23, 6: PRINT
SPC(70); : AM = ""
GOTO Menu2
Trazar: GOSUB Titulos
SCREEN 0, 0, 0, 0: SCREEN 3
IF IOP = 6 THEN MAX = CINT(MAX + .49): MIN = CINT(MIN +
.49 * SGN(MIN)): IF MAX - MIN <= .05 THEN MIN = 0: MAX
= 1
GRYL = MAX - MIN: GXF = VAL(LEFT$(STR$(GXF), 4))
VIEW (45, 45)-(636, 300), , 1: WINDOW (GX1, MIN)-(GXF,
MAX)
LINE (GX1, 0)-(GXF, 0): DX = 36: DY = 42: PTX = 0
IF GRYL <= 3 THEN PASO = .1 ELSE IF GRYL <= 5 THEN PASO
= .2 ELSE IF GRYL <= 15 THEN PASO = .5 ELSE PASO = 1
FOR G! = MIN TO MAX + .001 STEP PASO
G = VAL(LEFT$(STR$(G), 4))
LINE (GX1, G)-(GX1 + .005 * GXF, G): LINE (GXF - .005 *
GXF, G)-(GXF, G)
IF GRYL * INT(G / (2 * PASO)) <> GRYL * G / (2 * PASO)
THEN GOTO Trazar1
PTY = G: GOSUB Escalas
Trazar1: NEXT
DY = 53: PTY = MIN
IF GXF <= .25 THEN PASO = .05 ELSE IF GXF <= 1 THEN
PASO = .1 ELSE IF GXF <= 2 THEN PASO = .2 ELSE IF GXF
<= 5 THEN PASO = .5 ELSE PASO = 1
FOR G! = GX1 TO GXF + .001 STEP PASO
G = VAL(LEFT$(STR$(G), 4))
LINE (G, .01 * GRYL)-(G, -.01 * GRYL): LINE (G,
MIN)-(G, MIN - SGN(MIN) * .01 * GRYL)
IF LEN(STR$(G)) >= 4 THEN DX = 65 ELSE DX = 51
PTX = G: GOSUB Escalas
NEXT
LOCATE 1, 1: PRINT DATE$: TAB((80 - LEN(AG1)) / 2); AG1
+ "GRAFICO: " + AGR; TAB(72); TIME$;

```

```

LOCATE 23, 10: PRINT AG21; SPC(10); AG23; "CONMUTACION"
LOCATE 2, 5: PRINT ".... Espere un momento ...";
SPC(20);
PSET (W(GRX), W(GRY))
RETURN
Escalas:      NCR = 1 + 4 * LEN(LEFT$(STR$(G), 4)): NDP =
2 * (NCR - 1): DIM R%(1.5 * NCR)
LOCATE 2, 1: PRINT G
CRY = PMAP(PTY, 1): CRX = PMAP(PTX, 0): VIEW: WINDOW
GET (0, 8)-(NDP, 14), R%: PUT (CRX + DX - NDP, CRY +
DY), R%, OR: ERASE R%
LOCATE 2, 1: PRINT SPC(6); : VIEW (45, 45)-(636, 300):
WINDOW (GX1, MIN)-(GXF, MAX)
RETURN
Titulos:      AG1 = "S R E D           "
AG21 = "ESTADO "
AG21 = AG21 + "ESTABLE. VARIABLES qd0"
IF ICE = 1 THEN AG22 = " Delta" ELSE AG22 = " Estrella"
IF ICO = 1 THEN AG23 = "CON " ELSE AG23 = "SIN "
RETURN
Grapdatarch:  MIN = MN(GRY): MAX = MX(GRY): IF MIN > 0
THEN MIN = 0
OPEN "NAR$" FOR INPUT AS #1
FOR J = 0 TO ND: INPUT #1, W(J): NEXT J
GOSUB Trazar
Grapdatarch1: IF EOF(1) OR INKEY$ = CHR$(27) THEN CLOSE :
BEEP: GOTO Fingrafimp
FOR J = 0 TO ND: INPUT #1, W(J): NEXT J
LINE -(W(GRX), W(GRY)): LOCATE 1, 72: PRINT TIME$; :
GOTO Grapdatarch1
Fingrafimp:   LOCATE 5, 55: PRINT "Máx+=";
PRINT USING "###.###"; MX(GRY); : PRINT UGY$
LOCATE 6, 55: PRINT "Máx-=";
PRINT USING "###.###"; MN(GRY); : PRINT UGY$;
LOCATE 2, 5: PRINT "Pulse <<P>> para imprimir"; SPC(59
- POS(0));
Fingrafimp1:  U$ = INPUT$(1): IF U$ <> "P" AND U$ <>
CHR$(27) THEN BEEP: GOTO Fingrafimp1
IF U$ = CHR$(27) THEN GOTO Fingrafimp2
CALL SRPRINTG(AG1$, AGR$, AG21$, AG22$, AG23$)
LOCATE 2, 5: PRINT "Pulse <ESC> para regresar al Menú
Principal"; : PRINT " o <<P>> para imprimir"; SPC(60);
: GOTO Fingrafimp1
Fingrafimp2:  IF IOP = 6 THEN SCREEN 0, 0, 0, 0: GOTO
Selecgaf5 ELSE GOTO Menu

```

```

#####
# A Y U D A #
#####

```

```

Ayuda: CLS
SCREEN 0, 0, 0, 0
COLOR 15, 0

```

```

PRINT TAB(10); "SIMULACION DIGITAL DE UN SIST. RECUP.
DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO"
PRINT TAB(10); "          A          Y          U          D          A
"
PRINT TAB(5); STRING$(76, 196)
COLOR 7, 0
PRINT TAB(5); "Este programa sirve para obtener las
curvas de estado estable de voltajes, "
PRINT TAB(5); "corrientes y torque, en variables qdo
versus wr, para el Sistema Recupera- "
PRINT TAB(5); "dor de la Energia de Deslizamiento
(SRED)."
```

El programa trabaja interactivamente con el usuario. Al iniciar su ejecución asegúrese de que la tecla [Caps Lock] este en ON y la tecla [Num Lock] en OFF, para una operación correcta del programa.

