

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
PROGRAMA DOCTORAL EN INGENIERÍA ELÉCTRICA



**MODELOS AVANZADOS DE ELEMENTOS DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE
POTENCIA EN COORDENADAS DE FASE PARA ESTUDIOS DE ESTABILIDAD
DINÁMICA**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

CARLOS PÉREZ ROJAS

Monterrey, N. L., Abril de 2004

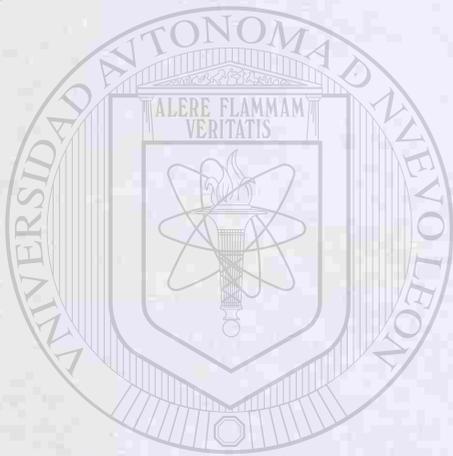
MODELOS AVANZADOS DE ELEMENTOS DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE
POTENCIA EN COORDENADAS DE FASE PARA ESTUDIOS DE ESTABILIDAD

DINÁMICA

TD
Z5853
.M2
FIME
2004
.P4



1020131317



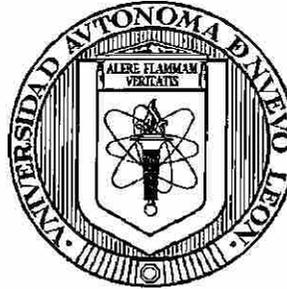
UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
PROGRAMA DOCTORAL EN INGENIERÍA ELÉCTRICA



**MODELOS AVANZADOS DE ELEMENTOS DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE
POTENCIA EN COORDENADAS DE FASE PARA ESTUDIOS DE ESTABILIDAD
DINÁMICA**

TESIS

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS
QUE PARA OBTENER EL GRADO DE DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

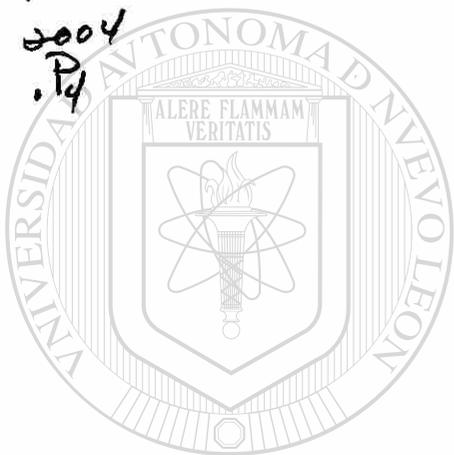
PRESENTA:

CARLOS PÉREZ ROJAS

Monterrey, N. L., Abril de 2004

980091

TD
Z5853
.M2
FIME
2004
.P4



UANL

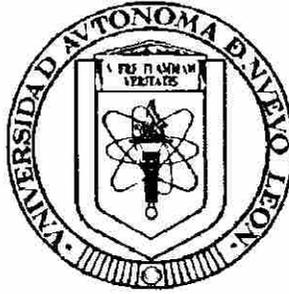
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



FONDO
TESIS



MODELOS AVANZADOS DE ELEMENTOS DEL SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA EN COORDENADAS DE FASE PARA ESTUDIOS DE ESTABILIDAD DINÁMICA

Los miembros del Comité aprueban la Tesis de Doctorado del C. Carlos Pérez Rojas

Dr. Francisco de la Rosa Costilla
Asesor

Dr. Emilio Barocio Espejo
Secretario

Juan Manuel Ramirez Arredondo

Dr. Juan Manuel Ramirez Arredondo
Vocal

Dr. Efraim Alcorta Garcia
Vocal

Efraim Alcorta Garcia

Dr. Rogelio Ramirez Barradas
Vocal

Rogelio Ramirez Barradas

Vo. Bo.

Dr. Guadalupe Alan Castillo Rodriguez
Subdirector de Postgrado

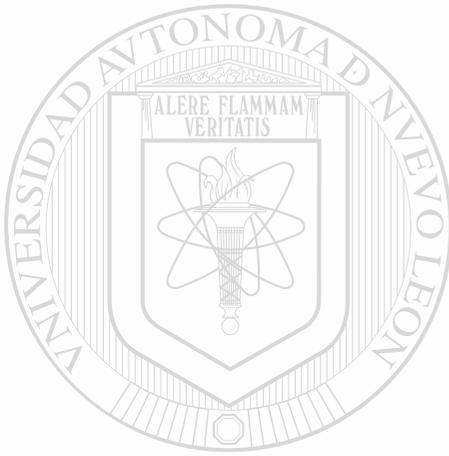


Con amor y respeto para:

Sigridt García Martínez, mi Esposa

Juventina Rojas Quintero, mi Madre

Angel Pérez Padilla, mi Padre



Mis hermanos: *Graciela, Ma. Elena, Guillermina, Rosa María,
José, Martín Javier, Silvia Patricia y Juan Luis.*

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Y con *gratitud*:

A todos mis amigos, compañeros y profesores que de una u otra forma intervinieron en la preparación y elaboración de este trabajo.

Abril, 23 de 2004.

Agradecimientos

Al Dr. Francisco de la Rosa Costilla, por su comprensión y empeño en la asesoría de esta tesis.

Al Dr. Héctor Jorge Altuve Ferrer, quien siempre me motivó a culminar este trabajo.

Al Dr. Ernesto Vázquez Martínez, cuya ayuda fue invaluable.

Al Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo, gran profesionista y mejor amigo.

Al Dr. Efraín Alcorta García, por su sencillez y amistad.

Al Dr. Rogelio Ramírez Barradas, cuya constancia siempre he admirado.

Al Dr. Emilio Barocio Espejo, por su profesionalismo y dedicación.

A la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la U.M.S.N.H.

A la Universidad Autónoma de Nuevo León.

Al Consejo de Ciencia y Tecnología.

Resumen

Se plantean dos modelos para la máquina síncrona en coordenadas de fase **abc**, el primero es el más completo y requiere parámetros primitivos, tanto eléctricos como magnéticos. Las ventajas que se logran son las de conseguir información de los elementos de la máquina tanto externos como internos, eléctricos y magnéticos, resultados que normalmente se obtienen mediante la aplicación de técnicas como el elemento finito, pero la ventaja es que este modelo no requiere tanto consumo en memoria y tiempo de cálculo. La segunda opción consiste en un modelo reducido, con respecto al anterior y solo requiere los parámetros estandar en **dq0**, que son proporcionados por el fabricante. La bondad que presenta este modelo es que se puede indicar la cantidad de armónicos, con su respectiva magnitud, que se desea inyecte el generador al sistema, esto es muy útil para análisis de penetración de armónicos en los sistemas de potencia.

Se prueba e implementa un modelo para el transformador trifásico de cinco columnas partiendo desde sus parámetros primitivos, se analiza en forma individual y posteriormente, lo más importante, la interconexión con los demás elementos del sistema eléctrico de potencia. Se presentan resultados del comportamiento magnético de los elementos internos del transformador, ante diferentes disturbios a los que se somete el sistema. Se considera la saturación del material magnético del transformador, representando su característica mediante un nuevo método propuesto y desarrollado en este trabajo que se basa en la función arcotangente.

Se lleva a cabo una revisión de los métodos numéricos más utilizados en el análisis de los sistemas eléctricos, haciendo énfasis en la solución de ecuaciones diferencio-algebraicas, corroborándose que la Regla Trapezoidal para el estudio de la estabilidad en el dominio del tiempo es el método más eficaz .

Una alternativa interesante es incluida en el análisis de la estabilidad transitoria, consiste en analizar un transitorio el tiempo deseado y posteriormente acelerar la solución para obtener el estado estable del sistema, si éste lo tiene, de lo contrario el proceso de aceleración no converge. Este proceso es una técnica tipo Newton, depende de la evaluación numérica del Jacobiano, lo cual nos permite hacer un estudio de sensibilidad en cualquier instante. Es importante resaltar que en un sistema multimáquina el análisis de estabilidad en el dominio del tiempo, se puede realizar sin tener una referencia durante los cálculos, pero si se desea incluir el proceso de aceleración al estado estable a este sistema el proceso no converge, éste si requiere al menos una referencia angular fija.

Los resultados obtenidos con los modelos propuestos y resolviéndolos por diferentes métodos numéricos son excelentes y permiten al analista tener un conocimiento más amplio de lo que sucede en los elementos internos de generadores y transformadores, principalmente, ante disturbios externos. Y más aun permiten evaluar los efectos de las no linealidades de los elementos internos hacia el exterior.

Se realiza una comparación del sistema de prueba en coordenadas abc propuesto en esta tesis, con el sistema MatLab-Simulink® aplicando el SimPowerSystems, que utiliza el sistema de referencia $dq0$, los resultados obtenidos demuestran que los modelos propuestos son correctos, además de que proporcionan una mayor cantidad de variables que auxilian en el análisis de los SEP's. También se analiza la simulación del generador con neutro aterrizado y con el neutro flotando comparándolo con mediciones de laboratorio y cuyos resultados son cualitativamente iguales.

Índice



UANL

<i>Resumen</i>	v
<i>Lista de figuras</i>	xiii
<i>Lista de símbolos</i>	xix

Capítulo 1 INTRODUCCIÓN 1

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

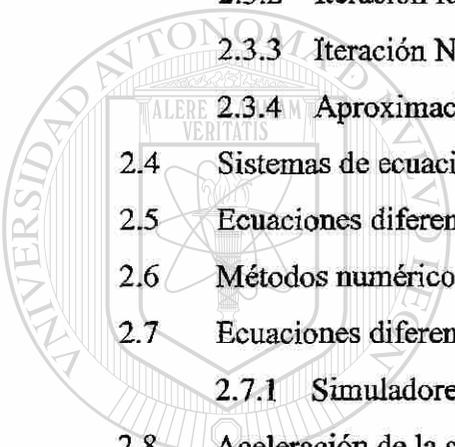
1.1	Introducción	1
1.2	Estabilidad en SEP's	2
1.3	Estabilidad transitoria	3
1.3.1	Simulación de estabilidad transitoria en SEP's	3
1.3.2	Técnicas para acelerar las simulaciones de estabilidad transitoria	4
1.4	Importancia del tema	5
1.5	Estado del problema	7
1.6	Planteamiento de la investigación	7
1.7	Objetivo y contribuciones de la Tesis	9
1.8	Estructura de la tesis	11

Capítulo 2 MÉTODOS NUMÉRICOS PARA ECUACIONES

DIFERENCIALES ORDINARIAS Y ECUACIONES

DIFERENCIO-ALGEBRAICAS 13

2.1	Introducción	13
2.2	Ecuaciones diferenciales ordinarias	14
2.3	Solución de ecuaciones no lineales	16
2.3.1	Método de Newton	17
2.3.2	Iteración funcional	18
2.3.3	Iteración Newton	18
2.3.4	Aproximación de la Matriz Jacobiana	19
2.4	Sistemas de ecuaciones rígidos	20
2.5	Ecuaciones diferencio-algebraicas	21
2.6	Métodos numéricos para ecuaciones diferencio-algebraicas	22
2.7	Ecuaciones diferencio-algebraicas en sistemas eléctricos de potencia	23
2.7.1	Simuladores de estabilidad transitoria	25
2.8	Aceleración de la solución al estado estable	26
2.9	Conclusiones	29



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN®

Capítulo 3 DESARROLLO DEL MODELO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA

INCLUYENDO ARMÓNICOS..... 31

3.1	Introducción	31
3.2	Modelo del generador en coordenadas de fase abc	34
3.2.1	Ecuación de oscilación	36
3.3	Inductancias de la máquina síncrona	37
3.3.1	Fuerza magnetomotriz, FMM	38
3.3.2	Inducción magnética	46
3.3.3	Enlaces de flujo	51

3.4	Inclusión de la saturación	61
3.5	Armónicos en la máquina síncrona	67
3.6	Conclusiones	68

Capítulo 4 MODELO DEL TRANSFORMADOR TRIFÁSICO DE
CINCO COLUMNAS PARA ESTUDIOS TRANSITORIOS
DE BAJA FRECUENCIA

70

4.1	Introducción	70
4.2	Modelo del transformador trifásico de cinco columnas con n devanados por fase	72
4.3	Representación de la saturación e histéresis, aproximando mediante la función arcotangente	79
4.3.1	Característica de saturación	80
4.3.2	Histéresis	84
4.4	Simulación y resultados	84
4.5	Conclusiones	89

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

Capítulo 5 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD A BARRA INFINITA

DEL GENERADOR SÍNCRONO

91

5.1	Introducción	91
5.2	Solución del sistema	92
5.3	Análisis de la Estabilidad del Generador Síncrono No Regulado con Armónicos a Barra Infinita Utilizando Aceleración al Estado Estacionario	94
5.3.1	Casos de estudio	95

5.3.1.1	Generador sin aceleración numérica vs generador con aceleración	95
5.3.1.2	Generador sin armónicos vs generador con armónicos	98
5.3.1.3	Solución usando Runge-Kutta vs Regla Trapezoidal	100
5.4	Análisis de la Estabilidad del Generador Síncrono Regulado con Armónicos a Barra Infinita Utilizando Aceleración al Estado Estacionario	100
5.4.1	Casos de estudio	101
5.4.1.1	Generador sin controles vs generador con controles	102
5.4.1.2	Generador con controles vs generador con controles más armónicos	104
5.4.1.3	Generador sin controles, con controles y con controles más armónicos	106
5.5	Comparación de los métodos de integración Runge-Kutta de cuarto orden, Regla Trapezoidal y Newton	108
5.6	Análisis de la Estabilidad del Sistema Generador Regulado-Transformador- Línea-Barra Infinita, Utilizando Aceleración al Estado Estacionario	111
5.6.1	Casos de estudio	111
5.6.1.1	Sistema Máquina-Transformador-Línea-Barra Infinita, con el Transformador en conexión delta-estrella aterrizada	112
5.6.1.2	Sistema Máquina-Transformador-Línea-Barra Infinita, con el Transformador en conexión estrella aterrizada -estrella aterrizada	115
5.7	Conclusiones	117

Capítulo 6 ANÁLISIS DINÁMICO DE UN SISTEMA MULTIMÁQUINA

	EN COORDENADAS ABC	119
6.1	Introducción	119

6.2	Modelado de la Red	120
6.2.1	Generadores	120
6.2.2	Transformadores	121
6.2.3	Líneas	122
6.2.4	Cargas	124
6.3	Sistema de Prueba	125
6.4	Formulación de las Ecuaciones de Equilibrio para Estudios Transitorios y de estado estable	126
6.5	Formulación Matemática para la Red de Prueba	128
6.6	SMM con Generadores en Paralelo	137
6.7	Simulación del Sistema de Prueba	138
6.7.1	SMM sin referencia	139
6.7.2	SMM con Referencia	141
6.7.3	SMM con Falla Monofásica a Tierra en el Nodo de Carga	143
6.7.4	SMM con Cambio de Impedancia en la Carga	147
6.8	Conclusiones	150

Capítulo 7 COMPARACIÓN DEL SMM IMPLEMENTADO EN

COORDENADAS ABC vs MODELOS CONVENCIONALES 152

7.1	Introducción	152
7.2	Utilerías de sistemas de potencia en MatLab-SIMULINK®	153
7.3	Caso de estudio modelado en SPS-SIMULINK®	154
7.4	Comparación del SMM resuelto con la metodología abc y con SPS-SIMULINK®	156
7.5	Validación del SMM modelado en abc	161
7.6	Conclusiones	165

Capítulo 8 CONCLUSIONES 166

8.1 Introducción 166

8.2 Resumen de resultados 167

8.3 Trabajos futuros 168

Referencias 171**Apéndice A 183**

A.1 Introducción 183

A.2 Sistema de excitación. Control Automático de Voltaje 184

A.2.1 Amplificador 184

A.2.2 Excitador 185

A.2.3 Estabilizador 185

A.2.4 Sensor de medición 185

A.2.5 Ecuaciones del sistema de excitación en variables de estado 186

A.3 Sistema en *p.u.* 186

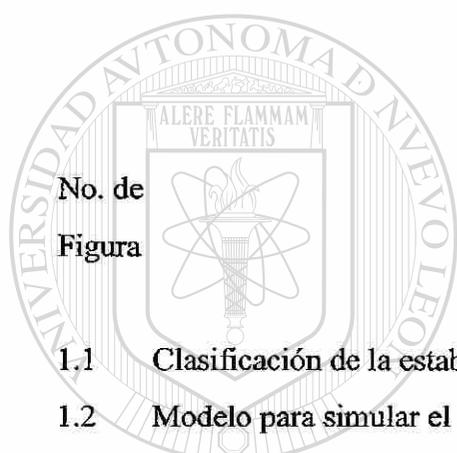
A.4 Primo-motores, Control Automático de Generación 187

A.5 Circuito convertidor 190

Apéndice B 193

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Lista de figuras



No. de
Figura

Descripción

Página

1.1	Clasificación de la estabilidad en SEP's	2
1.2	Modelo para simular el sistema de potencia en coordenadas de fase	9
3.1	Diagrama esquemático de la máquina síncrona de p polos	34
3.2	Distribución del devanado de la fase a en una máquina síncrona de p polos	39
3.3	FMM de la distribución del devanado en la fase a	42
3.4	Distribución de la FMM del devanado de la fase a	43
3.5	Diagrama esquemático de los devanados en el rotor	44
3.6	Trayectoria del flujo magnético en la máquina	46
3.7	Aproximación de polos y ranuras del troquel de la máquina	47
3.8	Propiedad de la continuidad del flujo magnético	49
3.9	Característica magnética del material	61
4.1	Transformador trifásico de cinco columnas	73
4.2	Circuito equivalente eléctrico del transformador trifásico de cinco columnas	73
4.3	Circuito equivalente magnético del transformador trifásico de cinco columnas	75
4.4	Curva de saturación real y aproximada	80