```

COLOR 15, 0
PRINT TAB(10); "M E N U          P R I N C
I P A L"
COLOR 7, 0
PRINT TAB(5); "Permite la selección de las diferentes
opciones del programa, esto se lo ---"
PRINT TAB(5); "hace usando las teclas del cursor y la
tecla ENTER, para salirse del progra-"
PRINT TAB(5); "ma use <Esc> y para Ayuda pulse <F1>."
COLOR 15, 0: PRINT TAB(5); "INGRESAR PARAMETROS: "; :
COLOR 7, 0: PRINT "Presenta una pantalla que muestra
todos los paráme---"
PRINT TAB(5); "tros del sistema en p.u., se los puede
revisar o modificar. El ingreso de --"
PRINT TAB(5); "nuevos valores se lo puede realizar en
p.u. o en unidades S.I., el programa "
PRINT TAB(5); "se lo pregunta previamente."
COLOR 15, 0: PRINT TAB(5); "SELECCIONAR CARGA: "; :
COLOR 7, 0: PRINT "Permite elegir el tipo de carga
acoplada el eje de la "
PRINT TAB(5); "máquina como función de la velocidad y
el valor en p.u. del torque de carga "
PRINT TAB(5); "para velocidad nominal."
COLOR 15, 0: PRINT TAB(5); "DATOS ADICIONALES: "; :
COLOR 7, 0: PRINT "Permite ingresar datos adicionales
necesarios para la --"
PRINT
PRINT TAB(5); "Pulse <M> para más información"
102 : U$ = INPUT$(1)
IF U$ <> "M" AND U$ <> "m" THEN 102
CLS
COLOR 15, 0
PRINT TAB(10); "SIMULACION DIGITAL DE UN SIST. RECUP.
DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO"
PRINT TAB(10); "          A          Y          U          D          A
"

```

```

PRINT TAB(5); STRING$(76, 196)
COLOR 7, 0
PRINT TAB(5); "simulación como: Valores Base; Conexión
del Estator; Frecuencia de la red; "
PRINT TAB(5); "Voltaje de alimentación; Sistema de ref.
y Conmutación del Rectificador."
COLOR 15, 0
PRINT TAB(5); "IMPRESION DE DATOS: "; : COLOR 7, 0:
PRINT "Permite imprimir datos y demás condiciones de la
simu-"
PRINT TAB(5); "lación, los cuales se pueden verificar
previamente."
COLOR 15, 0: PRINT TAB(5); "INICIAR SIMULACION: "; :
COLOR 7, 0: PRINT "Permite la simulación del estado
estable de funcionami-"
PRINT TAB(5); "ento (variables qdo vs. wr)"
COLOR 15, 0: PRINT TAB(5); "Estado Estable: "; : COLOR
7, 0: PRINT "Gráficos qdO=f(wr)."
PRINT TAB(5); "En esta opción: primero escoje gráfico a
mirar, limites del gráfico, puede -"
PRINT TAB(5); "grabar el gráfico. Luego se inicia la
solución de ecuaciones. La selección"
PRINT TAB(5); "del gráfico se hace mediante un submenú.
Los limites del gráfico se dan ---"
PRINT TAB(5); "en p.u. y se pueden modificar a elección
del usuario. Se puede grabar los -"
PRINT TAB(5); "datos en un archivo para su posterior
graficación en la pantalla o en impre-"
PRINT TAB(5); "sora. El proceso concluye o se
interrompe cuando wr alcanza el valor de 1 -"
PRINT TAB(5); "en p.u., o pulsando < Esc >
respectivamente. "
COLOR 15, 0: PRINT TAB(5); "IMPRESION DE GRAFICOS: ";
: COLOR 7, 0: PRINT "Permite graficar en pantalla o en
una impresora -"
PRINT TAB(5); "los resultados grabados en un archivo
durante la simulación de algún caso."
PRINT TAB(5); "El programa le pide el nombre del
archivo, en el cual se hallan los datos, -"
PRINT
PRINT TAB(5); "Pulse <M> para más información."
103 : U$ = INPUT$(1)
IF U$ <> "M" AND U$ <> "m" THEN 103
CLS
COLOR 15, 0
PRINT TAB(10); "SIMULACION DIGITAL DE UN SIST. RECUP.
DE LA ENERGIA DE DESLIZAMIENTO."
PRINT TAB(10); " A Y U D A
"
PRINT TAB(5); STRING$(76, 196)
COLOR 7, 0
PRINT TAB(5); "luego carga a memoria los datos de la
simulación desde un archivo auxiliar y"
PRINT TAB(5); "presenta un submenú con los gráficos que

```