4.5	Movimiento relativo variando m	81
4.6	Movimiento relativo, variando λ_n	82
4.7	Movimiento relativo, variando $\Delta\lambda$	82
4.8	Característica $i_m = f(\lambda_m)$	83
4.9	Circuito para simular la histéresis	84
4.10	Dimensiones físicas del núcleo magnético para el transformador trifásico de cinco columnas	85
4.11	Energización del transformador con $R_L = 20 p.u.$	87
4.12	Energización del transformador con $R_L = 1 p.u.$	87
4.13	Saturación durante la energización del transformador con $R_L = 20 p.u.$	88
4.14	Saturación durante la energización del transformador con $R_L = 1 p.u.$	89
5.1	Diagrama de flujo para la solución del sistema de EDA's, con aceleración al estado estable	93
5.2	Diagrama de flujo para la evaluación de un ciclo del sistema de EDA's	94
5.3	Corrientes en el estator	96
5.4	Variables mecánicas del sistema	97
5.5	Corrientes en el estator	98
5.6	Corriente en los devanados de rotor	99
5.7	Contenido armónico de las corrientes del estator	99
5.8	Desplazamiento angular	100
5.9	Corrientes en el estator	103
5.10	Variables mecánicas del sistema	104
5.11	Corrientes en el estator	105
5.12	Variables mecánicas del sistema	106
5.13	Corrientes en los devanados del rotor	107
5.14	Corrientes del rotor con referencia a la corriente de la fase a del estator	108
5.15	Corrientes en la máquina con los tres métodos de análisis con $h=3.255 \times 10^{-5}$	109
5.16	Variable mecánicas y par eléctrico, con los tres métodos de análisis con $h=3.255 \times 10^{-5}$	109
5.17	Corrientes en la máquina con los tres métodos de análisis con $h=0.001s$ para el Newton	109

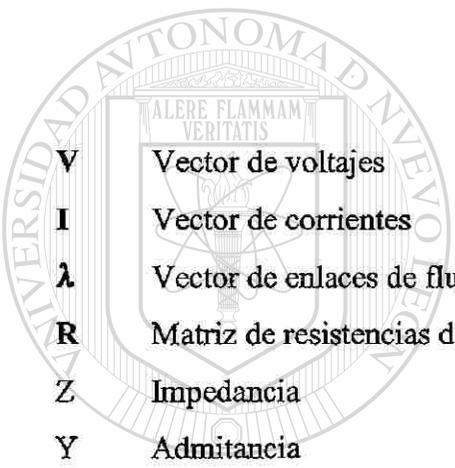
5.18	Variable mecánicas y par eléctrico, con los tres métodos de análisis con $h=0.001s$ para el Newton	109
5.19	Sistema Generador-Transformador-Línea-Barra Infinita	111
5.20	Corrientes en la máquina sin considerar armónicos y con el transformador delta-estrella aterrizada	112
5.21	Corrientes en la máquina considerando armónicos y con el transformador delta-estrella aterrizada	112
5.22	Variables mecánicas y par eléctrico sin considerar armónicos y con el transformador delta-estrella aterrizada	113
5.23	Variables mecánicas y par eléctrico considerando armónicos y con el transformador delta-estrella aterrizada	113
5.24	Plano de fase en el tiempo con el transformador delta-estrella aterrizada	113
5.25	Corrientes en el transformador delta-estrella aterrizada	113
5.26	Comportamiento magnético del transformador delta-estrella aterrizada	114
5.27	Corrientes en la máquina sin considerar armónicos y con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada	115
5.28	Corrientes en la máquina considerando armónicos y con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada	115
5.29	Variables mecánicas y par eléctrico sin considerar armónicos y con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada	116
5.30	Variables mecánicas y par eléctrico considerando armónicos y con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada	116
5.31	Plano de fase en el tiempo con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada	116
5.32	Corrientes en el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada	116
5.33	Comportamiento magnético del transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada	117
6.1	Generador en abc conectado a un nodo del sistema de potencia	121
6.2	Circuito eléctrico equivalente del transformador trifásico	122
6.3	Modelo de la línea trifásica con retorno por tierra	123
6.4	Circuito equivalente con parámetros concentrados de la línea de transmisión	123

6.5	Circuito equivalente de un banco de capacitores trifásico	124
6.6	Modelo de la carga trifásica conectada en estrella	125
6.7	Circuito seccionado del SMM base	126
6.8	Grafo correspondiente al circuito de la Figura 6.7	128
6.9	Árbol elegido para el grafo de la Figura 6.8	129
6.10	n generadores en paralelo en el nodo _{i} de un SMM	137
6.11	Corrientes en el generador1 del SMM, análisis transitorio	139
6.12	Corrientes en el generador2 del SMM, análisis transitorio	139
6.13	Ángulo de carga de los generadores del SMM, análisis transitorio	139
6.14	Velocidad de los generadores del SMM, análisis transitorio	139
6.15	Plano de fase de los generadores del SMM, análisis transitorio	140
6.16	Par eléctrico en los generadores del SMM, análisis transitorio	140
6.17	Voltaje en el nodo de carga, análisis transitorio	140
6.18	Corriente en la carga RL , análisis transitorio	140
6.19	Corrientes en el generador1 del SMM, con aceleración al estado estable	141
6.20	Corrientes en el generador2 del SMM, con aceleración al estado estable	141
6.21	Ángulo de carga del generador 1 del SMM, con aceleración al estado estable	142
6.22	Velocidad de los generadores del SMM, con aceleración al estado estable	142
6.23	Plano de fase del generador 1 del SMM, con aceleración al estado estable	142
6.24	Par eléctrico en los generadores del SMM, con aceleración al estado estable	142
6.25	Voltaje en el nodo de carga, con aceleración al estado estable	143
6.26	Corriente en la carga RL , con aceleración al estado estable	143
6.27	Corrientes en el generador1 del SMM, con falla asimétrica	144
6.28	Corrientes en el generador2 del SMM, con falla asimétrica	144
6.29	Ángulo de carga del generador 1 del SMM, con falla asimétrica	145
6.30	Velocidad de los generadores del SMM, con falla asimétrica	145
6.31	Plano de fase del generador 1 del SMM, con falla asimétrica	145
6.32	Par eléctrico en los generadores del SMM, con falla asimétrica	145
6.33	Voltaje en el nodo de carga, con falla asimétrica	145
6.34	Corriente en la carga RL , con falla asimétrica	145

6.35	Corrientes en el transformador 1 del SMM, con falla asimétrica	146
6.36	Comportamiento magnético del transformador 1 del SMM, con falla asimétrica	146
6.37	Corrientes en el transformador 3 del SMM, con falla asimétrica	146
6.38	Comportamiento magnético del transformador 3 del SMM, con falla asimétrica	146
6.39	Corrientes en el generador1 del SMM, con cambio en la carga	148
6.40	Corrientes en el generador2 del SMM, con cambio en la carga	148
6.41	Ángulo de carga del generador 1 del SMM, con cambio en la carga	148
6.42	Velocidad de los generadores del SMM, con cambio en la carga	148
6.43	Plano de fase del generador 1 del SMM, con cambio en la carga	148
6.44	Par eléctrico en los generadores del SMM, con cambio en la carga	148
6.45	Voltaje en el nodo de carga, con cambio en la carga	145
6.46	Corriente en la carga RL , con cambio en la carga	145
6.47	Corrientes en el transformador 1 del SMM, con cambio en la carga	150
6.48	Comportamiento magnético del transformador 1 del SMM, con cambio en la carga ..	150
6.49	Corrientes en el transformador 3 del SMM, con cambio en la carga	150
6.50	Comportamiento magnético del transformador 3 del SMM, con cambio en la carga ..	150
7.1	Sistema de prueba en SPS-SIMULINK®	155
7.2	Corrientes en el generador 1 del SMM en abc	156
7.3	Corrientes en el generador 1 del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®	156
7.4	Ángulo de carga del generador 1 del SMM en abc	156
7.5	Ángulo de carga del generador 1 del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®	156
7.6	Velocidad de los generadores del SMM en abc	157
7.7	Velocidad de los generadores del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®	157
7.8	Par eléctrico en los generadores del SMM en abc	158
7.9	Par eléctrico en los generadores del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®	158
7.10	Corriente en el nodo de carga del SMM en abc	158
7.11	Corriente en el nodo de carga del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®	158
7.12	Voltaje en el nodo de carga, con falla asimétrica del SMM en abc	159
7.13	Voltaje en el nodo de carga, con falla asimétrica del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®	159

7.14	Corrientes en el transformador 1 del SMM en abc	159
7.15	Corrientes en el transformador 1 del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®	159
7.16	Comportamiento magnético del transformador 1 del SMM en abc	160
7.17	Comportamiento magnético del transformador 1 del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®	160
7.18	Sistema generador-carga	161
7.19	Corriente medida en el generador con falla asimétrica, con neutro aterrizado	162
7.20	Voltaje medido en el generador con falla asimétrica, con neutro aterrizado	162
7.21	Voltaje en el generador con falla asimétrica usando el modelo en abc, con neutro aterrizado	162
7.22	Corrientes en el generador con falla asimétrica usando el modelo en abc, con neutro aterrizado	162
7.23	Voltaje medido en el generador con falla asimétrica, con neutro flotando	163
7.24	Corriente medida en el generador con falla asimétrica, con neutro flotando	162
7.25	Voltaje en el generador con falla asimétrica usando el modelo en abc, con el neutro flotando	164
7.26	Corrientes en el generador con falla asimétrica usando el modelo abc, con el neutro flotando	164
7.27	Voltaje en el generador con falla asimétrica usando el SPS-SIMULINK®, con neutro flotando	164
7.28	Corriente en el generador con falla asimétrica usando el SPS-SIMULINK®, con neutro flotando	164
A.1	Generador con sus controles	183
A.2	Sistema de excitación típico compensado	184
A.3	Conversión del sistema en <i>p.u.</i> entre la interfase del excitador y generador	187
A.4	Modelo simplificado para el control de la frecuencia-carga	188
A.5	Control de carga de un hidrogenerador	189
A.6	Puente convertidor de 6 pulsos	190
A.7	Secuencia de conmutación de los diodos del convertidor	191
A.8	Diagrama de flujo de voltaje de corriente continua para cada instante de tiempo	191

Lista de Símbolos



ALERE FLAMMAM
VERITATIS

V	Vector de voltajes
I	Vector de corrientes
λ	Vector de enlaces de flujo
R	Matriz de resistencias de los devanados
Z	Impedancia
Y	Admitancia
<hr/>	
X	Reactancia
S	Potencia aparente
P	Potencia real
Q	Potencia reactiva
L	Matriz de inductancias
G	Matriz de coeficientes rotacionales
C	Capacitancia
ω_r	Velocidad del rotor
ω_B	Velocidad base
ω_s	Velocidad síncrona
t	Tiempo [s]
p	Número de pares de polos

U A N L

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

®

f	Frecuencia
L_{ad}	Inductancia de reacción de armadura
L_{md}	Inductancia de magnetización del eje d
L_{mq}	Inductancia de magnetización del eje q
L_d	Inductancia síncrona del eje d
L_q	Inductancia síncrona del eje q
L_σ	Inductancia de dispersión
L_{aa1}	Coefficiente de la inductancia propia de armadura
L_{aa2}	Coefficiente de la inductancia mutua de armadura
L_{nz}	Inductancia mutua entre los elementos n y z

donde n y z pueden ser

a, b, c	fases
f	campo
g, kd, kq	devanados de amortiguamiento

H	Constante de inercia
T_m	Par mecánico
T_e	Par eléctrico
δ	Ángulo de carga

θ_r Ángulo de posición del rotor, respecto a la fase a

θ_e Ángulo de fase del voltaje de la fase a

ϕ Ángulo del factor de potencia

B Densidad magnética

H Intesidad magnética

μ_r Permeabilidad magnética relativa del material

μ_0 Permeabilidad magnética del aire

FMM Fuerza magnetomotriz

Ψ Flujo magnético

h Paso de integración

h Número de armónico

N Número de vueltas de un devanado

Z_f	Número de bobinas por fase
K_{ph}	Factor de paso de bobina para el h-ésimo armónico
K_{dh}	Factor de distribución del devanado para el h-ésimo armónico
K_{sh}	Factor de sesgo de las ranuras para el h-ésimo armónico
β	Ángulo de sesgo de las ranuras
q	Número de fases por polo
n	Número de ranuras por fase
m	Factor del ángulo de paso de bobina
l	Longitud
A	Área
d	distancia tangencial
\mathfrak{R}	Reluctancia
Γ	Inversa de L
k	Constante
T_R	Constante de tiempo del sensor
T_F	Constante de tiempo del estabilizador
T_A	Constante de tiempo del amplificador
T_E	Constante de tiempo del excitador
<hr/>	
K_R	Ganancia del sensor
K_F	Ganancia del estabilizador
K_A	Ganancia del amplificador
K_E	Ganancia del excitador
T_g	Constante de tiempo del gobernador
T_t	Constante de tiempo de la turbina
R_h	Coefficiente de regulación

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

Los Sistema Eléctricos de Potencia (SEP), son en su forma original asimétricos y no lineales en su totalidad, sin embargo, hasta ahora por lo general han sido considerados como simétricos y lineales, con la finalidad de poder realizar estudios, investigaciones y desarrollos que permitan conocer el comportamiento del SEP. Con el gran avance que se ha logrado en hardware, software y las investigaciones sobre el análisis de sistemas no lineales, es posible realizar estudios y análisis en detalle de los SEP's en sus coordenadas originales abc , principalmente considerando las no simetrías de la red eléctrica, así como las no linealidades en sus fuentes generadoras.

Para llevar a cabo lo anterior se deben desarrollar herramientas de simulación digital que sean eficientes computacionalmente en lo que respecta a rapidez de cálculo y ahorro de memoria. Para lo cual es necesario aprovechar las características de gran dispersidad que poseen las matrices derivadas de los SEP's, mediante técnicas apropiadas de programación. Mediante estas herramientas es posible realizar estudios y simulaciones de fallas asimétricas y oscilaciones electromecánicas en forma directa y más cercana a la realidad, así como evaluar la precisión de los estudios que

consideran al SEP simétrico y linealizado. La investigación se enfoca al estudio de estabilidad dinámica en los SEP's, donde el mayor interés radica en la dinámica que presentan los rotores de los generadores. Se estudiará el efecto de los controles del generador, como son los de excitación y velocidad.

1.2 Estabilidad en SEP's

Los SEP's son grandes, complejos y altamente no lineales. El análisis de estabilidad se realiza con modelos simplificados, Kundur[1], Machowski *et al* [2], Anderson *et al* [3]. Dependiendo de la naturaleza de la inestabilidad, magnitud del disturbio y escalas de tiempo diferentes enfoques son usados para el modelo y análisis del sistema, lo cual conlleva a una clasificación de la estabilidad en los SEP's. Esta clasificación es bien conocida en el ámbito de los SEP's y puede encontrarse en varias referencias, además de las antes mencionadas, como: Bergen *et al* [4], Sauer *et al* [5], Grainger *et al* [6], Saadat [7], Barret *et al* [8], Elgerd [9], Ilić *et al* [10], Pavella *et al* [11], y otros como [12-17]. Es importante resaltar que en ninguna de estas referencias, de las cuales muchas son ya textos clásicos en estabilidad y control en SEP's, se realiza un análisis de estabilidad en el marco de las coordenadas *abc*. Una clasificación de la estabilidad en los SEP's, se indica en la Figura 1.1 [1].

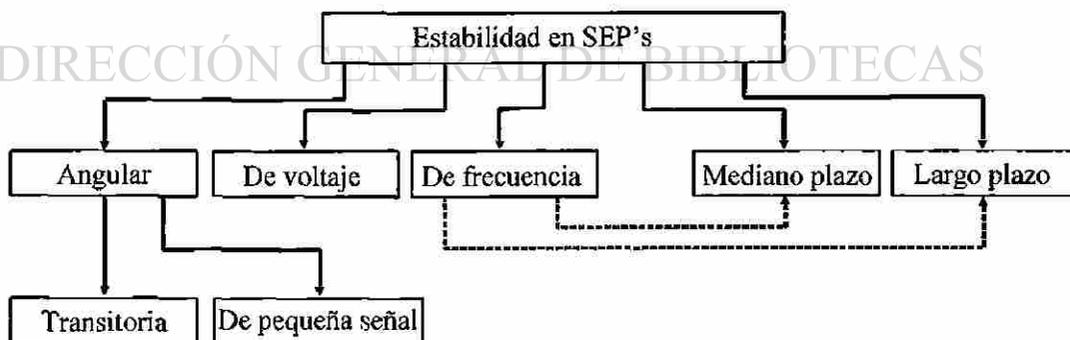


Figura 1.1 Clasificación de la estabilidad en SEP's.

La presente investigación se centra en el análisis de estabilidad transitoria en el dominio del tiempo en el marco de referencia de coordenadas *abc*. Se analiza el transitorio el tiempo deseado y posteriormente se acelera la solución al estado estable [18-26].