```

GOSUB Srp
LOCATE 24, 1
PRINT "Imprimiendo...Por favor espere..."; SPC(81 -
POS(0)); : LPRINT
LPRINT SPC(15); "ESCUELA POLITECNICA NACIONAL"
LPRINT SPC(15); "FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA"
LPRINT SPC(15); "SIMULACION DIGITAL DE UN SISTEMA
RECUPERADOR DE LA ENERGIA"
LPRINT SPC(15); "DE DESLIZAMIENTO"
LPRINT SPC(15); STRING$(65, 196)
LPRINT SRC(15); "FECHA: "; DATE$, TAB(65); "HORA: ";
TIME$
LPRINT
LPRINT SPC(15); "ALIMENTACION TRIFASICA BALANCEADA"
IF ICE = 1 THEN LPRINT SPC(15); "ESTATOR EN DELTA" ELSE
LPRINT SPC(15); "ESTATOR EN ESTRELLA"; : LPRINT SPC(3);
"SYSTEMA DE REFERENCIA: rotando a we"
IF ITC = 1 THEN LPRINT SPC(15); "TIPO DE "; ATC$ ELSE
LPRINT SPC(15); "TIPO DE "; ATC$
LPRINT
LPRINT SPC(15); "PARAMETROS DEL SISTEMA"
LPRINT SPC(15); STRING$(22, 196)
LPRINT
LPRINT SPC(15); AVL$; TAB(56); "Vl= "; USING "#####.##
Volt."; VL
LPRINT SPC(15); AFS$; TAB(56); "f= "; USING " ###
Hz"; FS
LPRINT : LPRINT SPC(15); "M A Q U I N A   D E   I N D U
C C I O N : "
LPRINT
LPRINT SPC(15); APO$; TAB(45); "Po= "; USING "#####.##
H.P."; PT
LPRINT SPC(15); AWM$; TAB(45); "wm= "; USING "#####
rpm"; WM
LPRINT SPC(15); ANP$; TAB(45); "Np= "; USING "####"; NP
LPRINT SPC(15); ARS$; TAB(44); "*rs= "; USING
"##.####"; RS
LPRINT SPC(15); AXS$; TAB(44); "*Xls= "; USING
"##.####"; XS
LPRINT SPC(15); AXM$; TAB(44); "*Xm= "; USING
"##.####"; XM
LPRINT SPC(15); ARR$; TAB(44); "*rr'= "; USING
"##.####"; RR
LPRINT SPC(15); AXR$; TAB(44); "*Xlr'= "; USING
"##.####"; XR
LPRINT SPC(15); AHI$; TAB(45); "Hi= "; USING "##.####
seg."; HI
LPRINT : IF ICO = 1 THEN GOTO Srp0 ELSE GOTO Srp4
Srp0: LPRINT SPC(15); "C O N V E R S O R E S : "
LPRINT
LPRINT SPC(15); ARK$; TAB(44); "*rk'= "; USING "
##.####"; RK
LPRINT SPC(15); AXK$; TAB(44); "*xk'= "; USING "
##.####"; XK

```

```

LPRINT SPC(15); ADA$; TAB(45); "α= "; USING " ###
°"; DA
LPRINT
Srp4: LPRINT SPC(15); "F I L T R O : "
LPRINT
LPRINT SPC(15); ARF$; TAB(44); "*rf'= "; USING "
##.####"; RF
LPRINT SPC(15); AXF$; TAB(44); "*xf'= "; USING "
##.####"; XF
LPRINT
LPRINT SPC(15); "VALORES BASE: "
LPRINT
LPRINT SPC(15); USING "Sbase= ####.## V.A."; SBS
LPRINT SPC(15); USING "Vbase= ####.## Volt."; VBS
LPRINT SPC(15); USING "Ibase= ####.## A."; IBS
LPRINT SPC(15); USING "Zbase= ####.## Ω."; ZBS: WBS = 2
* PI * FS
LPRINT SPC(15); USING "Wbase= ####.## rad/seg."; WBS
IF ITC >= 1 THEN LPRINT SPC(15); ATC1$; ":"; TAB(44);
"*Tc= "; USING " #.####"; TC
LPRINT
LPRINT TAB(40); "* Datos en por unidad."
GOTO Finsub
Srp: OPEN "SRED{CS}.DAT" FOR INPUT AS #1
INPUT #1, IOP, ITC, ICE, ICO, IGA
INPUT #1, PT, VL, WM, NP, RS, RR, RF, XS, XR, XF, XM,
HI, DA
INPUT #1, PPC, S, IBS, ZBS
INPUT #1, VM, FS
INPUT #1, SBS, VBS, TC, TCV, XK, RK
INPUT #1, ACE1$, AVOM$, AFS$, ATC1$, ACR1$
INPUT #1, ASR$, APO$, AVL$, AWM$, ANP$, ARS$, ARR$,
ARF$
INPUT #1, AXS$, AXR$, AXF$, AXM$, AHI$, ADA$, ARK$,
AXK$, ATA$
INPUT #1, ACE$, .ASU$, ATC$, UN$, ACR$
CLOSE
KILL "SRED{CS}.DAT"
RETURN
Finsub: END SUB

```

SUBPROGRAMA PARA IMPRESION DE GRAFICOS DESDE PANTALLA

```

SUB SRPRINTG (AG1$, AGR$, AG21$, AG22$, AG23$) STATIC
LOCATE 2, 5: PRINT "Prepare la impresora Y pulse
<ENTER> para imprimir";
PRINT " o <ESC> para regresar al Menú Principal";
SPC(81 - POS(0));
Srp2: U$ = INPUT$(1)

```