1.3 Estabilidad transitoria

Como se mencionó en su definición, la estabilidad transitoria examina el comportamiento dinámico del sistema de potencia por varios segundos después del disturbio al que se vea sometido el sistema. El análisis de estabilidad transitoria engloba la red eléctrica, las cargas eléctricas y las ecuaciones electromecánicas de movimiento de los generadores interconectados, [27-33]. Se realizan estudios de estabilidad transitoria fuera de línea para entender y cuantificar la habilidad que posee el sistema para resistir determinados disturbios, así como su respuesta característica para regresar a su operación normal, por ejemplo, el amortiguamiento de las oscilaciones de las unidades generadoras. Tales estudios de contingencias están orientados al diseño y/o actualización de los componentes del sistema dirigidos a la obtención de un SEP más robusto.

La complejidad computacional de los problemas de estabilidad transitoria ha mantenido en expectativa las simulaciones en tiempo real con lo que se tendría un soporte para la toma de decisiones al momento en que un disturbio ocurra [30]. Implementaciones de simulaciones más rápidas en estabilidad transitoria significan un aumento en la integridad del SEP que en forma directa o indirecta impacta en:

- ▶ Beneficios a la compañía de energía.
- ▶ Beneficios al medio ambiente.
- ▶ Satisfacción de los usuarios.

1.3.1 Simulación de estabilidad transitoria en SEP's

El SEP se modela completamente mediante un sistema de Ecuaciones Diferencio-Algebraicos (EDA's) que deben ser resueltas simultáneamente [1-4, 10-11]. El conjunto de ecuaciones diferenciales lo forman los generadores, cargas activas y demás elementos dinámicos. El conjunto de ecuaciones algebraicas no lineales lo forman la red eléctrica y demás restricciones algebraicas impuestas a las variables dinámicas, aquí cabe hacer hincapié en que en el presente desarrollo la red

se modela con ecuaciones diferenciales, por lo que las restricciones algebraicas son impuestas por la ley de Kirchoff de corrientes en los nodos de la red. El análisis de estabilidad transitoria es computacionalmente intenso porque grandes sistemas de EDA's deben ser resueltos para pequeños incrementos de tiempo para asegurar la minimización de los errores en los métodos de integración para las Ecuaciones Diferenciales Ordinarias (EDO's) rígidas [34-48]. En los programas desarrollados para la solución de estabilidad transitoria tanto de uso público como comerciales, ATP, EMTP, EMTDC, PSS, EDSA, EUROESTAG, SABER, [2, 8, 11, 17, 33, 49], la dinámica de cada generador es modelada individualmente en la referencia $dq0$ y acoplados algebraicamente a través de la red eléctrica. Para sistemas a gran escala se requiere resolver simultáneamente grandes sistemas de ecuaciones no lineales dispersas [10, 46].

1.3.2 Técnicas para acelerar las simulaciones de estabilidad transitoria

La obtención de soluciones más rápidas de grandes sistemas de EDA's se logra, básicamente, mediante las siguientes dos opciones:

1. Hardware más rápido y con mayor memoria.
2. Algoritmos numéricos más eficientes.

En la actualidad se está viviendo un movimiento acelerado en lo que se refiere a la velocidad de procesamiento de los equipos de cómputo, así que por ese lado ya se cuenta con una forma de obtener soluciones más rápidas. La segunda opción que consiste en el desarrollo de algoritmos más eficientes promete ser un medio efectivo para la reducción de tiempo de reloj en los problemas de intensa computación numérica como lo es en simulaciones de estabilidad dinámica [32, 34-38, 40-41, 49-52]. Sin embargo, cuando se requiere realizar una aplicación, una fuerte sinergia existe entre hardware más rápido y algoritmos. En particular, siempre deben ir de la mano, ya que por ejemplo el uso de supercomputadoras requiere de investigación en los algoritmos que hagan un uso eficiente del procesamiento vectorial o arquitectura de procesamiento en paralelo, especialmente cuando grandes proporciones de la aplicación no presentan el uso directo del procesamiento en paralelo.

La tecnología de las supercomputadoras basadas en la arquitectura del procesamiento vectorial o escalar, se ha enfocado en las limitaciones físicas: tamaño de los circuitos y velocidad de conmutación lógica. Consecuentemente el procesamiento en paralelo se dirige hacia grandes retos computacionales. Un análisis de estabilidad transitoria detallado, exacto y más rápido que el tiempo real del sistema eléctrico de una región o estado requerirá de estas supercomputadoras, respaldadas y reforzadas por el uso de algoritmos eficientes.

Numerosas investigaciones se han dirigido al uso del procesamiento en paralelo para el problema de estabilidad transitoria, [53-58]. Muchos otros artículos en este campo ofrecen la aplicación del procesamiento en paralelo al estudio de estabilidad transitoria pero solo en forma teórica. Como se puede observar la aplicación del procesamiento en paralelo a los SEP's, incluyendo los métodos numéricos más eficientes, entre los que destacan los métodos de Runge-Kutta implícitos de orden múltiple. Lo anterior está fuera de alcance de esta investigación por lo que se recomienda al lector interesado en este campo las siguientes referencias, [27, 55, 57, 59-60].

Otro enfoque interesante es la obtención del estado estable del sistema mediante técnicas tipo Newton, con esta opción el analista simula el sistema el tiempo que desea analizar de estado transitorio, y así evaluar la estabilidad transitoria, y posteriormente llevar el sistema al estado estable rápidamente y evaluarlo en estado estable, si es que el sistema posee este estado de lo contrario el proceso no converge. Esta técnica se ha aplicado principalmente a circuitos de electrónica inicialmente por Aprille y Trick [18], y a la fecha los trabajos desarrollados tipo Newton tienen su fundamento o son modificaciones de éste, en sistemas de potencia su aplicación se ha mostrado en trabajos como los de Usaola *et al* [24-26], García *et al* [19, 20, 61, 62], Semlyen *et al* [21], Pérez-Rojas *et al* [22-23]

1.4 Importancia del tema

Actualmente, con el avance en los procesadores digitales que permiten realizar cálculos a altas velocidades, así como almacenar grandes cantidades de datos a bajo costo, y por otro lado la

disponibilidad de métodos numéricos poderosos, existen las condiciones para desarrollar estudios de SEP's en el cuadro de referencia de coordenadas de fase, y compararlos con los tradicionales.

Dicha comparación es sobre todo importante en aspectos tales como las dificultades de convergencia de los métodos tradicionales usados en el estudio de una fase solamente, ver problemas relacionados con asimetrías y no linealidades, que en los modelos clásicos se tratan en forma aproximada, mientras que en el cuadro de referencia de coordenadas de fase se modelan con más precisión y facilidad, permitiendo una mejor comprensión física del sistema eléctrico.

En el área de enseñanza el tema tiene una gran importancia, ya que este modelado se acerca más a los aspectos físicos del problema, y proporciona un mejor entendimiento en el modelado y simulación desbalanceada de los SEP's. Por otro lado, permite evaluar los resultados que se obtienen al usar herramientas de transformación, como son las componentes simétricas en la red eléctrica y la transformada de Park en los generadores, es lo que tiene un elevado valor académico.

La diferencia fundamental de esta investigación estriba principalmente en mantener lo más completo posible el modelo de los elementos que intervienen directamente en el estudio que se pretende realizar, que es el de estabilidad dinámica de los SEP's. Este es un fenómeno de naturaleza electromecánica en que la importancia la tiene la dinámica de los rotores, razón por la cual el modelo de los generadores debe de realizarse de la manera más detallada posible para tener un comportamiento fiel a la realidad. De igual forma con el modelo completo del generador se incluye la opción de inyectar armónicos al sistema, por parte de la máquina, en el número y magnitud deseadas. Otro punto importante son los transformadores trifásicos, cuyo modelo realizado desde sus características magnéticas y eléctricas, nos permite observar qué pasa en el interior del mismo y qué ocasiona al sistema. Para lo cual se utiliza el modelo desarrollado para la representación de la saturación e histéresis en materiales magnéticos, usando la función arcotangente [129].

De todo lo anterior se deduce la importancia que reviste el presente tema, tanto en el área de investigación como en el proceso de enseñanza - aprendizaje.

1.5 Estado del problema

Hasta la fecha se han desarrollado investigaciones relacionadas con el modelado de la red en forma trifásica [63-65], pero principalmente orientadas a estudios de flujo de carga y fallas. Los estudios de estabilidad dinámica se desarrollan, por lo general, utilizando equivalentes del sistema y considerando simetría en los elementos de la red y las fuentes de alimentación.

La dinámica del sistema de potencia es esencial para investigar la interacción entre la red eléctrica y los generadores [63]. Este análisis es útil para determinar la magnitud de esfuerzos eléctricos y mecánicos que pueden desarrollar las unidades de generación y la red eléctrica durante y después de un disturbio eléctrico. El funcionamiento dinámico completo puede realizarse a través de simulaciones digitales en las cuales los generadores y la red son modelados en coordenadas trifásicas.

En resumen, es conveniente abordar la solución de los siguientes problemas:

- a).- Distribución de flujos de carga desbalanceados en la red.
- b).- Determinación de corrientes de falla en coordenadas de fase.
- c).- Corrientes de desbalance.
- d).- Determinación de perfiles de voltaje y grados de desbalance.
- e).- Estudio de efectos de conductores abiertos.
- f).- Puntos de equilibrio para transitorios electromagnéticos.
- g).- Estudios de enlaces de corriente alterna - corriente directa.
- h).- Análisis de estabilidad dinámica en SEP's en coordenadas de fase.
- i).- Modelo trifásico de las protecciones de los elementos del SEP.

La respuesta a estas preguntas y la solución a los problemas presentados, entre otros, pueden lograrse como resultados del desarrollo de la investigación de los SEP's en coordenadas de fase.

1.6 Planteamiento de la investigación

El problema a resolver es el estudio de estabilidad dinámica en los SEP's en el marco de

referencia en coordenadas **abc**. El comportamiento de los SEP's es inherentemente dinámico y para mantener los niveles de voltaje y frecuencia dentro de límites especificados por normas, se requiere de estrategias apropiadas de operación, control y protección de la red eléctrica. El sistema está supeditado, además de los cambios normales del mismo, a situaciones imprevistas que pueden ocasionar perturbaciones severas que hagan que el equilibrio del sistema peligre.

El comportamiento dinámico de un SEP está definido fundamentalmente por la dinámica de los rotores de las unidades generadoras, de aquí la necesidad de considerar el modelo de los generadores en forma completa, es decir, su modelo en las coordenadas de fase **abc**, que no es lineal. Otro elemento de gran relevancia son los transformadores, los cuales también son modelados en forma completa y al igual que con el generador desde el punto de vista magnético. Para la representación de la saturación e histéresis en materiales ferromagnéticos se desarrolla un modelo en base a la función arcotangente, con mayor rapidez computacional y un mínimo de parámetros a usar [129]. Las líneas de transmisión son modeladas en coordenadas **abc** con parámetros concentrados mediante ecuaciones diferenciales, al igual que los bancos de capacitores y las cargas **RL**. Las restricciones algebraicas se obtienen mediante el equilibrio nodal de corrientes, ley de Kirchhoff de corrientes.

Para tener un sistema eléctrico regulado se tienen que incluir los controles de excitación y carga a cada generador del sistema, los cuales están descritos, en el dominio del tiempo, por un conjunto de ecuaciones diferenciales y restricciones algebraicas.

Con esto se observa que el SEP se representa mediante un sistema de EDA's. En la Figura 1.2, se muestra el diagrama de bloques general propuesto para el modelo del sistema de potencia en el marco de referencia de coordenadas de fase. Los elementos que forman el diagrama son:

- a).- Modelo del generador síncrono
- b).- Modelo del transformador
- c).- Modelos del sistema de excitación y del sistema gobernador-turbina
- d).- Modelo de la red eléctrica

Donde cada elemento del sistema presenta las variables que requiere y/o las variables que aporta a otro elemento, así como el tipo de ecuaciones que lo definen. La solución del SEP consiste en resolver el conjunto de EDA's utilizando métodos numéricos adecuados al estudio que se desee realizar.

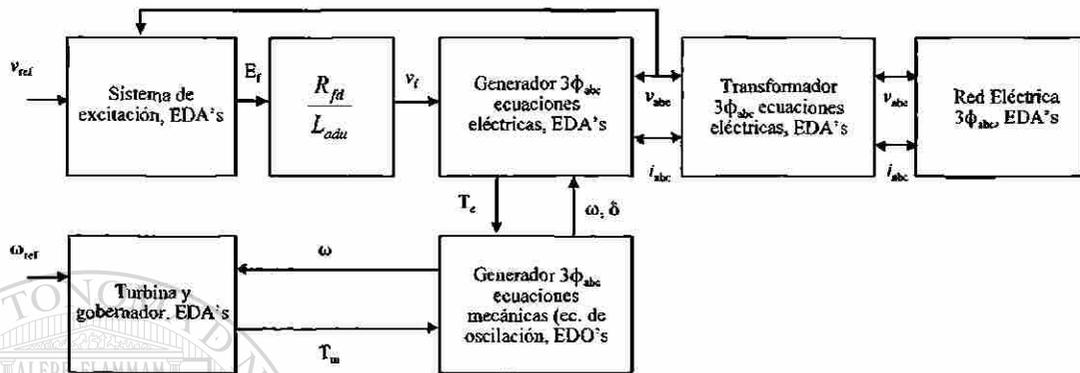


Figura 1.2 Modelo para simular el sistema de potencia en coordenadas de fase.

1.7 Objetivo y contribuciones de la Tesis

Los beneficios que se pretenden alcanzar con la presente investigación son:

- Desarrollo de un modelo completo de la máquina síncrona en coordenadas de fase **abc** considerando saliencia en el rotor y estator, desde el punto de vista de sus elementos magnético y eléctricos básicos.
- Desarrollo e implementación de un modelo reducido en coordenadas de fase **abc** para la máquina síncrona, que considere inyección de armónicos al sistema en el número y magnitud deseados.
- Desarrollo de un modelo para la representación de la saturación e histéresis en materiales magnéticos, utilizando la función arcotangente. Modelo sencillo conceptualmente hablando y de una implementación y funcionamiento en computadora rápida y eficaz. Requiere de solo tres constantes que se calculan a partir de la curva de saturación del material magnético en análisis.

- Revisión, implementación y aplicación de un modelo para transformadores trifásicos con las conexiones más utilizadas en los SEP's, basándose en los parámetros primitivos tanto magnéticos como eléctricos. Considerando el efecto de la saturación.
- Inclusión de los controles de excitación y velocidad al modelo desarrollado del generador en coordenadas de fase **abc**.
- La finalidad de poder realizar simulaciones y estudios de disturbios asimétricos, o no muy usuales en el sistema de potencia eléctrico, en forma directa.
- Análisis e implementación de métodos numéricos que puedan ser considerados como los más apropiados en los estudios de SEP's en la referencia de coordenadas de fase.
- Análisis de la estabilidad a los siguientes sistemas eléctricos en coordenadas de fase **abc**
 - Generador-barra infinita con y sin inyección de armónicos
 - No regulado
 - Regulado
 - Generador-transformador-línea-barra infinita
 - Sistema multimáquina.
- Obtención del estado estable en forma rápida usando un método tipo Newton para acelerar la obtención de dicho estado.
- Revisión del estado del arte en los métodos numéricos para la solución y análisis de las EDA's.
- Comparación del sistema multimáquina completo, con su equivalente en SimPowerSystems de SIMULINK® que es uno de los programas más socorridos en el ambiente académico, de investigación y de desarrollo.

1.8 Estructura de la tesis

El trabajo consta de ocho capítulos, enumerados como se indica:

- 1.- Introducción
- 2.- Métodos numéricos para ecuaciones diferenciales ordinarias y ecuaciones diferencio-algebraicas
- 3.- Desarrollo del modelo de la máquina síncrona incluyendo armónicos
- 4.- Modelo del transformador trifásico de cinco columnas para estudios transitorios de baja frecuencia
- 5.- Análisis de estabilidad a barra infinita del generador síncrono
- 6.- Análisis dinámico de un sistema multimáquina en coordenadas **abc**
- 7.- Comparación del SMM implementado en coordenadas **abc** vs modelos convencionales
- 8.- Conclusiones

El primer capítulo presenta los antecedentes, la situación del problema abordado y el alcance del presente trabajo.

En el segundo capítulo se hace una revisión de los métodos numéricos más usados en la solución de ecuaciones diferenciales ordinarias y ecuaciones diferencio-algebraicas, en el ámbito general y particularmente en los SEP's. Así como el fundamento del proceso de aceleración al estado estable de un sistema de EDA's.

En el tercer capítulo se modela la máquina síncrona en sus coordenadas originales. El modelo se basa en parámetros primitivos como distribución de devanados, número de vueltas, dimensiones del troquel, entre otros. Se presenta un modelo completo en función de los parámetros indicados. Adicionalmente se reduce el modelo para no depender de estos parámetros primitivos y se adiciona la opción de incluir armónicos del número y magnitud deseados. Donde este último modelo depende de los parámetros clásicos en **dq0** que proporciona el fabricante. Se presentan, a su vez, las

ecuaciones para transformar estos datos a la referencia de coordenadas **abc**.

El cuarto capítulo presenta la revisión, implementación y prueba del modelo del transformador trifásico de cinco columnas considerando saturación, es importante la revisión de este modelo en sus tradicionales conexiones utilizadas en los SEP's. Se incluye un ejemplo de prueba, con los datos y parámetros necesarios.

En el quinto capítulo se realiza la simulación del sistema máquina barra infinita sin controles y con controles, considerando que el generador inyecta armónicos o no inyecta armónicos. Se realizan también las simulaciones del sistema Generador-Transformador-Línea-Barra infinita, para probar los modelos del generador y transformador completas en coordenadas **abc** ante una referencia fija. Estas simulaciones arrojan resultados del transitorio y del estado estable, antes y después de los transitorios debido a las fallas.

El capítulo sexto describe el procedimiento para la modelación y formulación del sistema multimáquina en términos de la fases **abc**. Se presentan las características fundamentales del sistema de ecuaciones resultante que describen la dinámica lenta de la red y de los generadores. Se muestran resultados del comportamiento transitorio y de estado estable ante diferentes situaciones y distintas fallas en el sistema multimáquina.

En el capítulo séptimo es implementado el sistema multimáquina, analizado en el capítulo seis, en el paquete de simulación MatLab con el SimPowerSystems (SPS), de SIMULINK[®] haciendo las transformaciones y consideraciones necesarias con el objetivo de realizar una comparación entre la metodología propuesta en la presente Tesis y la forma en que se resuelve utilizando SPS de SIMULINK[®], el cual se basa en la teoría clásica para estudios de estabilidad, principalmente en el modelo de los generadores en el cuadro de referencia **dq0**.

Finalmente en el octavo capítulo se dan las conclusiones, recomendaciones para trabajos futuros y las aportaciones de la presente investigación.

Capítulo 2

MÉTODOS NUMÉRICOS PARA ECUACIONES DIFERENCIALES ORDINARIAS Y ECUACIONES DIFERENCIO-ALGEBRAICAS



UANL

Una solución analítica para las ecuaciones diferenciales no lineales, en términos generales, no existe. Por lo cual se emplean técnicas de integración numérica para obtener una solución aproximada y_n a la solución continua $y(t_n)$. Estas técnicas emplean procedimientos de paso por paso, donde estos pasos pueden ser de amplitud constante o variable de acuerdo a la aplicación del método numérico. Se cuenta con un gran número de métodos numéricos para la solución numérica de ecuaciones diferenciales lineales y no lineales con condiciones iniciales conocidas. Así como estas ecuaciones diferenciales y ordinarias (EDO's), con restricciones algebraicas que forman los sistemas conocidos como diferencio-algebraicos.

A lo largo de este capítulo se proporcionan los métodos numéricos más utilizados en la simulación de los Sistemas Eléctricos de Potencia (SEP's). Los sistemas de ecuaciones resultantes del modelo de los SEP's son sistemas de ecuaciones diferencio-algebraicas (EDA's).

Los sistemas diferencio-algebraicos utilizan los mismos métodos numéricos que los sistemas diferenciales, en donde la solución se debe obtener tanto para las diferenciales como para las algebraicas, en forma alterna o simultánea, para cada instante de tiempo. Lo anterior se logra mediante la aplicación de la Iteración Funcional o la Iteración de Newton; el tipo de iteración a utilizar depende de si el sistema es rígido o no lo es.

Actualmente, muchos grupos de investigadores alrededor del mundo están explotando las bondades de los métodos de Runge-Kutta implícitos, recordemos que tradicionalmente se han usado los métodos de Runge-Kutta explícitos, para la solución de ecuaciones diferencio-algebraicas de índice superior así como el estado de la variación del paso de integración óptimo para estos métodos. Estos dos últimos aspectos quedan fuera del alcance de esta investigación, únicamente aclarando que en realidad en la literatura de métodos numéricos aplicados en la simulación de los SEP's sí se ha usado y se sigue usando una versión de los métodos de Runge-Kutta implícitos: la Regla Trapezoidal. Ésta se obtiene directamente del método de Runge-Kutta implícito de segundo orden.

Los sistemas de EDO's y EDA's requieren de condiciones iniciales consistentes, en los SEP's normalmente se obtienen mediante un estudio de flujos de carga en estado estable lo cual es práctica común. Una opción alterna es usar técnicas numéricas de aceleración de la solución al estado estable periódico, que se puede aplicar tanto para el cálculo de condiciones iniciales consistentes así como la obtención del estado estable periódico de forma rápida después de un disturbio, especialmente cuando los sistemas no contienen mucho amortiguamiento.

2.2 Ecuaciones diferenciales ordinarias

Las ecuaciones diferenciales se emplean para modelar problemas en ciencias e ingeniería que implican el cambio de una variable respecto a otra. La mayoría de estos problemas requiere la solución de una ecuación diferencial que satisfaga una condición inicial dada.

En la mayoría de los casos reales, la ecuación diferencial que modela el problema es muy

complicada para resolverla exactamente, por lo que se toma uno de los procedimientos para aproximar la solución. El primero es simplificar la ecuación diferencial a una que pueda resolverse exactamente. El otro enfoque consiste en obtener métodos para aproximar la solución del problema original directamente. Este último enfoque es el adoptado comúnmente, puesto que los métodos numéricos de aproximación proporcionan resultados más precisos e información real del error.

Los métodos numéricos utilizados no obtienen una aproximación continua a la solución del problema de valor inicial. En su lugar encuentran aproximaciones en ciertos puntos específicos, con frecuencia igualmente espaciados. El problema a resolver es escrito en forma general como:

$$y' = f(t, y) \quad 0 \leq t \leq b \quad (2.1)$$

con $y(0) = c$, condiciones iniciales conocidas. Esta EDO se puede pensar como escalar o matricial y se asume suficiente uniformidad y límites en $f(t, y)$ y así garantizar la existencia de la solución $y(t)$.

Los métodos más recomendados, por su simplicidad en la implementación así como sus propiedades de estabilidad y exactitud, son la Regla Trapezoidal y el Runge-Kutta de Cuarto Orden.

La formulación de la Regla Trapezoidal es:

$$y_n = y_{n-1} + \frac{h}{2} [f(t_n, y_n) + f(t_{n-1}, y_{n-1})] \quad (2.2)$$

La Regla Trapezoidal es un método simétrico, es decir $f(t, y)$ es igual a $f(-t, y)$. La Regla Trapezoidal es más exacta y generalmente requiere menos pasos de integración para satisfacer una tolerancia de error dada. Es un método A-estable.

Por otro lado la formulación del Runge-Kutta de cuarto Orden es la siguiente:

$$\begin{aligned}
 K_1 &= f(t_{n-1}, y_{n-1}) \\
 K_2 &= f\left(t_{n-1} + \frac{h}{2}, y_{n-1} + \frac{K_1}{2}\right) \\
 K_3 &= f\left(t_{n-1} + \frac{h}{2}, y_{n-1} + \frac{K_2}{2}\right) \\
 K_4 &= f(t_{n-1} + h, y_{n-1} + K_3)
 \end{aligned}
 \tag{2.3}$$

$$y_n = y_{n-1} + \frac{h}{6}(K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4) \tag{2.4}$$

Tradicionalmente los métodos de Runge-Kutta son explícitos, sin embargo, actualmente se está explotando la versión implícita en la solución de sistemas rígidos.

2.3 Solución de ecuaciones algebraicas no lineales

Las soluciones de una ecuación algebraica no lineal se llaman raíces o ceros. La razón principal para resolver ecuaciones no lineales por medio de métodos numéricos, es que esas ecuaciones carecen de solución exacta, excepto para muy pocos problemas. La solución analítica de las ecuaciones polinomiales existe solo hasta el cuarto orden, pero no existen soluciones en forma exacta para ordenes superiores. Por lo tanto, las raíces de esas ecuaciones no lineales se obtienen mediante métodos computacionales basados en procedimientos iterativos.

Los métodos numéricos diseñados para encontrar las raíces son poderosos, aunque cada uno tiene sus propias limitaciones y defectos. Entre estos métodos el más empleado en ciencias e ingeniería es el Newton.

2.3.1 Método de Newton

Para una ecuación no lineal escalar

$$g(y) = 0 \quad (2.5)$$

se define una secuencia de iteración con y^0 como los valores iniciales y y^l como la iteración actual l , que en forma escrita es:

$$0 = g(y) = g(y^l) + g'(y^l)(y - y^l) + \dots \quad (2.6)$$

Ignorando los términos de orden superior en esta expansión de Taylor para la aproximación de y , se puede definir la próxima iteración y^{l+1} por la ecuación lineal:

$$0 = g(y^l) + g'(y^l)(y^{l+1} - y^l) \quad (2.7)$$

despejando y^{l+1} se obtiene la representación clásica del método Newton:

$$y^{l+1} = y^l - g'(y^l)^{-1} g(y^l) \quad (2.8)$$

Generalizando este resultado a un sistema de m ecuaciones algebraicas con m incógnitas

$$g(y) = 0 \quad (2.9)$$

todo permanece igual, solo que como vectores, excepto que la primer derivada de g es reemplazada por la matriz Jacobiana $\partial g / \partial y$ de $m \times m$. Con lo que se obtiene:

$$y^{l+1} = y^l - \left[\frac{\partial g}{\partial y}(y^l) \right]^{-1} g(y^l) \quad l = 0, 1, \dots \quad (2.10)$$

2.3.2 Iteración funcional

Para los métodos implícitos como la Regla Trapezoidal, un sistema de ecuaciones no lineales debe ser resuelto para cada paso de integración. Así, para la Regla Trapezoidal el sistema de ecuaciones no lineales es:

$$g(y_n) = y_n - y_{n-1} - \frac{h}{2} [f(t_n, y_n) + f(t_{n-1}, y_{n-1})] = 0 \quad (2.11)$$

Se tienen dos formas básicas para resolver (2.11) que son la Iteración Funcional y la Iteración Newton, esta última se verá en líneas posteriores.

El primer intento debe resolver el sistema no lineal mediante Iteración Funcional. Siguiendo con el ejemplo de (2.11), la Iteración Funcional es:

$$y_n^{l+1} = y_{n-1} + \frac{h}{2} [f(t_n, y_n^l) + f(t_{n-1}, y_{n-1})] \quad l = 0, 1, \dots \quad (2.12)$$

donde los valores iniciales para la iteración $l=0$ son $y_n^l = y_{n-1}$.

La ventaja aquí es la simplicidad en la implementación computacional y comprensión por el usuario. Sin embargo, la convergencia de esta iteración requiere que $h \|\partial f / \partial y\| < 1$ en alguna norma. Para sistemas rígidos $\|\partial f / \partial y\|$ es grande, de aquí que el tamaño de h deba ser pequeño, lo que puede ser una restricción para el uso de este método. Normalmente se usa la Iteración Funcional en combinación con métodos implícitos para la solución de problemas no rígidos.

2.3.3 Iteración Newton

Actualmente el método de Newton y variantes del mismo, son usados virtualmente en todos los modernos códigos de EDO's rígidas. La Regla Trapezoidal (2.2) es el método implícito más

utilizado en la implementación de simuladores de SEP's; aplicándole el método de Newton se obtiene la formulación de la Iteración de Newton para la solución de EDA's rígidas.

$$\mathbf{y}_n^{(l+1)} = \mathbf{y}_n^{(l)} - \left[\mathbf{I} - \frac{h}{2} \frac{\partial \mathbf{f}(t_n, \mathbf{y}_n^{(l)})}{\partial \mathbf{y}_n} \right]^{-1} \left[\mathbf{y}_n^{(l)} - \mathbf{y}_{n-1} - \frac{h}{2} \mathbf{f}(t_{n-1}, \mathbf{y}_{n-1}) - \frac{h}{2} \mathbf{f}(t_n, \mathbf{y}_n^{(l)}) \right] \quad (2.13)$$

La matriz $[\mathbf{I} - (h/2) \partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{y}]$ es evaluada en la actual iteración \mathbf{y}_n^l . Esta matriz es llamada Matriz de Iteración y el costo de formarla y resolver el sistema lineal, representa la mayor carga computacional de la solución del problema. El proceso iterativo inicia con las condiciones de arranque $\mathbf{y}_n^0 = \mathbf{y}_{n-1}$, itera hasta que un error en las variables entre la última iteración y la precedente sea menor que una tolerancia especificada por el usuario, como:

$$|\mathbf{y}_n^{l+1} - \mathbf{y}_n^l| \leq \text{tolerancia} \quad (2.14)$$

Con las condiciones iniciales adecuadas para el sistema de EDO, el Newton requeriría de muy pocas iteraciones para cada paso de integración.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

2.3.4 Aproximación de la Matriz Jacobiana

El método de Newton requiere la evaluación de la matriz Jacobiana $\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{y}$. Esto para ecuaciones escalares no es problema, pero para casos reales, especificar estas derivadas parciales analíticamente es muy difícil y/o tedioso. Una técnica conveniente es usar la aproximación por diferencias, definida por la siguiente relación:

$$\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{y}} \approx \frac{\mathbf{f}(t_n, \mathbf{y}_n + \varepsilon \omega_j) - \mathbf{f}(t_n, \mathbf{y}_n)}{\varepsilon} \quad (2.15)$$

donde ε es una perturbación.

El valor de la perturbación es un parámetro pequeño y positivo, debe elegirse un valor lo más pequeño posible para dar una aproximación más exacta del Jacobiano pero no tan cercano a cero que provoque errores numéricos. Una buena elección es $\varepsilon \approx 10^{-7}$ [98], ya que tomar valores más pequeños lleva a resultados incorrectos, en base a la aritmética del punto flotante del procesador con que se resuelva el sistema. ω_j es un vector unitario con la j -ésima componente igual a 1 y 0 las demás, con este vector se asegura la perturbación para solo la j -ésima variable de estado.

El proceso de obtención de $\partial f / \partial y$ aproximadamente mediante (2.15), consiste en aplicar (2.15) para cada columna del Jacobiano, es decir, el Jacobiano se forma columna a columna. Para la obtención de la columna j se evalúa la función f con una perturbación ε en la j -ésima variable de estado, o sea, $f(t_n, y_n + \varepsilon \omega_j)$, a ésta se resta f evaluada en la iteración anterior, $f(t_n, y_n)$ y el resultado se divide entre la perturbación ε .

Como se puede observar el costo de la aproximación de la matriz Jacobiana se incrementa de acuerdo al número de variables de estado, ya que se tiene que evaluar $n+1$ veces la función, donde n es el número de variables de estado. Esto último es de relevante importancia en el caso de la Iteración Newton sobre algún método numérico implícito. Para este caso las $n+1$ evaluaciones de la función se realizan para cada paso de integración lo cual eleva en mucho el costo computacional.

Con esta base se realizan algunas acciones para la reducción de este costo computacional. Estas consisten en calcular el Jacobiano al inicio de cada iteración o más aún, mantenerlo constante por algunas iteraciones. Estas modificaciones llevan al denominado Newton deshonesto.

2.4 Sistemas de ecuaciones rígidos

Normalmente la rigidez de un sistema de EDO's se describe en términos de múltiples escalas de tiempo. Un sistema rígido es aquel que involucra un cambio rápido en sus componentes junto con un cambio lento de algunos. En muchos casos la variación rápida de componentes son transitorios efímeros que terminan rápidamente, después de lo cual la solución es dominada por la variación lenta

de componentes. Aunque los fenómenos transitorios existen sólo para una parte del intervalo de integración, pueden dictar el paso del tiempo para toda la solución. La solución adecuada a este tipo de problemas es usar para la aproximación de la solución métodos implícitos, con lo que el problema se reduce a resolver un conjunto de ecuaciones simultáneas en cada paso de integración.

Para EDO's no lineales la solución es más difícil, ya que involucra resolver un sistema de ecuaciones no lineales para cada paso de integración. Mientras se gana estabilidad se aumenta el costo al agregar complejidad a la solución.

La elección de los métodos a usar depende de dos parámetros a ponderar, estabilidad y exactitud. El uso de métodos de órdenes superiores produce soluciones más exactas pero los límites de estabilidad son reducidos. Lo recomendable en la literatura es usar métodos implícitos de segundo o tercer orden, con pasos de integración pequeños y así se logra tener un amplio margen en la estabilidad del método como en su exactitud.

En resumen se puede decir que el concepto de rigidez se entiende mejor en términos cualitativos más que cuantitativos. Así mismo la rigidez depende, adicionalmente a la EDO misma, de la exactitud deseada, del tamaño de paso de integración y de la región de estabilidad absoluta del método numérico.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

2.5 Ecuaciones diferencio-algebraicas

La definición más simple para las Ecuaciones Diferencio-Algebraicas (EDA's) consiste en un sistema de EDO's con restricciones algebraicas en las variables. Un sistema de EDA's envuelve una mezcla de diferenciaciones e integraciones, se espera que aplicando diferenciaciones analíticas al sistema dado, reduciendo lo necesario y repitiendo las diferenciaciones lo conveniente, se alcanza un sistema de EDO's explícito para todas la incógnitas. Esto es cierto a menos que el problema sea singular. El número de diferenciaciones necesarias para lograr esta transformación se llama índice de la EDA. Lo cual implica, por ejemplo, que una EDO tiene índice 0.

La representación de las EDA's puede ser en forma implícita o semi-implícita. La forma implícita es:

$$F(t, y, y') = 0 \quad (2.16)$$

donde $\partial F/\partial y'$ debe ser singular. El rango y estructura de la matriz Jacobiana depende, en general, de la solución de $y(t)$, la cual se supone que es independiente del tiempo.

Por otro lado la forma semi-explicita es:

$$y' = f(t, y, z) \quad (2.17)$$

$$0 = g(t, y, z) \quad (2.18)$$

el índice de (2.16) es 1 si $\partial g/\partial z$ es no singular, porque entonces una diferenciación de (2.18) arrojaría una y' . Para las EDA's semi-explicitas se puede distinguir entre variables diferenciales $y(t)$ y variables algebraicas $z(t)$. Las variables algebraicas pueden ser menos suaves que las diferenciales, o más aún pueden ser no diferenciables.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

2.6 Métodos numéricos para ecuaciones diferencio-algebraicas

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El enfoque numérico para la solución de EDA's, puede dividirse en dos clase: (i) discretización directa del sistema dado y (ii) métodos que requieren una reformulación para reducir el índice y combinados con una discretización.

La reformulación del sistema puede ser costosa, sobre todo para sistemas reales de grandes dimensiones. Pero es necesaria puesto que la discretización directa está limitada su utilidad a EDA's de índice 1. Afortunadamente la mayoría de las EDA's encontradas en la práctica son de índice 1.