```

IF U$ = CHR$(27) THEN GOTO Srpg1 ELSE IF U$ <> CHR$(13)
THEN BEEP: GOTO Srpg2
LPRINT CHR$(27); "@"
LPRINT CHR$(27); CHR$(71); CHR$(15)
LPRINT CHR$(27); "1"; CHR$(26); TAB(5 + (50 -
LEN(AG1$)) / 2);
LPRINT AG1$; TAB(56); "GRAFICO: "; AGR$; : LPRINT
CHR$(27); "@";
LOCATE 3, 4: PRINT SPC(17); "Imprimiendo...Espere por
favor"; SPC(81 - POS(0));
VIEW: WINDOW: LPRINT CHR$(27); "1"; CHR$(16);
WIDTH "LPT1:", 255: LPRINT CHR$(27); "A"; CHR$(8);
FOR L = 42 TO 303 STEP 8
LPRINT CHR$(27); "*"; CHR$(1); CHR$(128); CHR$(2);
FOR X = 0 TO 639
U = 0: IF 639 - X > 8 THEN DIM R%(5): GET (X, L)-(X +
7, L + 7), R% ELSE GOTO Srpg3
IF R%(2) <> 0 OR R%(3) <> 0 OR R%(4) <> 0 OR R%(5) <> 0
THEN ERASE R%: GOTO Srpg3
LPRINT CHR$(0); CHR$(0); CHR$(0); CHR$(0); CHR$(0);
CHR$(0); CHR$(0); CHR$(0);
ERASE R%: X = X + 7: GOTO Srpg4
Srpg3: FOR Y = L TO L + 7: PUN = ABS(POINT(X, Y)): U = U +
PUN * 2 ^ (L - Y + 7): NEXT Y
LPRINT CHR$(U);
Srpg4: NEXT X
LPRINT
NEXT L
LPRINT CHR$(27); CHR$(71); CHR$(15);
LPRINT TAB(28 + (25 - LEN(AG21$)) / 2); AG21$; TAB(5);
"GRAFICO: "; AGR$
LPRINT TAB(10); "ALIMENTACION TRIFASICA."; TAB(5);
"ESTATOR EN: "; AG22$; TAB(5); AG23$; "CONMUTACION"
LPRINT CHR$(27); "@"
Srpg1: END SUB

```

ANEXO D

MANUAL DE USO DEL PROGRAMA

GENERALIDADES.

El programa desarrollado permite obtener gráficos en variables qdo versus wr , del Sistema Recuperador de la Energía de Deslizamiento. Permite predecir el funcionamiento de estado estable de este dispositivo, bajo condiciones normales de carga y alimentación.

El lenguaje de programación utilizado es el Quick Basic, versión 4.5, el cual tiene las siguientes características:

- Optimiza el tiempo de ejecución del programa.
- Tiene un editor de texto versátil.
- Posee un conjunto de instrucciones, que permite una rápida manipulación de información (de caracteres y de números).
- Posee instrucciones para el manejo de la pantalla y para manejo de gráficos.
- Posee ensamblador y depurador.
- Permite la comunicación serial, etc..

El programa está destinado para ejecutarse en los computadores IBM PC/XT/AT/PS o compatibles con memoria RAM de 384 Kilobytes, con una o dos unidades de diskette o con un disco fijo; tarjeta de gráficos Hércules o monocromática compatible. En caso de que el computador posea otra tarjeta de gráficos diferente, debe utilizarse un programa emulador previo al desencadenamiento del programa. El Sistema Operativo es el DOS, de versión mayor a la 2.10.

ARCHIVOS DEL PROGRAMA.

El paquete desarrollado consta de los siguientes archivos:

- SRED.EXE
- SRED.INI
- SREDPRINT.BAS
- SRPRINTG.BAS
- SRED.BAS
- BRUN45.EXE

Los archivos de extensión .BAS son los programas fuente escritos en lenguaje Quick Basic. ver. 4.5, así:

- SRED.BAS, contiene el programa principal.
- SREDPRINT.BAS, contiene el subprograma que imprime los datos y condiciones de simulación.
- SRPRINTG.BAS, contiene el subprograma para imprimir el gráfico desde la pantalla a la impresora.

Los otros archivos son:

- SRED.INI, contiene los datos de indicadores, parámetros, variables numéricas y de caracteres, con los que se inicia el programa.
- SRED.EXE, es el programa ejecutable.
- BRUN45.EXE, es una librería propia del Quick Basic, útil en la compilación y ejecución del programa.

Es preferible tener todos estos archivos en un solo directorio, para evitar usar el comando PATH del DOS, al compilar o ejecutar el programa.

DESCRIPCION DE OPCIONES DEL MENU PRINCIPAL.

Para un funcionamiento correcto del programa se requiere que la tecla [Caps Lock] este en ON y [Num Lock] en OFF.

El programa trabaja, en forma interactiva con el usuario, al iniciar su ejecución, un Menú Principal muestra seis opciones, las cuales se pueden seleccionar con la ayuda de las teclas del cursor y la tecla ENTER. Se puede invocar ayuda general con la tecla F1 y se puede salir del programa usando Esc.

El orden como aparecen las diferentes opciones del Menú Principal, es el siguiente:

Menú Principal.

- INGRESO DE PARAMETROS.
- SELECCION DE CARGA.
- INGRESO DE DATOS ADICIONALES.
- IMPRESION DE DATOS.
- INICIO DE SIMULACION.
- IMPRESION DE GRAFICOS.

Los procesos que se desencadenan al escojer c/u de estas opciones son:

Ingreso de Parámetros.- Presenta una pantalla que muestra todos los parámetros del Sistema Controlador a simularse, los cuales pueden ser revisados o modificados. Los parámetros están en p.u., el ingreso de nuevos valores se lo puede realizar en p.u. o en unidades S.I., para lo cual el programa le hace la respectiva pregunta al usuario.