En base a lo anterior, la solución de las EDA's de índice 1 consiste en discretizar las

ecuaciones diferenciales usando un método numérico de aproximación como los indicados para las EDO's y resolver esta discretización junto con las restricciones algebraicas para cada paso de integración. Esto último se puede realizar en forma alternada o simultánea, con Iteraciones Funcionales o de Newton, dependiendo si el sistema de ecuaciones son lineales o no lineales y si el sistema es rígido o no.

2.7 Ecuaciones diferencio-algebraicas en sistemas eléctricos de potencia

La simulación del comportamiento del Sistema de Potencia es una herramienta de alta utilidad en la planeación del sistema, análisis de estabilidad y operación del mismo. En los Sistemas de Potencia es usual modelar los generadores, reguladores de voltaje, gobernador-turbina y las cargas del sistema por medio de ecuaciones diferenciales; mientras que la red es modelada con ecuaciones algebraicas, el tradicional método nodal. La unión de estos dos sistemas de ecuaciones forman el sistema de ecuaciones diferencio-algebraicas que debe resolverse numéricamente para simular el comportamiento del sistema.

Las ecuaciones diferenciales describen la dinámica del sistema y los principales componentes que contribuyen a ella son los generadores y cargas dinámicas, mientras que las ecuaciones algebraicas describen la red, las cargas estáticas y las restricciones algebraicas del generador. La solución de estas dos ecuaciones define el estado electromecánico del sistema para cualquier instante en el tiempo.

El sistema de EDA's que se forma en los SEP's son de la forma de (2.17) con restricciones algebraicas (2.18) cuya solución puede ser particionada (alterna) o simultánea. En la solución particionada las ecuaciones diferenciales son resueltas usando un método de integración explícito con las ecuaciones algebraicas resueltas separadamente para cada paso de integración. La solución simultánea usa métodos de integración implícitos, para convertir las ecuaciones diferenciales (2.17) en un conjunto de ecuaciones algebraicas las cuales son combinadas con las ecuaciones algebraicas de la red (2.18) y resueltas como un conjunto de ecuaciones algebraicas no lineales.

La efectividad de estas dos soluciones depende tanto del modelo usado para el generador y del método numérico de integración. Para una óptima selección del método de integración a usar, es necesario entender las escalas de tiempo de la dinámica del sistema completo. Se sabe que la solución de un conjunto de EDO's lineales es en la forma de una combinación lineal de funciones exponenciales donde cada una describe un modo individual del sistema. Estos modos son definidos por eigenvalores del sistema los cuales son relacionados a las escalas de tiempo de las diferentes dinámicas en el modelo. Cuando los eigenvalores tienen un rango de valores distribuidos ampliamente en el plano complejo, la solución consistirá de la suma de las dinámicas que cambian rápidamente, correspondientes a grandes eigenvalores, y las dinámicas que cambian lentamente, correspondientes a pequeños eigenvalores.

A un sistema que presenta ambas dinámicas se le conoce como rígido. Un sistema no lineal es rígido si su aproximación lineal es rígida.

Los modelos electromecánicos de los Sistemas de Potencia incluyen tanto las ecuaciones transitorias, con sus constantes de tiempo pequeñas, así como la dinámica lenta de los rotores, lo cual constituye un sistema rígido. La rigidez del modelo se ve aumentada si las ecuaciones del regulador de voltaje, constantes de tiempo pequeñas, y las del gobernador-turbina, constantes de tiempo grandes, son incluidas en el modelo. La solución para este modelo debe considerar métodos de integración que tomen en cuenta la rigidez del sistema. Por el contrario si el modelo solo incluye la dinámica lenta del rotor, los métodos de integración simples son suficientes.

En los SEP's los métodos de integración utilizados en la mayoría de los simuladores se pueden clasificar en dos categorías: de un paso, los métodos de Runge-Kutta y los multipasos, métodos predictor-corrector. Los métodos de Runge-Kutta clásicos, generalmente se aplican en la solución alterna de sistemas no rígidos. Mientras que los métodos implícitos se usan tanto en la solución alterna como simultánea de sistemas rígidos.

La solución de las fórmulas explícitas se lleva a cabo en forma iterativa, donde ésta puede ser Funcional o Newton. La Iteración Funcional es la forma más simple de resolver una formulación

implícita, siendo suficiente para sistemas de EDA's no rígidas.

En los sistemas de EDA's con grandes eigenvalores, sistemas rígidos, es necesario usar la Iteración Newton en lugar de la Funcional. El método de Newton permite pasos de integración mayores, pero como la matriz de iteración debe de ser calculada e invertida para cada paso n veces hasta converger, la complejidad del método es mucho mayor que para la Iteración Funcional. Sin embargo, si el paso de integración es suficientemente grande entonces la complejidad del Newton se puede justificar.

Como se ha observado las fórmulas de orden superior presentan una mayor exactitud en la solución aproximada, sin embargo tienen la desventaja de que su implementación computacional se dificulta y además su área de estabilidad numérica se va decrementando conforme aumenta el orden del método. La mayoría de los programas desarrollados para la solución de grandes sistemas de EDA's utilizan fórmulas de segundo y tercer orden para evitar problemas de estabilidad numérica.

Se pueden usar formulaciones que contengan procedimientos de paso variable y orden variable o paso variable y orden constante. El cambio automático del orden y/o del paso de integración del método requiere cálculos adicionales. Además un cambio en el paso de integración provoca en la mayoría de los métodos cambios en los coeficientes del mismo.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

2.7.1 Simuladores de estabilidad transitoria

Un simulador de estabilidad transitoria está compuesto de tres partes esenciales:

1. Interfase con el usuario.
2. Técnica de solución de las EDA's.
3. Métodos de análisis para clasificar la estabilidad de la red.

Numerosas técnicas de análisis han sido dirigidas hacia los SEP's en lo que respecta a la

solución de las EDA's [1-11, 27, 30, 31, 34, 35, 38, 41, 46-48], entre las que se incluyen:

1. Análisis iterativo en el tiempo.
2. Procesamiento en paralelo en el dominio del tiempo.
3. Técnicas de Newton.
4. Técnicas de relajación.
5. Métodos de Kraylov.

Cada una de estas técnicas requieren análisis numérico adicional, tal como:

1. Métodos de integración numérica usando la Regla Trapezoidal.
2. Solución de las ecuaciones no lineales mediante el método de Newton.
3. Solución de las ecuaciones no lineales mediante la Iteración de Picard.
4. Solución de las ecuaciones no lineales mediante métodos de Relajación.
5. Solución de las ecuaciones no lineales mediante el método de Kraylov.
6. Solución de las ecuaciones lineales con métodos iterativos.

Los métodos de solución numérica de las EDA's han sido aplicados al problema de estabilidad transitoria.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

2.8 Aceleración de la solución al estado estable

Del análisis numérico de sistemas no lineales con entradas periódicas estables, se puede obtener la respuesta periódica en estado estable con una condición inicial de estado dada, mediante la aplicación de un método de integración al sistema de ecuaciones hasta que la respuesta se haga periódica. En sistemas pobremente amortiguados este proceso de integración se extiende sobre muchos periodos de tiempo haciéndolo costoso, computacionalmente hablando. Para este tipo de sistemas sería muy difícil que llegaran a su estado estable periódico usando únicamente técnicas de punto por punto, por esta razón se han usado técnicas de aceleración al estado estacionario. Estas

técnicas numéricas inicialmente fueron desarrolladas e implementadas por Aprille y Trick [18], con aplicaciones principalmente en circuitos de electrónica, en sistemas de potencia se tienen trabajos de Usaola *et al* [24-26], quienes han trabajado en algoritmos híbridos en tiempo y frecuencia con elementos no lineales en el sistema, así mismo estas técnicas se han aplicado posteriormente, con sus características particulares por García *et al.* [19, 20, 61, 62], Semlyen *et al.* [21] y Pérez-Rojas *et al* [22, 23], cuyas aplicaciones a los SEP's han sido directas.

Otras técnicas de aceleración, utilizando los esquemas de Newton y que aún no han sido explotadas en los SEP's, son las investigaciones realizadas por Fokkema *et al.* [67] con la aplicación de los métodos Krylov o Newton inexactos, Vanderstraeten [68] quien propone una aceleración basada en la reutilización de la información del Jacobiano, Engelborghs *et al* [69] acelera la solución mediante el uso de la Iteración de Picard. Li *et al* [70] realizan una comparación de los métodos para acelerar la solución al estado estable, destacando la formulación Newton que usa la diferenciación automática para la obtención del Jacobiano, además hacen la comparación con otros métodos como Skelboe [71], Bukowski y Broyden [70]. Tolsma [72] evalúa eficientemente el Jacobiano disperso, mientras que Ushida [73] realiza un análisis de estado estable usando métodos híbridos. En [74-76] Houben y Maubach aceleran al estado estable utilizando los mapas de Poincaré.

La técnica utilizada en esta investigación es la propuesta inicialmente por Aprille y Trick [18] y se basa en el método de Newton a un mapeo de la ecuación a solucionar. Si existe una órbita estable el algoritmo de Newton converge a ella rápidamente, siempre y cuando las condiciones iniciales se encuentren en la vecindad de ésta órbita.

Considerando el problema como una EDA (2.17 - 2.18) donde y y f son vectores de dimensión n , y z son las variables algebraicas. f es periódica en $t \in T$. y es continua en t y su primera derivada parcial respecto a y es continua respecto a t donde $-\alpha < t < \alpha$. Por lo tanto se tendrá una solución periódica de (2.17- 2.18) en el periodo T .

El objetivo es determinar la solución periódica de (2.17-2.18) sobre el intervalo $[0, T]$ partiendo de una condición inicial. La solución de (2.17-2.18) en el intervalo $[0, T]$ debe satisfacer la condición frontera:

$$y(0) = y(T) \quad (2.19)$$

integrando (2.17) se tiene

$$y(T) = \int_0^T f(y, \tau) d\tau + y(0) \quad (2.20)$$

bajo las restricciones algebraicas (2.18), se puede expresar (2.19) en términos del mapeo

$$y_0 = E(y_0) \quad (2.21)$$

donde

$$E(y_0) = \int_0^T f(y, \tau) d\tau + y_0 \quad (2.22)$$

por lo tanto $y(t)$ satisface (2.17) para $0 \leq t \leq T$.

La solución del estado estable se obtiene aplicando el método de Newton a (2.21):

$$y_0^{i+1} = y_0^i + [I - E'(y_0^i)]^{-1} [E(y_0) - y_0^i] \quad (2.23)$$

donde $E'(y_0^i)$ es el Jacobiano del sistema (2.23) y el cual es aproximado numéricamente como se indica en el apartado §2.3.4; $E(y_0)$ es la solución del sistema en el punto inicial. ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Esta técnica numérica se aplica al sistema a resolver en periodos T y el criterio de convergencia es el estándar del método de Newton en base a una tolerancia proporcionada por el usuario.

La aplicación de este algoritmo puede extenderse al cálculo de condiciones iniciales consistentes para la solución del problema de estabilidad en los SEP's. Aventajando el cálculo de tales condiciones mediante un estudio de flujos de carga en el hecho de que con esta técnica de aceleración los modelos del sistema permanecen intactos, Mientras que en un estudio de flujos se utilizan normalmente modelos reducidos.

Después de cualquier disturbio se deja espacio para ver el transitorio en el tiempo que se desee y aplicando aceleración se tendría el estado estable nuevamente. Para una revisión más a fondo de las bondades así como detalles de implementación de esta técnica en SEP's se recomienda García [61], Aprille [18] y Usaola[26].

2.9 Conclusiones

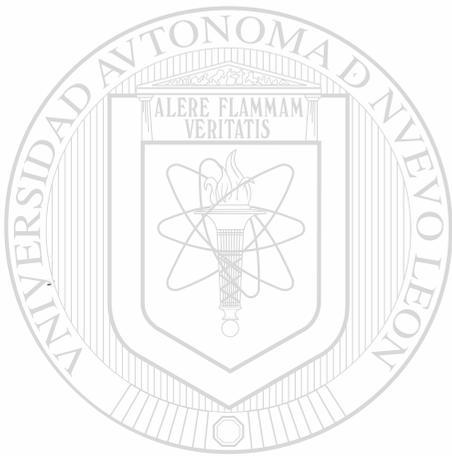
A lo largo de este capítulo se mostraron los métodos de mayor aplicación en ingeniería eléctrica y más aun en sistemas eléctricos de potencia. Entre estos métodos destacan: el Runge-Kutta de cuarto orden (explícito) y la Regla Trapezoidal (implícito) ampliamente socorridos por sus características de estabilidad, exactitud y facilidad en su implementación computacional. Los métodos multipaso presentan una mayor complejidad para su implementación computacional, requieren además de información de los pasos precedentes de acuerdo al orden del método. Sin embargo, se gana en exactitud, menos pasos de integración y una facilidad para insertar esquemas de control del tamaño del paso de integración, aunque se sacrifica en estabilidad numérica.

Se revisó una técnica de aceleración al estado estable para así poder aplicarla en la obtención de condiciones iniciales consistentes de los sistemas de las EDA's. Así como de aplicarla en el estudio de estabilidad transitoria de SEP's.

El problema de estabilidad en sistemas de potencia resulta en un sistema de EDA's rígidas cuya solución se obtiene mediante los métodos revisados para discretizar las ecuaciones diferenciales y resolverlas junto con el conjunto de ecuaciones algebraicas en forma alterna o simultánea, para cada paso de integración. Para esto último se usa la Iteración Funcional o la Iteración de Newton, dependiendo de la rigidez del sistema de EDA's [77].

Para la presente investigación que consiste en el estudio de la estabilidad transitoria de un SEP se opta por solucionarlo utilizando los métodos clásicos de Runge-Kutta y Regla Trapezoidal con paso fijo, puesto que en un transitorio es más conveniente mantener el paso fijo y además se hará

una comparación con los dos tipos de Iteración, la Funcional y la de Newton, respectivamente. Así mismo se obtendrán las condiciones iniciales mediante la técnica de aceleración descrita.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Capítulo 3

DESARROLLO DEL MODELO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA INCLUYENDO ARMÓNICOS



3.1 Introducción

Cada vez se requiere un conocimiento más detallado de los elementos que forman los sistemas eléctricos de potencia, en este análisis se profundiza en la máquina síncrona tomando como referencia sus circuitos magnéticos, con lo cual se obtienen las inductancias en función de las características y dimensiones del material del estator y rotor. El modelo desarrollado toma en cuenta la no linealidad del material por el cual viaja el flujo magnético; pero sin llegar a tener un modelo muy involucrado, computacionalmente hablando, para su solución. Para lograr un modelo más detallado lo más adecuado es realizar el estudio y análisis utilizando la técnica del método del elemento finito o el del elemento frontera. De acuerdo con [78-94], se hace imprescindible considerar los efectos de saturación en el estudio y análisis de las máquinas, para lo cual el análisis en coordenadas dqo no es lo más adecuado.

La inclusión de la saturación en el modelo de la máquina síncrona ha sido desde hace años

el objetivo primordial de muchas investigaciones, por ejemplo se mencionan algunos resultados de los más sobresalientes, por supuesto no los únicos:

J. O. Ojo y T. A. Lipo [84], aplican factores de saturación obtenidos a través de pruebas o mediante el análisis de la máquina usando la técnica del método del elemento finito. Las ecuaciones de Park para la máquina síncrona son modificadas con estos factores para tener en consideración la saturación en forma independiente sobre los ejes d y q . El flujo máximo en el núcleo es la suma vectorial de los flujos en los ejes d y q . Este modelo toma en cuenta los efectos de saturación en el núcleo del estator, en el núcleo del rotor, en los dientes del estator y en la cara polar del rotor, usando los factores de saturación separados, esto sobre la base del punto de partida como son pruebas físicas y/o análisis de elementos finitos.

A. M. El-Serafi et al. [85], mediante mediciones del efecto del acoplamiento magnético entre los ejes d y q , es obtenido un modelo en dqo incluyendo los efectos de saturación, con la utilización de éste se observa y comprueba que la saturación afecta notablemente la curva de potencia-ángulo; y este efecto depende primordialmente del acoplamiento magnético. Es decir la gran discrepancia que hay entre los valores calculados para los ángulos del rotor de las máquinas y los medidos se debe a la inclusión no adecuada de la saturación en los modelos usados.

Otras investigaciones realizadas [81-83], [86-89], [92-94], han arrojado resultados similares y propuesto modelos adecuados de acuerdo a la aplicación requerida. Pero lo importante a observar que tienen en común es que todos estos modelos son planteados en el marco de referencia dqo .

Un trabajo interesante es el de Slemon [91], [95], donde plantea e implementa un modelo partiendo de circuitos magnéticos, y que aunque no tiene el mismo número de elementos para un análisis por elementos finitos -2000 a 10000- si requiere de un número considerable de parámetros -30 a 100- si se compara con modelos convencionales en dqo que tiene un rango de 13 a 19 parámetros (resistencias, inductancias). La importancia de este modelo es que conserva las

propiedades del método del elemento finito, y por lo tanto considerar las no linealidades es transparente.

Una propuesta más actual es [81], donde se indica un modelo de la máquina síncrona en coordenadas abc incluyendo saturación. Un ligero inconveniente de éstas últimas investigaciones es que están desarrolladas para una máquina de dos polos, lo cual es importante aclarar ya que estos modelos dependen de distancias físicas, y no consideran el efecto del ranurado en el estator, sin embargo hay que aclarar que [91], [95], toman en cuenta el coeficiente de Carter.