Selección del Tipo de Carga.- Esta opción permite elegir el tipo de carga acoplada al eje de la máquina como función de la velocidad e ingresar el valor del torque de carga en p.u. para velocidad nominal.

Ingreso de Datos Adicionales.- Esta opción permite el ingreso de datos adicionales necesarios para la simulación, tales como : valores base, alimentación y conexión del estator, y la conmutación del rectificador.

Igual a la opción de ingreso de parámetros, el programa pregunta al usuario si desea o no incluir el proceso de conmutación. El ingreso de datos se lo hace con ENTER, si un dato está fuera de límite o es erróneo, el programa produce un sonido de aviso.

Impresión de Datos.- Permite imprimir datos y demás condiciones de la simulación, los cuales se pueden verificar previamente. La impresión de datos usa el subprograma "SREDPRINT".

Inicio de la Simulación.- Al escoger esta opción, se desencadena la simulación del sistema.

Se puede obtener los gráficos de variables q_d versus ω_r de estado estable:

Primeramente debe seleccionarse el gráfico a mirar durante la simulación, luego se ingresan los límites del gráfico y se indica si se desea grabar los resultados, luego de lo cual se inicia la resolución de ecuaciones.

La selección del gráfico se la hace mediante un submenú, los límites para el gráfico se dan en p.u., y pueden ser modificados por el usuario. El programa en esta opción le pregunta al usuario si desea almacenar la información de los gráficos en un disco para su posterior uso, preguntando el nombre del archivo de datos.

Luego de resolver las ecuaciones y si se eligió su

almacenamiento, este se hace secuencialmente. El proceso concluye al alcanzar w_r el valor de 1 en p.u. y se interrumpe pulsando <Esc>.

El archivo de datos toma información en forma secuencial desde el vector W , que de acuerdo al estado de funcionamiento va almacenando datos de la siguiente manera.

Estado Estable.

$W(0)$	w_r
$W(1)$	I_{qs}
$W(2)$	I_{ds}
$W(3)$	V_{qs}
$W(4)$	V_{ds}
$W(5)$	V_{qr}
$W(6)$	I_{qr}
$W(7)$	T_e
$W(8)$	T_L
$W(9)$	I_{dc}
$W(10)$	V_r
$W(11)$	V_i

Impresión de gráficos.- Permite graficar en pantalla o en una impresora los resultados

grabados en un archivo durante la simulación. El programa le pide el nombre del archivo en que se hallan los datos, luego carga a memoria los datos de la simulación desde un archivo auxiliar y presenta un submenú con los gráficos que se desea observar, el ajuste de límites del gráficos es automático y en base a los valores máximo y mínimo. Luego se grafica en pantalla, aquí le pregunta si desea imprimir en la impresora o si desea ver otro gráfico, para la impresión en impresora se usa el subprograma

"SRPRINTG".

Al regresar al menú principal se quedan almacenados en memoria, los datos y condiciones con que se realizó la simulación. Si se desea otras condiciones hay que revisar los datos y parámetros de nuevo.

En todos los casos se puede abandonar el programa con <Esc>.

LISTADO DE PRINCIPALES VARIABLES UTILIZADAS:

Los nombres de las variables utilizadas en el programa se han seleccionado en su mayoría, a partir de las letras iniciales del nombre al que representan, de conformidad a la nomenclatura de textos y trabajos de tesis previos. Los indicadores del programa inician con I, las variables alfanuméricas con A; las variables de salida se guardan en un vector W. A continuación se da una lista en orden alfabético de las variables más importantes.

ATC = "Tipo de carga" o "Carga"
AFS = "Frecuencia"
ATA = "Alimentación"
APD = "Potencia"
AVL = "Voltaje nominal de línea"
AWM = "Velocidad mecánica"
ANP = "Número de polos"
ARS = "Resistencia del estator"
ARR = "Resistencia del rotor"
AXS = "Reactancia del estator"
AXR = "Reactancia del rotor"
ARF = "Resistencia del filtro"
AXF = "Reactancia del filtro"
AXM = "Reactancia de magnetización"
AHI = "Constante de inercia"
ADA = "Angulo de disparo de tiristores"

ARK = "Resistencia de Conmutación"
AXK = "Reactancia de Conmutación"
ASU = "Valores base"
ACE1 = "Estator conectado en:"
AVO1 = "Voltaje de línea"
ATC1 = "Torque de carga:"
AG21 = "Estado"
AG1 = "Sist. Recup. Energia de Deslizamiento."
AG22 = "Delta" o "Estrella"
AG23 = "Con" o "Sin"
ASR = "Rotando sincrónicamente (we)"
DA = Angulo de atraso
FS = Frecuencia de estator
HI = Constante de inercia
IBS = Corriente Base
ICE = Indicador de conexión del estator
IGA = Indicador de grabación en archivo
IPO = Indicador de operación
ITC = Indicador de tipo de carga
ICO = Indicador de conmutación en el rectificador
MAX = Máximo positivo
MIN = Máximo negativo
NP = Número de polos
PT = Potencia
PPC = Potencia trifásica en watts
RS = Resistencia de estator