Los estudios más recientes [81], se orientan a retomar el modelo de la máquina en sus coordenadas originales abc . Con este tipo de formulación el modelo es totalmente adecuado con el fin de analizar fenómenos de complejidad creciente en el control y la protección, así como para simular fallas internas en las máquinas, por ejemplo: cortocircuitos entre espiras, apertura de devanados o de barras, entre otras. Este análisis se lleva a cabo observando qué armónicos aumentan su contenido en la salida del generador; y así obtener una relación entre los armónicos que son inyectados a la red y las fallas internas más comunes. Conociendo lo anterior se espera que la protección y el control del generador sea una tarea segura y sencilla.

El modelo desarrollado depende principalmente de las dimensiones físicas de la máquina, así como de las características del material magnético. Al considerar la no linealidad del material, se incluyen como parte de dicha no linealidad los efectos de las ranuras y polos para el cálculo de las inductancias [79]; lo cual permite evaluar de manera más completa qué tanto influye la saliencia del estator y rotor en las inductancias, y en consecuencia en el comportamiento electromecánico del generador.

La saturación ocurre en diferentes puntos de la máquina para diferentes condiciones de operación. Por ejemplo durante el transitorio de carga normal, la corriente de campo es relativamente mayor y la saturación es por lo tanto limitada a la región de núcleo del rotor sobre el que descansa el devanado de campo aquí un simple modelo de saturación en el eje d sería factible. Mientras tanto en el arranque el flujo de campo es relativamente pequeño y la saturación ocurre en el núcleo del estator. En el modelo planteado en el presente trabajo por la forma de tratar la saturación en cada uno

de los elementos magnéticos en que se divide el troquel de la máquina lo mencionado antes no presenta problema alguno. Y otro punto a favor es considerar y cuantificar el efecto de las ranuras en la respuesta de la máquina ante diferentes situaciones de operación.

La finalidad de obtener un modelo completo del generador en coordenadas abc , forma parte del proyecto que consiste en desarrollar un simulador de sistemas de potencia en coordenadas de fase.

3.2 Modelo del generador en coordenadas de fase abc

El generador síncrono se modela considerando simetría en las fases y en la carcasa. En la Figura 3.1 se tiene un diagrama esquemático para un generador síncrono de p polos.

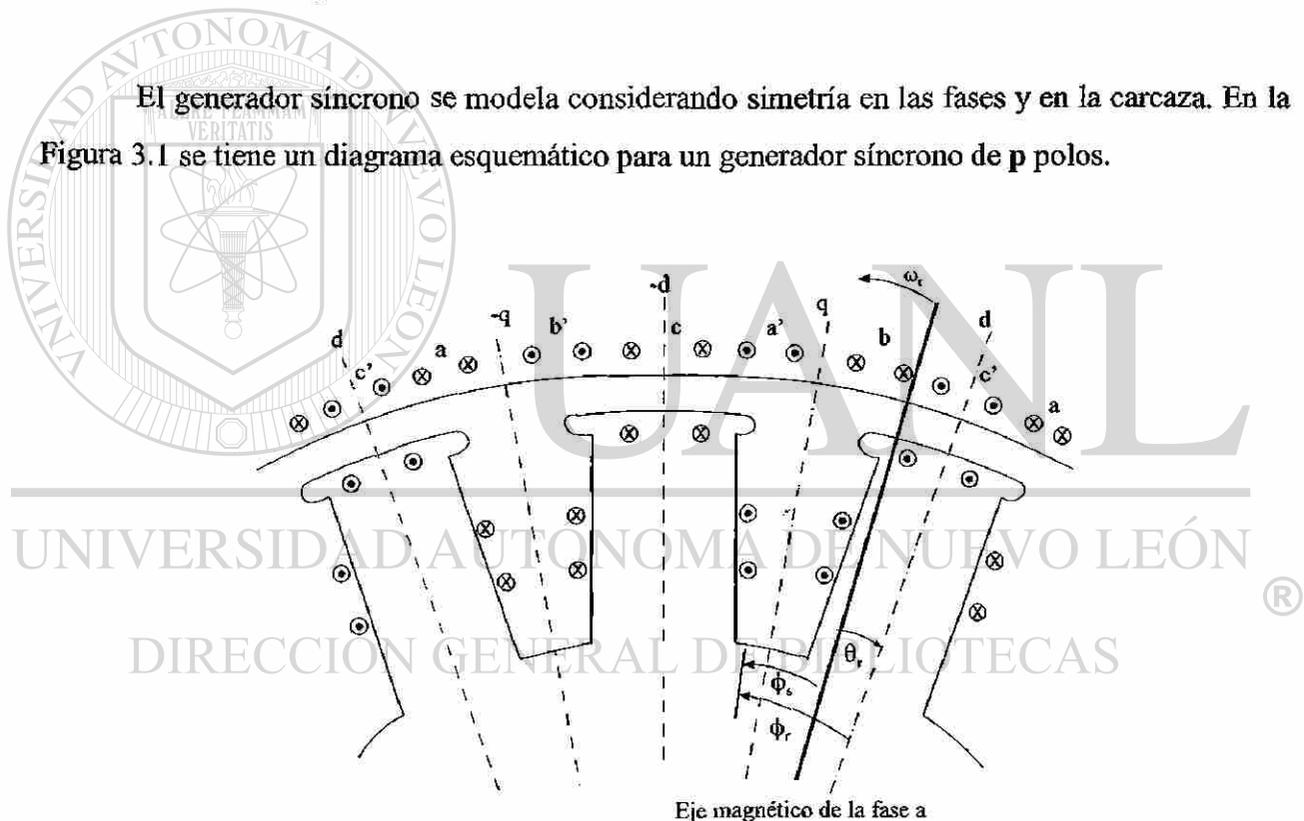


Figura 3.1 Diagrama esquemático de la máquina síncrona de p polos.

En la Figura 3.1 se muestra la distribución de los devanados en los ejes de la máquina síncrona, tanto en el estator (a, b, c), como en el rotor donde se tienen los devanados de campo y los de amortiguamiento (f, g, kd, kq), [79]. Los devanados del estator son distribuidos y separados 120° eléctricos entre sí, con número de vueltas N_s y resistencia r_s ; como los devanados se consideran

balanceados el número de vueltas y la resistencia en cada uno de ellos se consideran iguales.

El rotor tiene el devanado de campo y tres devanados amortiguadores por cada par de polos. Sobre el eje directo (eje d), se encuentran los devanados de campo (f) y uno de amortiguamiento (kd) con número de vueltas y resistencia igual a N_f, r_f y N_{kd}, r_{kd} , respectivamente. Los devanados (g) y (kq) con parámetros de N_g, r_g y N_{kq}, r_{kq} , respectivamente, se encuentran sobre el eje de cuadratura (eje q), el cual está 90° adelante del eje d y éste a su vez se encuentra formando un ángulo θ , con respecto a la referencia física en el estator. El giro del rotor (con velocidad angular ω_r) es, como se indica en la Figura 3.1, contrario al movimiento de las manecillas del reloj.

El modelo del transitorio eléctrico de la máquina síncrona se describe por las ecuaciones de voltaje para cada devanado. En forma compacta:

$$\mathbf{V} = R\mathbf{I} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\lambda} \quad (3.1)$$

$$\boldsymbol{\lambda} = L\mathbf{I} \quad (3.2)$$

donde:

$$\mathbf{V} = [v_a \ v_b \ v_c \ v_f \ v_g \ v_{kd} \ v_{kq}]^T$$

Vector de voltajes, contiene el voltaje en: Las fases, el campo y en los devanados de amortiguamiento, éstos últimos por estar cortocircuitados su voltaje es cero.

$$\mathbf{I} = [-i_a \ -i_b \ -i_c \ i_f \ i_g \ i_{kd} \ i_{kq}]^T$$

Vector de corrientes en el estator y rotor, nótese el signo de las corrientes en el estator, el cual indica operación generador (signo negativo), motor (signo positivo).

$$\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_a \ \lambda_b \ \lambda_c \ \lambda_f \ \lambda_g \ \lambda_{kd} \ \lambda_{kq}]^T$$

Vector de enlaces de flujo en el estator y en el rotor; se relaciona con el vector de corrientes de acuerdo con (3.2).

La matriz de resistencias R de la máquina síncrona tiene valores diferentes de cero sólo en

la diagonal, se tiene la resistencia de los devanados: De las fases, del campo y de los de amortiguamiento.

L es la matriz de inductancias de la máquina y tiene la siguiente forma:

$$L = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{ag} & L_{akd} & L_{akq} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} & L_{bg} & L_{bkd} & L_{bkq} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cg} & L_{ckd} & L_{ckq} \\ \hline L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} & 0 & L_{fkd} & 0 \\ L_{ga} & L_{gb} & L_{gc} & 0 & L_{gg} & 0 & L_{gkq} \\ L_{kda} & L_{kdb} & L_{kdc} & L_{kdf} & 0 & L_{kdkd} & 0 \\ L_{kqa} & L_{kqb} & L_{kqc} & 0 & L_{kqg} & 0 & L_{kqkq} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

La expresión de par eléctrico [79], en función de corrientes y enlaces de flujo en coordenadas abc, está dada por:

$$T_e = \frac{P}{3\sqrt{3}} \{ \lambda_a (i_b - i_c) + \lambda_b (i_c - i_a) + \lambda_c (i_a - i_b) \} \quad (3.4)$$

3.2.1 Ecuación de oscilación

El modelo que describe el comportamiento mecánico del rotor se representa por la suma de pares en la flecha del generador. La ecuación para este modelo se conoce como ecuación de oscilación.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{\omega_b}{2H} (T_m - T_e) \quad (3.5)$$

$$\frac{d}{dt}\delta = \omega_r - \omega_s \quad (3.6)$$

donde:

ω_r , ω_s velocidad del rotor y síncrona en p.u., H constante de inercia en seg., δ ángulo de carga en rad, T_m y T_e par mecánico y eléctrico en p.u.

El par eléctrico se obtiene de (3.4). El modelo de la máquina síncrona es el conjunto de las ecuaciones (3.1) a (3.6), donde las inductancias dependen de las características magnéticas del material y de la posición del rotor, como se discute en la siguiente sección.

3.3 Inductancias de la máquina síncrona

En forma general la inductancia de una bobina está definida por la relación:

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad (3.7)$$

la cual es la razón de los enlaces de flujo que cruzan la bobina respecto a la corriente que circula por ésta.

Así mismo la definición de los enlaces de flujo es:

$$\lambda = N\Psi \quad (3.8)$$

El flujo para una bobina es la integral de superficie siguiente:

$$\Psi = \int_s \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (3.9)$$

Suponiendo que el flujo en el entrehierro es radial solamente, lo cual es posible debido a la corta distancia de éste, entonces el producto escalar de los vectores dentro de la integral anterior, se reduce a un producto de magnitudes, donde la inducción magnética \mathbf{B} es:

$$\mathbf{B} = \mu_r \frac{\text{FMM}}{l} \quad (3.10)$$

y la fuerza magnetomotriz está definida por:

$$\text{FMM} = Ni \quad (3.11)$$

Para obtener las inductancias de una máquina se tiene que resolver (3.7) a (3.11), en orden regresivo.

La máquina a ser analizada es trifásica, simétrica en devanados y estructura, y consta de p polos. En el presente trabajo se desarrolla el cálculo de las inductancias de la máquina considerando: la no linealidad del material, la saliencia del rotor y el ranurado del estator.

De la Figura 3.1 se observa que la posición angular en el estator ϕ_s , respecto a la referencia del estator que para este análisis coincide con el eje magnético del primer polo de la fase a , en cualquier instante es:

$$\phi_s = \phi_r + \theta_r \quad (3.12)$$

donde ϕ_r es la posición angular del rotor respecto al eje d y θ_r es el ángulo entre las referencias del estator y rotor, sus sentidos se indican en la Figura 3.1.

3.3.1 Fuerza magnetomotriz, FMM

La FMM se calcula para el devanado en cada polo de acuerdo con (3.11). Para cuestiones de análisis se consideran los devanados distribuidos senoidalmente a lo largo del paso polar, tomando como referencia el eje magnético del primer polo del devanado de la fase a , la distribución del devanado se indica en la Figura 3.2.

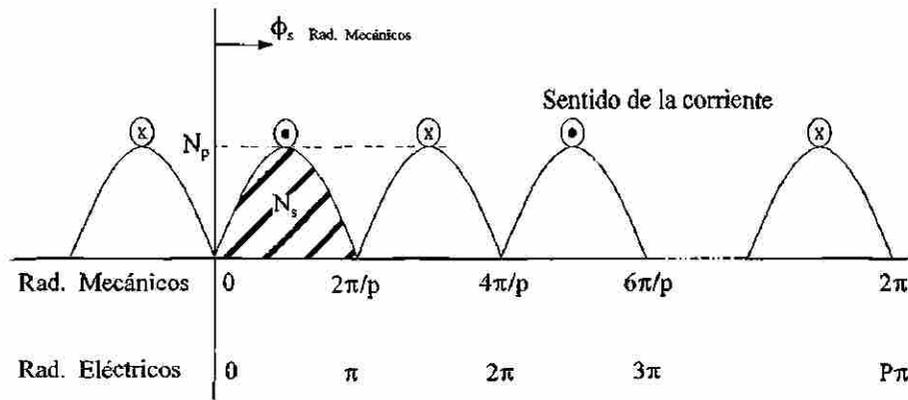


Figura 3.2 Distribución del devanado de la fase a en una máquina síncrona de p polos

El estudio para la FMM, debido a la simetría que se observa en la Figura 3.2, se realiza en un par de polos, en esta figura las abscisas indican el desplazamiento angular ϕ_s sobre el estator y el eje de las ordenadas es la densidad de conductores por radian. En base a la Figura 3.2, y tomando en cuenta el sentido de las corrientes, se tiene que la distribución del devanado de la fase a por polo es:

$$N_{sa} = N_p \operatorname{Sen}\left(\frac{p}{2} \phi_s\right) \begin{cases} + & 0 \leq \phi_s \leq \frac{2\pi}{p} \\ - & \frac{2\pi}{p} \leq \phi_s \leq \frac{4\pi}{p} \end{cases} \quad (3.13)$$

donde N_p es el valor máximo de conductores o vueltas por radian; (3.13) indica que N_{sa} es positivo en el intervalo de $0 \leq \phi_s \leq 2\pi/p$ y es negativo en el intervalo de $2\pi/p \leq \phi_s \leq 4\pi/p$. Ahora bien, designando a N_s como el número total de vueltas que corresponde al devanado equivalente distribuido senoidalmente por fase, entonces por polo se tiene:

$$\frac{N_s}{p} = \int_0^{\frac{2\pi}{p}} N_p \operatorname{Sen}\left(\frac{p}{2} \phi_s\right) d\phi_s \quad (3.14)$$

nótese que el intervalo de integración son π radianes eléctricos, cabe indicar que todos los límites angulares se indican en radianes mecánicos a menos que se indique lo contrario, obteniendo N_p de

la solución de (3.14)

$$N_p = \frac{N_s}{4} \quad (3.15)$$

sustituyendo (3.15) en (3.14), se tiene que la distribución del devanado en función de N_s es:

$$N_{sa} = \frac{N_s}{4} \text{Sen}\left(\frac{p}{2} \phi_s\right) \quad \left\{ \begin{array}{l} + \quad 0 \leq \phi_s \leq \frac{2\pi}{p} \\ - \quad \frac{2\pi}{p} \leq \phi_s \leq \frac{4\pi}{p} \end{array} \right. \quad (3.16)$$

Esta distribución del devanado es sinusoidal, lo cual realmente no se cumple, la distribución del devanado real contiene un determinado número de armónicos dependiendo de los factores de paso y distribución del propio devanado, así como del factor de sesgo de las ranuras donde se colocan las bobinas. Luego, en base a lo anterior, la distribución del devanado expandida en series de Fourier es:

$$N_{sa} = \frac{4}{\pi} N_c Z_f \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h} K_{ph} K_{dh} K_{sh} \text{Sen } h \left(\frac{p}{2} \Phi_s \right) \quad (3.17)$$

donde

h = número de armónico

N_c = número de vueltas por bobina

Z_f = número de bobinas por fase

K_{ph} = factor de paso de bobina para el h -ésimo armónico

$$K_{ph} = \text{Sen}\left(\frac{hm\pi}{2}\right) \quad (3.18)$$

K_{dh} = factor de distribución del devanado para el h -ésimo armónico

$$K_{dh} = \frac{\text{Sen}\left(\frac{h\pi}{2q}\right)}{n \text{ Sen}\left(\frac{h\pi}{2nq}\right)} \quad (3.19)$$

K_{sh} = factor de sesgo de las ranuras para el h-ésimo armónico

$$K_{sh} = \frac{\text{Sen}\left(\frac{hp\beta}{2}\right)}{\frac{hp\beta}{2}} \quad (3.20)$$

p = número de polos

β = ángulo de sesgo de las ranuras

q = número de fases por polo

n = número de ranuras por fase

m = factor del ángulo de paso de bobina, para m=1 se tiene paso completo, una adecuada selección de m puede eliminar o reducir determinados armónicos impares. Esta es la razón principal de usar bobinas de paso corto

Reduciendo el análisis para el armónico h únicamente, (3.17) se puede expresar como:

$$N_{sah} = \frac{hpN_{sh}}{4} \text{Sen } h\left(\frac{p}{2} \phi_s\right) \quad \left\{ \begin{array}{l} + \quad 0 \leq \phi_s \leq \frac{2\pi}{hp} \\ - \quad \frac{2\pi}{hp} \leq \phi_s \leq \frac{4\pi}{hp} \end{array} \right. \quad (3.21)$$

donde N_{sh} es el valor máximo del h-ésimo armónico y representa el producto de las constantes de (3.17).

Considerando que la FMM se sitúa al centro del conductor que la genera, Figura 3.3a, la FMM para cada diferencial $d\phi_s$ se ilustra en la Figura 3.3b, la relación analítica para la FMM en el

devanado de la fase a para el armónico h es:

$$FMM_{ah} = -i_a \frac{hpN_{sh}}{4} \left[- \int_{\phi_s}^{\frac{2\pi}{hp}} \text{Sen } h\left(\frac{p}{2}\zeta\right) d\zeta - \int_{\frac{2\pi}{hp}}^{\phi_s + \frac{2\pi}{hp}} \text{Sen } h\left(\frac{p}{2}\zeta\right) d\zeta \right] \quad (3.22)$$

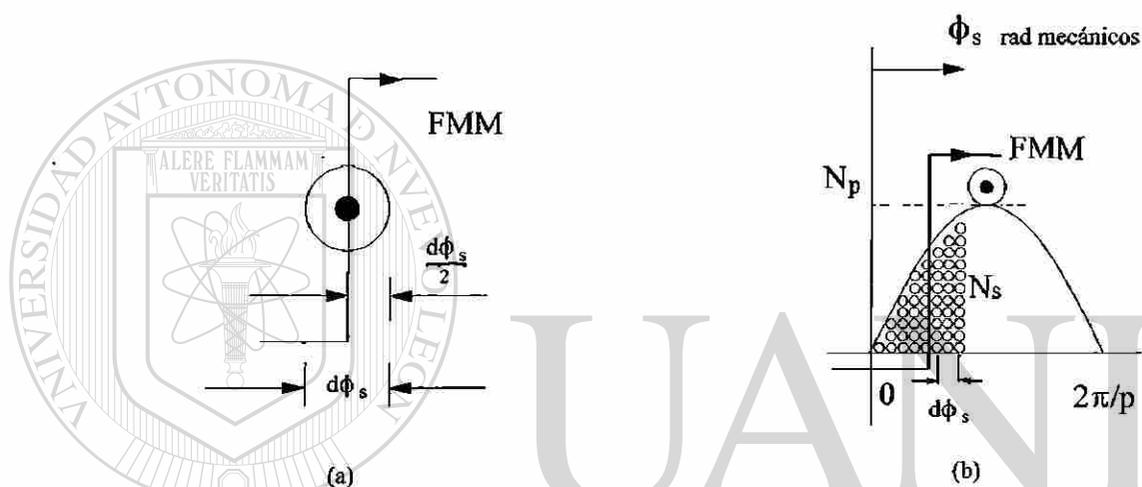


Figura 3.3 FMM de la distribución del devanado en la fase a.

resolviendo se llega a

$$FMM_{ah} = i_a N_{sh} \text{Cos } h\left(\frac{p}{2}\phi_s\right) \quad (3.23)$$

En la Figura 3.4.a se observa la distribución física del devanado donde se simula el sentido de arrollamiento del mismo, indicando la polaridad del devanado, positivo por donde entra \otimes . La Figura 3.4.b es la representación de la Figura 3.4.a como una función seno. La Figura 3.4.c muestra la obtención de la FMM en base a las dos anteriores, y se puede observar que es una función coseno, como el resultado en (3.23), obtenido analíticamente.

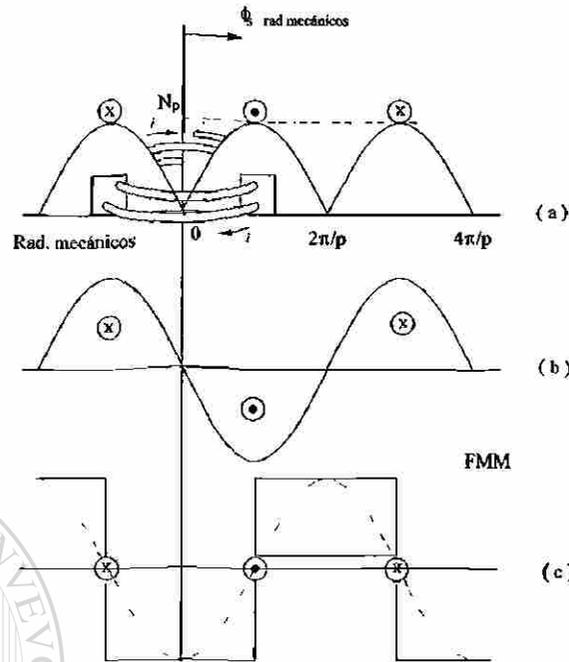


Figura 3.4 Distribución de la FMM del devanado de la fase a.

Puede observarse que los signos negativos en (3.22) se pueden eliminar, en este caso se ha considerado conveniente explicar su origen en base a la Figura 3.4, y después prescindir de ellos. Para lo anterior primeramente se considera $\phi_s = 0$. La primera integral está precedida por un signo negativo debido a que aquí se está integrando el negativo de la función seno como se ve en la Figura 3.4a y b, en los límites de 0 a π radianes eléctricos. El signo negativo que antecede a (3.22) es debido a que en el primer intervalo de integración la corriente es negativa, Figura 3.4a. El signo negativo de la segunda integral es para eliminar el efecto en ella, del signo negativo de (3.22), ya que para este intervalo la función seno que se integra es positiva y también la corriente lo es, Figura 3.4a y b.

Realizando el análisis para las restantes fases del estator se obtiene su distribución del devanado.

$$N_{sbh} = \frac{hpN_{sh}}{4} \text{Sen } h \left(\frac{p}{2} \phi_s - \frac{2}{3} \pi \right) \begin{cases} + & 0 \leq \phi_s \leq \frac{2\pi}{hp} \\ - & \frac{2\pi}{hp} \leq \phi_s \leq \frac{4\pi}{hp} \end{cases} \quad (3.24)$$

$$N_{sch} = \frac{hpN_{sh}}{4} \text{Sen} h \left(\frac{p}{2} \phi_s + \frac{2}{3} \pi \right) \quad \left\{ \begin{array}{l} + \quad 0 \leq \phi_s \leq \frac{2\pi}{hp} \\ - \quad \frac{2\pi}{hp} \leq \phi_s \leq \frac{4\pi}{hp} \end{array} \right. \quad (3.25)$$

y sus FMM's, aplicando (3.22)

$$FMM_{bh} = i_b N_{sh} \text{Cos} h \left(\frac{p}{2} \phi_s - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.26)$$

$$FMM_{ch} = i_c N_{sh} \text{Cos} h \left(\frac{p}{2} \phi_s + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.27)$$

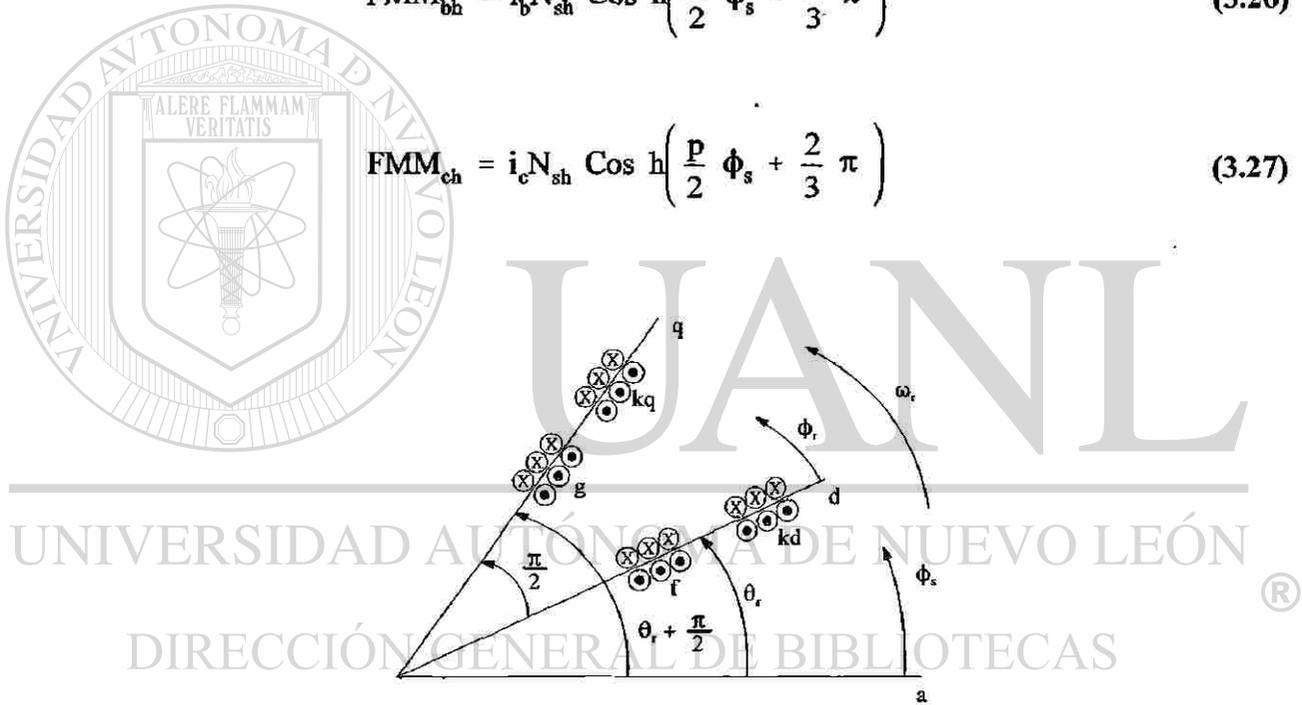


Figura 3.5 Diagrama esquemático de los devanados en el rotor

De igual forma para los devanados de campo y amortiguadores, con referencia a la Figura 3.5, las relaciones para la distribución de vueltas así como para la FMM de cada devanado son:

$$N_{rh} = \frac{hpN_{rh}}{4} \text{Sen} h \left(\frac{p}{2} \phi_r \right) \quad \left\{ \begin{array}{l} + \quad 0 \leq \phi_r \leq \frac{2\pi}{hp} \\ - \quad \frac{2\pi}{hp} \leq \phi_r \leq \frac{4\pi}{hp} \end{array} \right. \quad (3.28)$$

$$N_{rkdh} = \frac{hpN_{kdh}}{4} \text{Sen } h\left(\frac{p}{2} \phi_r\right) \quad \left\{ \begin{array}{l} + \quad 0 \leq \phi_r \leq \frac{2\pi}{hp} \\ - \quad \frac{2\pi}{hp} \leq \phi_r \leq \frac{4\pi}{hp} \end{array} \right. \quad (3.29)$$

$$N_{rgh} = \frac{hpN_{gh}}{4} \text{Sen } h\left(\frac{p}{2} \phi_r - \frac{\pi}{2}\right) \quad \left\{ \begin{array}{l} + \quad 0 \leq \phi_r \leq \frac{2\pi}{hp} \\ - \quad \frac{2\pi}{hp} \leq \phi_r \leq \frac{4\pi}{hp} \end{array} \right. \quad (3.30)$$

$$N_{rkqh} = \frac{hpN_{kqh}}{4} \text{Sen } h\left(\frac{p}{2} \phi_r - \frac{\pi}{2}\right) \quad \left\{ \begin{array}{l} + \quad 0 \leq \phi_r \leq \frac{2\pi}{hp} \\ - \quad \frac{2\pi}{hp} \leq \phi_r \leq \frac{4\pi}{hp} \end{array} \right. \quad (3.31)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

$$FMM_{fn} = i_f N_{fn} \text{Cos } h\left(\frac{p}{2} \phi_r\right) \quad (3.32)$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$FMM_{kdh} = i_{kd} N_{kdh} \text{Cos } h\left(\frac{p}{2} \phi_r\right) \quad (3.33)$$

$$FMM_{gh} = i_g N_{gh} \text{Cos } h\left(\frac{p}{2} \phi_r - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.34)$$

$$FMM_{kqh} = i_{kq} N_{kqh} \text{Cos } h\left(\frac{p}{2} \phi_r - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.35)$$

donde el número de vueltas así como los diferentes factores de los devanados son exclusivos y específicos para cada uno de ellos.

3.3.2 Inducción magnética

El siguiente paso es calcular la densidad de flujo magnético \mathbf{B} , para lo cual se requiere establecer la trayectoria magnética de \mathbf{B} . La Figura 3.6, muestra el detalle de la trayectoria que sigue \mathbf{B} en un polo de la máquina síncrona, en esta figura se ilustra conjuntamente el circuito magnético equivalente por polo, donde las distancias, áreas, distancias tangenciales y reluctancias correspondientes son:

l_1, A_1, d_1 y \mathfrak{R}_1

Yugo del rotor

l_2, A_2, d_2 y \mathfrak{R}_2

Polo del rotor

l_3, A_3, d_3 y \mathfrak{R}_3

Entrehierro

l_4, A_4, d_4 y \mathfrak{R}_4

Ranuras estator

l_5, A_5, d_5 y \mathfrak{R}_5

Yugo del estator

\mathfrak{R}_p

Dispersión

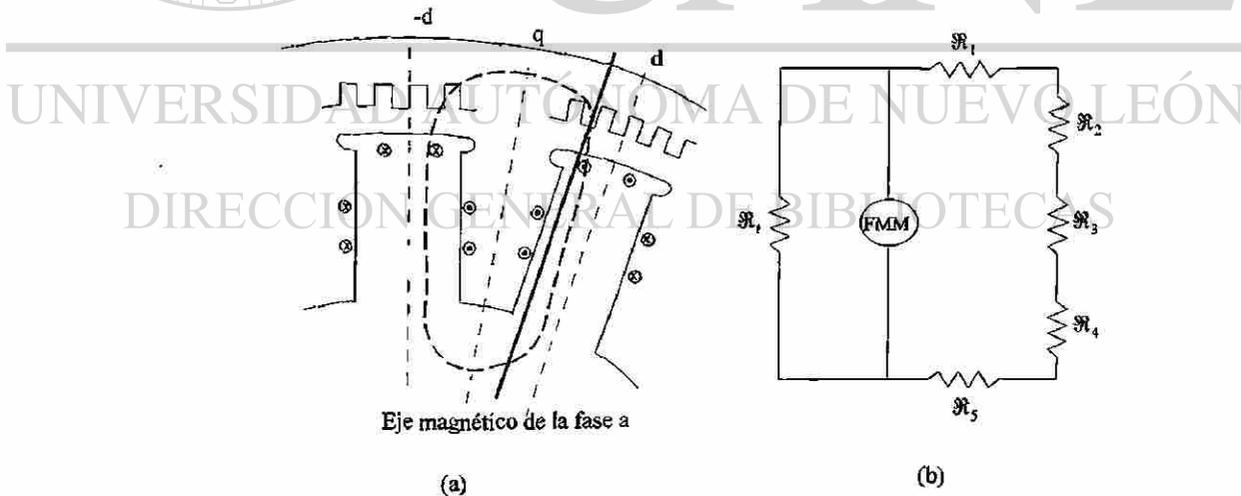


Figura 3.6 Trayectoria del flujo magnético en la máquina.

De la Figura 3.6.a se observa que las distancias de la trayectoria magnética que sigue el flujo en el yugo del rotor y del estator, se pueden considerar constantes, no así las distancias de los polos, de las ranuras y del entrehierro. Se centra la atención en las distancias variables, las cuales se presentan en forma bidimensional en la Figura 3.7.

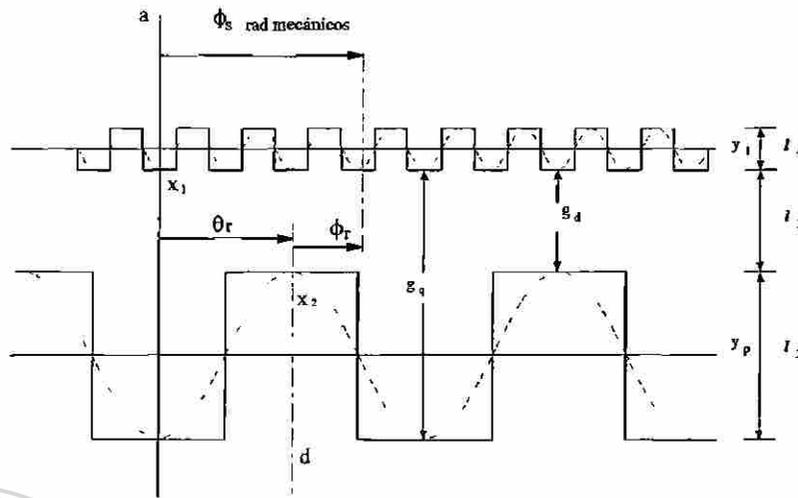


Figura 3.7 Aproximación de polos y ranuras del troquel de la máquina.

La representación de los polos y ranuras del estator se hace por medio de rectas, considerando además que el ancho de las ranuras es igual al de los dientes, en lo que respecta al estator y en el rotor los polos son iguales a los interpolos, esta consideración se realiza para simplificar la obtención del modelo, pero estas distancias pueden considerarse diferentes. La longitud de las ranuras y polos varía de acuerdo a una función cuadrada de diferente ángulo espacial. Usando una representación de Fourier para estas funciones, y reteniendo únicamente los términos deseados de la serie, con lo que se puede eliminar los armónicos espaciales de orden superior.

Para las ranuras, tomando como referencia para la función cuadrada el punto x_1 , se tiene:

$$y_r = \frac{y_1}{2} - \frac{2y_1}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h} \text{Cos } h(pR\theta_r) \quad (3.36)$$

donde y_1 es la longitud de la ranura y R es el número de ranuras por polo, entonces y_r es la función que describe la onda cuadrada de las ranuras. Si se requiere conservar los armónicos de mayor orden, se deben de conservar los términos de la serie de Fourier tanto como se requiera.