RR = Resistencia de rotor
RF = Resistencia del filtro
RK = Resistencia de conmutación
SBS = Potencia base
S = Deslizamineto
TEL = Torque electromagnético
TC = Torque de carga
VL = Voltaje de línea
VBS = Voltaje base
WM = Velocidad mecánica

WS = Velocidad sincrónica
XS = Reactancia de estator
XR = Reactancia de rotor
XM = Reactancia de magnetización
XF = Reactancia del filtro
XK = Reactancia de conmutación
ZBS = Impedancia base

EJECUCION DEL PROGRAMA.

Se puede ejecutar el programa usando el disco duro o las dos unidades de diskette.

Primeramente vamos a indicar el proceso a seguirse usando dos unidades de diskette.

- 1) Inserte el diskette de programas en la unidad A: y el de datos en la unidad B:.
- 2) Verifique que todos los archivos del programa se hallen en el directorio raíz A:.
- 3) A partir del Sistema Operativo (DOS) y desde el directorio raíz A:, inicie la ejecución del programa tecleando,

A> SRED [Enter]

En este instante se cargan en memoria el programa principal SRED.EXE y los subprogramas, luego se cargan los datos iniciales y se visualiza en la pantalla el Menú Principal.

- 4) Con el cursor iluminando la opción INGRESO DE PARAMETROS, pulse [Enter] y aparece una pantalla que muestra los parámetros del sistema, verifique los datos, si desea cambiar algún dato, ubíquese con las

teclas del cursor en el dato a cambiarse y pulse [Enter], aquí el programa le pregunta si desea ingresar los datos en p.u. o con las unidades normalizadas, responda si o no de acuerdo a su elección, luego ingrese el nuevo valor y pulse [Enter], si va a modificar otro dato repita el proceso anterior. Revise una vez más los datos y sálgase al Menú Principal pulsando [Esc].

5) Con las teclas del cursor y dentro del Menú Principal, seleccione la opción TIPO DE CARGA, luego de que pulse [Enter], aparece una ventana con un submenú que indica las posibles cargas simularse, el cursor aparece iluminando la opción "en vacío", con el cursor selecciona la carga y con [Enter] se legaliza la elección. Al seleccionar una carga diferente a la condición "en vacío", el programa le presenta el valor del torque de carga, el cual puede mantenerlo o modificarlo, se lo modifica pulsando [Enter], luego se ingresa el dato y nuevamente se pulsa [Enter] para legalizar el cambio. Una vez hecho esto salga al Menú Principal pulsando [Esc].

6) Dentro del Menú Principal seleccione la opción DATOS ADICIONALES siguiendo el proceso indicado, aparecerá una pantalla con datos y condiciones adicionales para la simulación, los cuales puede verificar o cambiar, el proceso es igual al mencionado en la opción Ingreso de Parámetros. Para salir de esta opción al Menú Principal, pulse [Esc].

7) Desde el Menú Principal, si desea imprimir los datos y demás condiciones de la simulación, seleccione la opción IMPRESION DE DATOS, aparecerán dos pantallas con los datos a imprimirse, verifique que sean los correctos, prepare la impresora, imprima si no desea

imprimir regrese al Menú Principal pulsando [Esc].

8) Una vez ingresado los parámetros, carga y condiciones para la simulación y desde el Menú Principal, escoja la opción INICIO DE SIMULACION. Aparece una pantalla para la selección de los gráficos de las variables del sistema, la selección se hace con las teclas del cursor, luego pulse [Enter] para continuar, el programa le pregunta si desea grabar los datos en un archivo y en caso de que responda afirmativamente le pide el nombre para dicho archivo, tenga presente que su diskette de datos está en la unidad B: por lo tanto al ingresar el nombre del archivo haga referencia a dicha unidad.

Siguiendo con el proceso el programa le presenta los límites en p.u. de los gráficos, los cuales puede mantener o cambiarlos, si los mantiene pulse [Enter] o si los cambia ubíquese en el valor respectivo e ingrese el dato. Espere que se termine el proceso de simulación y luego retorne al Menú Principal pulsando [Esc]. Asegúrese que el diskette de datos tenga la suficiente capacidad de memoria y se halle en la unidad B:.

9) Terminada la simulación y desde el Menú Principal escoja la opción IMPRESION DE GRAFICOS, el programa le preguntará que ingrese el nombre del archivo en donde se hallan los datos, ingrese el nombre y aparecerá la pantalla respectiva para seleccionar los gráficos de acuerdo a las condiciones con las cuales se realizó la simulación, pulse [Enter] y aparecerá el gráfico seleccionado en la pantalla, si desea imprimir, aliste la impresora y pulse la tecla [P], o si no pulse las teclas asignadas en el mensaje mostrado en pantalla para escoger otro gráfico o salirse al Menú Principal.

Desde el Menú Principal puede solicitar ayuda pulsando

la tecla [F1], si así lo hace aparecerán tres pantallas con información sobre el programa, para cambiar de pantalla pulse [M] y para regresar al Menú Principal pulse [Esc].

Si desea abandonar el programa salga al Menú Principal y pulse [Esc], el programa le preguntará si desea o no salir.

Al utilizar disco fijo (C:), asegúrese que los archivos del programa estén en un subdirectorio y los de datos en otro subdirectorio o de preferencia asigneles una unidad de diskette. También es conveniente que previo a la ejecución del programa se asegure que el disco fijo o los diskettes que use estén libres de virus.

NOTAS IMPORTANTES.

* La modelación del sistema está en variables qd0, el sistema de referencia rota sincrónicamente, (w=we).

* Si se realiza modificaciones al programa fuente (.BAS), la compilación debe hacerse usando el archivo COMPILA.BAT. Este proceso se lo debe realizar usando un computador con disco fijo, de debe tener en un solo directorio todos los archivos fuente y el Compilador Quick Basic.

* Si el Computador no posee la tarjeta de gráficos Hércules o una compatible, debe correrse previamente un programa emulador adecuado.

* Todos los menús presentan un formato semejante, las opciones se seleccionan con las teclas del cursor. El proceso seguido en los menús es el siguiente:

- Una subrutina carga en memoria los límites del menú y presenta las opciones contenidas.
- Luego una subrutina detecta el teclado y mueve el cursor al pulsarse las teclas respectivas.

También se monitorean las teclas ENTER y Esc al escogerse una opción de un menú.

- Cuando se retorna de un submenú, una subrutina borra las opciones contenidas.

* El programa está diseñado para trabajar con alimentación trifásica balanceada y los parámetros del sistema en p.u.

* Si se ingresan los datos en unidades S.I., es necesario indicar los valores base, para el proceso de por unitización.

* Se puede escoger la conexión del estator, delta o estrella.

ANEXO E

CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN PARA ANÁLISIS DE CONMUTACION.

El comportamiento de la máquina de inducción en estado estable, es comúnmente estudiado en base del circuito equivalente por fase indicado en la Fig. No. 1-E, en el cual se considera que los parámetros son constantes y que el voltaje de alimentación es de amplitud y frecuencia constante.

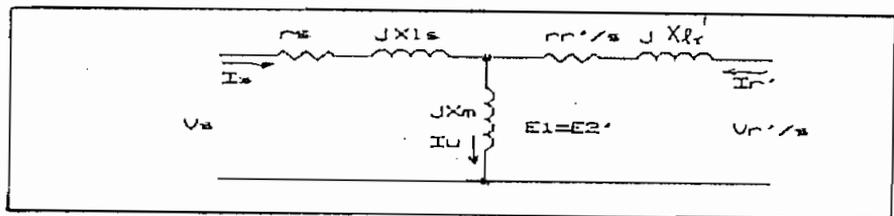


Fig. No. 1-E. Circuito equivalente exacto por fase para la máquina de inducción.

Con fines de facilitar el análisis se considera que la relación de espiras entre el rotor y el estator es 1/1, con lo que el circuito se modifica al de la Fig. No. 2-E. Si la relación de espiras es diferente de 1/1, es necesario recordar que I_r , V_r , z_r , r_r y X_{l_r} deberán leerse como I_r' , V_r' , z_r' , r_r' y X_{l_r}' . Con estas consideraciones se procede a analizar el circuito de la Fig. No. 1-E, con el fin de hallar un nuevo circuito equivalente, útil para otros estudios de la máquina de inducción.

Estator:

La corriente de estator es,

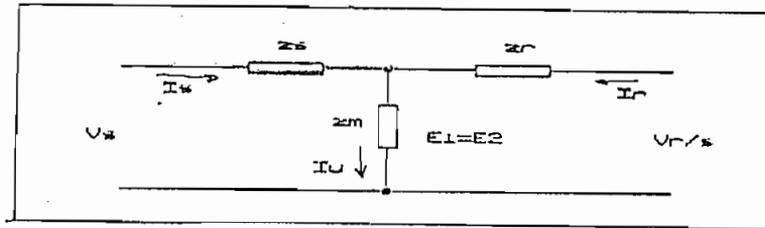


Fig. No. 2-E. Circuito equivalente exacto por fase, para estudio de conmutación.

$$I_u = I_s - I_r = E_1/z_m - E_1/z_r \quad (1-E)$$

El voltaje aplicado es,

$$\begin{aligned} V_u &= E_1 + I_u z_u = E_1 + (I_s - I_r) z_u \\ &= E_1 [1 + (z_u/z_m) - (z_u/z_r)] \end{aligned} \quad (2-E)$$

z_u es pequeña comparada con z_m , pero ambas son inductivas y poseen ángulos de impedancia del mismo orden, por tanto si expresamos,

$$c = 1 + (z_u/z_m) = c \angle \Phi_c \quad (3-E)$$

Siendo c un número complejo ligeramente mayor que la unidad y con un ángulo Φ_c , usualmente negativo, se tiene:

$$V_u = E_1 [c - (z_u/z_r)] \quad (4-E)$$

Rotor:

Procedemos a obtener I_r , en términos de V_u ,

$$\begin{aligned} I_r &= E_1/z_r = V_u / (cz_r - z_u) = V_u / c [(r_r/s) + jX_{1r}] - \\ & (r_u + jX_{1u}) = V_u / (cr_r/s - r_u) + j(cX_{1r} - X_{1u}) \end{aligned} \quad (5-E)$$

La magnitud de la corriente del rotor, si se toma a c como un escalar puro es:

$$I_r = V_w / \sqrt{(cr_r/s - r_w)^2 + (cX_{1r} - X_{1w})^2} \quad (6-E)$$

Torque:

La potencia de entrada al rotor por fase es,

$P_r = I_r^2 r_r / s$ y el torque $T_w = P_r / \omega_w$, por lo tanto,

$$T_w = \frac{1}{\omega_w} * \frac{V_w^2 (r_r/s)}{(cr_r/s - r_w)^2 + (cX_{1r} - X_{1w})^2} \quad (7-E)$$

Si hallamos $dT_w/ds = 0$, para hallar el T_{wmax} , se obtiene el deslizamiento para T_{wmax} como.

$$s_{max} = \pm \frac{cr_r}{\sqrt{r_w^2 + (cX_{1r} - X_{1w})^2}} \quad (8-E)$$

Por lo que:

$$T_{wmax} = \frac{1}{\omega_w} * \frac{V_w^2 / 2c}{\pm r_w + \sqrt{r_w^2 + (cX_{1r} - X_{1w})^2}} \quad (9-E)$$

Corriente de Magnetización:

Con deslizamiento cero ($s=0$), $I_r = 0$, la corriente de magnetización es:

$$I_{w0} = V_w / (z_w + z_m) = V_w / cz_m \quad (10-E)$$

Para deslizamiento diferente de cero, corriente del

rotor diferente de cero, la f.e.m. cae a $E_1 = V_u - I_u z_u$ y la corriente de magnetización será I_u .

Si $I_u = I_u - I_r$ y ponemos $I_u = I_{u0} - I_u$, entonces,

$$I_u = I_{u0} - I_u + I_r = I_r - (E_1/z_m) + (V_u/cz_m) \quad (11-E)$$

Remplazando $E_1 = V_u - (I_{u0} - I_u)z_u$, se tiene:

$$I_u = I_r/c \quad (12-E)$$

Lo que nos conduce a,

$$\begin{aligned} I_u &= I_{u0} - I_u + I_r = I_{u0} + I_u(z_r/z_m) \\ &= I_{u0} + I_u(c-1) \end{aligned} \quad (13-E)$$

En términos de corriente del rotor,

$$I_u = I_{u0} + I_r(c-1)/c = I_{u0} + I_r[z_u/(z_u+z_m)] \quad (14-E)$$

Corriente del estator:

Se tiene que $I_u = I_u - I_r$, por lo que usando la ec. (14-E) se tiene,

$$I_u = I_{u0} + I_r(c-1)/c - I_r$$

$$I_u = V_u/cz_m + I_r(c-1)/c - I_r = (V_u/z_m - I_r)/c \quad (15-E)$$

Esta ecuación puede expresarse por el siguiente circuito equivalente (Fig. No. 3-E)

El cual ofrece algunas ventajas, como por ejemplo permite evaluar a partir de los parámetros de la máquina la inductancia y la resistencia de conmutación del convertidor AC/DC que se coloca en los devanados del rotor con fines de control de velocidad.

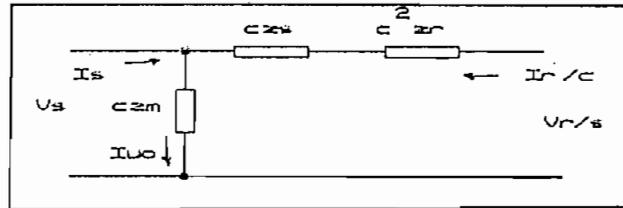


Fig. No. 3-E. Circuito aproximado , derivado del circuito de la Fig. No. 2-E.

Como se puede observar la impedancia del estator, tiene una influencia importante en el comportamiento de la máquina. Generalmente los valores de la reactancia y resistencia equivalentes del rotor y estator son comparables, esto implica que la inductancia del estator no puede ser despreciada sin cometer un error serio.

Dentro de las limitaciones impuestas por la variación de la resistencia y reactancia con la saturación y la frecuencia, las ecuaciones (6-E)-(15-E) pueden ser usadas para calcular el funcionamiento de la máquina.

Circuito para análisis de conmutación:

El circuito final es el de la Fig. No.3-E, de éste se obtiene la siguiente información:

$$c = 1 + (z_s/z_m)$$

c , es un número complejo de módulo c y defasaje ϕ_c .

$$cz_m = z_u + z_m = (r_u + r_m) + j(X_{1u} + X_{1r})$$

$$z_k = cz_u + c^2 z_r = [1+(z_u/z_m)][r_u+jX_{1u}] + [1 + (z_u/z_m)]^2 [r_r/s+jX_{1r}]$$

Muchos autores con fines de simplificación, proponen el circuito de la Fig. No. 4-E, el cual se utiliza en el presente trabajo de tesis.

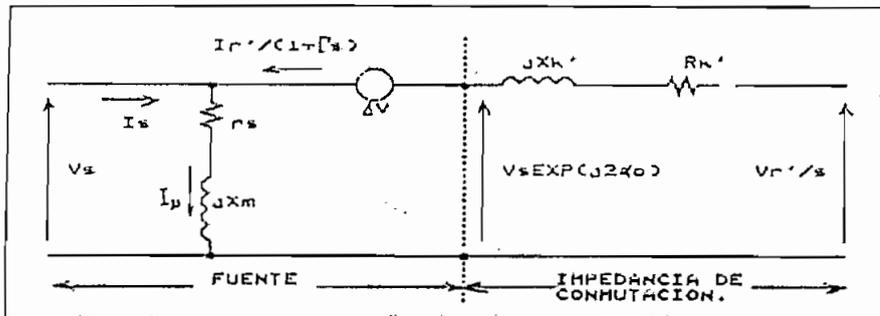


Fig. No. 4-E. Circuito aproximado practico de la máquina de inducción.

Una primera simplificación es:

$$c = 1 + (z_u/z_m) \approx 1 + (X_{1u}/X_m) = 1 + \Gamma_u$$

Donde $\Gamma_u = X_{1u}/X_m$ y es conocido como coeficiente de dispersión del estator, y es un número real. El valor de Γ_u difiere ligeramente del módulo de z_u/z_m , ya que las impedancias son altamente inductivas, por lo tanto la aproximación es válida.

Para las impedancias se tiene:

$$cz_m = (r_u+r_m) + j(X_{1u}+X_m) \approx r_u + jX_m$$

De experiencias prácticas se tiene que $r_m \ll r_u$ y $X_{1u} \ll X_m$, por lo tanto la aproximación también es válida.

$$z_k \approx (1+\Gamma_u)z_u + (1+\Gamma_u)^2 z_r$$

$$z_k \approx (1+\Gamma_u)(r_u + jX_{1u}) + (1+\Gamma_u)^2 (r_r/s + jX_{1r})$$

De donde si separamos la resistencia e inductancia, se tiene:

$$r_k \approx (1+\Gamma_u)r_u + (1+\Gamma_u)^2 r_r/s$$

$$X_k \approx (1+\Gamma_u)X_{1u} + (1+\Gamma_u)^2 X_{1r} \approx (1+\Gamma_u)[X_{1u} + (1+\Gamma_u)X_{1r}]$$

Algunos autores con el fin de ajustar el valor de r_k a los resultados prácticos sugieren la siguiente expresión para la resistencia,

$$r_k \approx r_u + (1 + \Gamma_u)^2 r_r/2$$

También a menudo se coloca una fuente de tensión en serie a z_k , la cual representa la caída de tensión, originada por la corriente de magnetización, en las impedancias z_u y z_r , el error cometido al despreciar esta caída es insignificante ya que el valor de la fuente es ΔV , es por esta razón que a veces no se coloca.

Ahora se puede dividir la Fig. No. 4-E, en dos partes, una que constituye lo que se denomina Fuente y el resto del circuito al que se puede considerar la impedancia de conmutación.

Debido a la impedancia del estator y a la fuente ΔV , el voltaje de la Fuente, que se lo identifica como E_s , tiene un defasaje respecto a la fuente de alimentación V_u ,

$$E_s = V_u \text{ EXP}(j2\alpha_0)$$