Para los polos, tomando como referencia el punto x_2 en la Figura 3.7.

$$y_p = \frac{g_q - g_d}{2} + \frac{2(g_q - g_d)}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h} \cos h(p\phi_r) \quad (3.37)$$

donde g_d y g_q son las distancias del entrehierro en el eje directo y el eje de cuadratura, respectivamente. Las distancias l_2 , l_3 y l_4 se expresan como:

$$\begin{aligned} l_2 &= y_p \\ l_3 &= y_r + g_q - y_p \\ l_4 &= y_1 - y_r \end{aligned} \quad (3.38)$$

De la Figura 3.6.b se cumple la siguiente relación para el circuito magnético:

$$FMM = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3 + H_4 l_4 + H_5 l_5 \quad (3.39)$$

Si la definición para la intensidad magnética es:

$$H = \frac{B}{\mu} \quad (3.40)$$

entonces (3.39) se expresa como:

$$FMM = \frac{B_1 l_1}{\mu_1} + \frac{B_2 l_2}{\mu_2} + \frac{B_3 l_3}{\mu_3} + \frac{B_4 l_4}{\mu_4} + \frac{B_5 l_5}{\mu_5} \quad (3.41)$$

Para el proceso de conversión electromecánica es conveniente referir las densidades de flujo B de todas las secciones del circuito magnético, a la densidad de flujo del entrehierro B_3 , por lo cual es necesario referir todos los términos de (3.41) a B_3 , además se observa que hasta este punto se tienen permeabilidades independientes para cada uno de los segmentos en que se ha dividido el troquel de la máquina. Aquí es donde se puede elegir usar diferentes tipos de material en el troquel, para este estudio se limita a un solo material magnético en el rotor y estator con permeabilidad μ_r y la del aire μ_0 . Aplicando el principio de continuidad del flujo magnético, Figura 3.8.

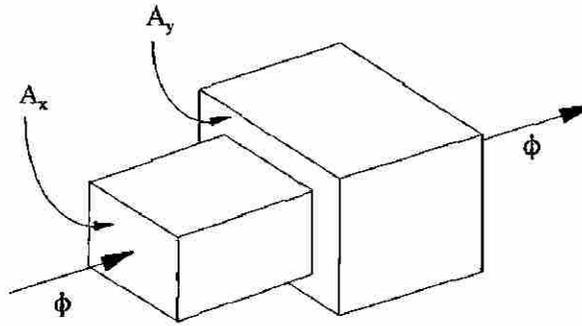


Figura 3.8 Propiedad de la continuidad del flujo magnético

se tiene que la relación de áreas es:

$$B_x = B_y \frac{A_y}{A_x} \quad (3.42)$$

y si la distancia axial es la misma, como lo es en el caso de máquinas eléctricas, entonces se considera solo la distancia tangencial d , así (3.42) se reduce a:

$$B_x = B_y \frac{d_y}{d_x} \quad (3.43)$$

Evaluando (3.36) para la fase a , refiriendo todos los elementos al entrehierro y aplicando (3.38), se obtiene:

$$FMM_a = B_3 \left[\frac{l_1 d_3}{\mu_1 d_1} + \frac{l_2 d_3}{\mu_2 d_2} + \frac{l_3}{\mu_0} + \frac{l_4 d_3}{\mu_4 d_4} + \frac{l_5 d_3}{\mu_5 d_5} \right] \quad (3.44)$$

Como B_3 es la densidad del flujo magnético en el entrehierro debido a la fase a , en adelante se indica como B_{ga} . Sustituyendo las longitudes (3.38), y arreglando algebraicamente se obtiene:

$$B_{ga} = \frac{FMM_a}{k_1 + k_2(y_r + g_q - y_p) + k_3 y_p + k_4(y_1 - y_r)} \quad (3.45)$$

con las constantes

$$k_1 = \frac{l_1 d_3}{\mu_1 d_1} + \frac{l_5 d_3}{\mu_5 d_5} \quad (3.46)$$

$$k_2 = \frac{2}{\mu_0} \quad (3.47)$$

$$k_3 = \frac{2d_3}{\mu_2 d_2} \quad (3.48)$$

$$k_4 = \frac{2d_3}{\mu_4 d_4} \quad (3.49)$$

Respaldándose en el cumplimiento de:

$$\frac{1}{1 - a - b} = \sum_{k=0}^n (a + b)^k \quad (3.50)$$

aplicando esta relación a (3.45) y tomando solo los términos para $k=0$ y $k=1$, lo cual es una aproximación adecuada ya que los restantes elementos de la serie tienden a cero, se tiene:

$$B_{ga} = \frac{FMM_{ab}}{k_5} \left[1 + \frac{k_6}{k_5} \cos h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{k_5} \cos h(p\phi_r) \right] \quad (3.51)$$

con las constantes

$$k_5 = k_1 + \frac{k_2}{2}(g_d + g_q + y_1) + \frac{k_3}{2}(g_q - g_d) + \frac{k_4}{2}y_1 \quad (3.52)$$

$$k_6 = (k_2 - k_4) \frac{2y_1}{h\pi} \quad (3.53)$$

$$k_7 = (k_2 - k_3) \frac{2(g_q - g_d)}{h\pi} \quad (3.54)$$

B en el entrehierro debido a las fases b y c es (3.51), únicamente haciendo la sustitución correspondiente a la FMM de b ó c , según sea el caso. El término entre paréntesis permanece igual debido a que depende de parámetros y referencia del rotor.

Ahora bien, (3.51) se aplica de igual forma para todos y cada uno de los devanados del rotor, como son el de campo y los de amortiguamiento. Sólo que para este caso hay un punto importante a observar; en el término entre paréntesis se modifica la dependencia angular cuando se aplica (3.51) a los devanados que se localizan sobre el eje q , es decir desplazarlo $\pi/2$ radianes eléctricos, de acuerdo con el sentido de giro y posición del eje q , Figura 3.1, por ejemplo para obtener B_{gg} , realizando el desplazamiento indicado se tiene:

$$B_{gg} = \frac{FMM_{gh}}{k_5} \left[1 + \frac{k_6}{k_5} \cos h(R(p\theta_r - \pi)) + \frac{k_7}{k_5} \cos h(p\phi_r - \pi) \right] \quad (3.55)$$

3.3.3 Enlaces de flujo

El siguiente paso es evaluar los enlaces de flujo λ en el entrehierro debido a la corriente i_a . Aplicando (3.8) y (3.9):

$$\lambda_{ga} = -\frac{hp}{2} \int_{\frac{2\pi}{hp}}^{\frac{4\pi}{hp}} \frac{hpN_{sh}}{4} \text{Sen} h\left(\frac{p}{2}\phi_s\right) \int_{\phi_s}^{\phi_s + \frac{2\pi}{hp}} \frac{i_a N_{sh}}{k_5} \text{Cos} h\left(\frac{p}{2}\zeta\right) r/d\zeta d\phi_s \quad (3.56)$$

$$\left[1 + \frac{k_6}{k_5} \text{Cos} h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{k_5} \text{Cos} h(p(\zeta - \theta_r)) \right] r/d\zeta d\phi_s$$

donde r es el radio de la superficie interna del estator y l es la longitud axial de la máquina, la integral interna en (3.56) es el flujo por bobina, nótese que el ángulo ϕ_r se ha sustituido por su equivalente, usando (3.12), ζ es una variable auxiliar de integración, y la integral se obtiene a partir de ϕ_s , posición fija de la bobina, y se extiende a lo largo del estator en π radianes eléctricos. Para tomar en cuenta todo el devanado, este flujo -representado por la integral interna- es multiplicado por cada una de las vueltas del devanado y se efectúa una sumatoria de estos productos para obtener los enlaces de flujo λ totales; como el número de vueltas del devanado tiene una forma distribuida, la sumatoria se transforma en integral, la cual se evalúa sobre los límites $2\pi/hp$ a $4\pi/hp$, que representa el paso polar en radianes eléctricos, en este intervalo la corriente es positiva \oplus , y por lo tanto λ coincide con

la dirección del eje magnético. La doble integral se multiplica por $hp/2$ para tomar en cuenta los enlaces de flujo del devanado completo. Realizando las integrales en (3.56), se llega a:

$$\lambda_{ga} = 2(N_{sh})^2 T l \pi i_a \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \text{Cos } h(p\theta_r) \right] \quad (3.57)$$

y por (3.7) se obtiene:

$$L_{aah} = L_t + 2(N_{sh})^2 T l \pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \text{Cos } h(p\theta_r) \right] \quad (3.58)$$

donde L_t es la inductancia de dispersión de la fase a, que de acuerdo con [80], representa entre el 5% y el 10 % de la inductancia total.

Las inductancias en **b** y en **c** se evalúan de la misma forma, obteniendo:

$$L_{bbh} = L_t + 2(N_{sh})^2 T l \pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \text{Cos } 2h \left(\frac{p}{2} \theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (3.59)$$

$$L_{cch} = L_t + 2(N_{sh})^2 T l \pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \text{Cos } 2h \left(\frac{p}{2} \theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (3.60)$$

Las inductancias mutuas se obtienen evaluando λ de un devanado, debido a la corriente que circula por otro devanado, para los devanados **a** y **b** se tiene:

$$\lambda_{ab} = -\frac{hp}{2} \int_{\frac{2\pi}{hp}}^{\frac{4\pi}{hp}} \frac{hpN_{sh}}{4} \text{Sen} h\left(\frac{p}{2}\phi_s\right) \int_{\phi_s}^{\phi_s + \frac{2\pi}{hp}} \frac{i_b N_{sh}}{k_5} \text{Cos} h\left(\frac{p}{2}\zeta - \frac{2}{3}\pi\right) \left[1 + \frac{k_6}{k_5} \text{Cos} h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{k_5} \text{Cos} h(p(\zeta - \theta_r))\right] r l d\zeta d\phi_s \quad (3.61)$$

Aquí la integral interna es el flujo generado por la corriente en **b**, el cual pasa por la bobina **a**, integral externa, resolviendo y dividiendo el resultado entre la corriente de **b**, de acuerdo con (3.7), se obtiene:

$$L_{abh} = -2(N_{sh})^2 r l \pi \left[\frac{1}{2k_5} + \frac{k_6}{2k_5^2} \text{Cos} h(pR\theta_r) - \frac{k_7}{2k_5^2} \text{Cos} 2h\left(\frac{p}{2}\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (3.62)$$

de igual forma para los devanados **a-c** y **b-c**.

$$L_{ach} = -2(N_{sh})^2 r l \pi \left[\frac{1}{2k_5} + \frac{k_6}{2k_5^2} \text{Cos} h(pR\theta_r) - \frac{k_7}{2k_5^2} \text{Cos} 2h\left(\frac{p}{2}\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (3.63)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

$$L_{bch} = -2(N_{sh})^2 r l \pi \left[\frac{1}{2k_5} + \frac{k_6}{2k_5^2} \text{Cos} h(pR\theta_r) - \frac{k_7}{2k_5^2} \text{Cos} 2h\left(\frac{p}{2}\theta_r\right) \right] \quad (3.64)$$

Para las inductancias mutuas la inductancia de dispersión se ignora si se anula la dispersión del borde de bobina, como es el caso en este trabajo.

Siguiendo el análisis ahora para los devanados del rotor, iniciando con el devanado de campo, la relación para los enlaces de flujo en el entrehierro debido a la corriente en el campo, es:

$$\lambda_{gr} = -\frac{hp}{2} \int_{\frac{2\pi}{hp}}^{\frac{4\pi}{hp}} \frac{hpN_{fh}}{4} \text{Sen } h\left(\frac{p}{2}\phi_r\right) \int_{\phi_r}^{\phi_r + \frac{2\pi}{hp}} \frac{i_r N_{fh}}{k_s} \text{Cos } h\left(\frac{p}{2}\zeta\right) \left[1 + \frac{k_6}{k_s} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{k_s} \text{Cos } h(p\zeta)\right] r/d\zeta d\phi_s \quad (3.65)$$

resolviendo y dividiendo entre la corriente de campo se tiene que la inductancia propia de campo es:

$$L_{fth} = L_{tr} + 2(N_{fh})^2 r/l\pi \left[\frac{1}{k_s} + \frac{k_6}{k_s^2} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_s^2} \right] \quad (3.66)$$

aplicando (3.65) a los devanados amortiguadores.

$$L_{kdkdh} = L_{tkd} + 2(N_{kdh})^2 r/l\pi \left[\frac{1}{k_s} + \frac{k_6}{k_s^2} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_s^2} \right] \quad (3.67)$$

$$L_{ggh} = L_{tg} + 2(N_{gh})^2 r/l\pi \left[\frac{1}{k_s} + \frac{k_6}{k_s^2} \text{Cos } h\left(Rp\theta_r - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{k_7}{2k_s^2} \right] \quad (3.68)$$

$$L_{kqkqh} = L_{tkq} + 2(N_{kqh})^2 r/l\pi \left[\frac{1}{k_s} + \frac{k_6}{k_s^2} \text{Cos } h\left(Rp\theta_r - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{k_7}{2k_s^2} \right] \quad (3.69)$$

Las inductancias mutuas en el rotor son.

$$L_{fkdh} = 2N_{fh}N_{kdh}r/l\pi \left[\frac{1}{k_s} + \frac{k_6}{k_s^2} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_s^2} \right] \quad (3.70)$$

$$L_{gkqh} = 2N_{gh}N_{kqh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \text{Cos } h \left(Rp\theta_r - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \quad (3.71)$$

$$L_{fg} = L_{fkq} = L_{kdg} = L_{kdkq} = 0 \quad (3.72)$$

Las inductancias mutuas estator - rotor, se obtienen de:

$$\lambda_{af} = -\frac{hp}{2} \int_{\frac{2\pi}{hp}}^{\frac{4\pi}{hp}} \frac{hpN_{sh}}{4} \text{Sen } h \left(\frac{p}{2}\phi_s \right) \int_{\phi_s}^{\phi_s + \frac{2\pi}{hp}} \frac{i_r N_{fh}}{k_5} \text{Cos } h \left(\frac{p}{2}(\zeta - \theta_r) \right) \left[1 + \frac{k_6}{k_5} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{k_5} \text{Cos } h(p(\zeta - \theta_r)) \right] r/d\zeta d\phi_s \quad (3.73)$$

sustituyendo los devanados correspondientes así como sus defasamientos donde sea requerido, las inductancias mutuas entre el estator y rotor son:

$$L_{afh} = 2N_{sh}N_{fh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \text{Cos } h \left(\frac{p}{2}\theta_r \right) \quad (3.74)$$

$$L_{akdh} = 2N_{sh}N_{kdh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \text{Cos } h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \text{Cos } h \left(\frac{p}{2}\theta_r \right) \quad (3.75)$$

$$L_{agh} = -2N_{sh}N_{kdh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \text{Cos } h \left(Rp\theta_r - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \text{Sen } h \left(\frac{p}{2}\theta_r \right) \quad (3.76)$$

$$L_{akqh} = -2N_{sh}N_{kqh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos h\left(Rp\theta_r - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \text{Sen} h\left(\frac{p}{2}\theta_r\right) \quad (3.77)$$

$$L_{bfh} = 2N_{sh}N_{fh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \cos h\left(\frac{p}{2}\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.78)$$

$$L_{bkdh} = 2N_{sh}N_{kdh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \cos h\left(\frac{p}{2}\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.79)$$

$$L_{bgh} = -2N_{sh}N_{gh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos h\left(Rp\theta_r - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \text{Sen} h\left(\frac{p}{2}\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.80)$$

$$L_{bkqh} = -2N_{sh}N_{kqh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos h\left(Rp\theta_r - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \text{Sen} h\left(\frac{p}{2}\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.81)$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$L_{cfh} = 2N_{sh}N_{fh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \cos h\left(\frac{p}{2}\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.82)$$

$$L_{ckdh} = 2N_{sh}N_{kdh}r/\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos h(pR\theta_r) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \cos h\left(\frac{p}{2}\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.83)$$

$$L_{cgh} = - 2N_{sh}N_{gh}r/l\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos h \left(Rp\theta_r - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \text{Sen} h \left(\frac{p}{2}\theta_r + \frac{2}{3}\pi \right) \quad (3.84)$$

$$L_{ckqh} = - 2N_{sh}N_{kqh}r/l\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos h \left(Rp\theta_r - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{k_7}{2k_5^2} \right] \text{Sen} h \left(\frac{p}{2}\theta_r + \frac{2}{3}\pi \right) \quad (3.85)$$

Efectuando el cambio de variable de radianes mecánicos a eléctricos.

$$\theta = \frac{p}{2}\theta_r \quad (3.86)$$

donde θ es la posición del rotor en radianes eléctricos y θ_r lo es en radianes mecánicos. Si se define una "frecuencia" para las ranuras como:

$$F_R = 2R \quad (3.87)$$

realizando lo indicado para la inductancia propia de la fase a (3.53), se llega a la relación:

$$L_{aah} = L_l + 2N_{sh}^2r/l\pi \left[\frac{1}{k_5} + \frac{k_6}{k_5^2} \cos(F_R\theta) + \frac{k_7}{2k_5^2} \cos(2\theta) \right] \quad (3.88)$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

que es la inductancia para una máquina de dos polos. Con esta expresión se demuestra que una máquina con cualquier número de pares de polos puede ser analizada como una máquina de dos polos, en donde persiste el número de polos es en la relación del par electromagnético, (3.4).

La secuencia desarrollada para obtener la inductancia en la fase a debido a la corriente en a, se repite para obtener las demás inductancias propias y mutuas totales.

A continuación se indican en forma compacta las inductancias que complementan el modelo de la máquina síncrona.

Inductancias propias en el estator

$$L_{aah} = L_t + L_{Aaa} + L_{Baa} \cos h(F_R \theta) + L_{Caa} \cos 2h(\theta) \quad (3.89)$$

$$L_{bbh} = L_t + L_{Abb} + L_{Bbb} \cos h(F_R \theta) + L_{Cbb} \cos 2h\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.90)$$

$$L_{cch} = L_t + L_{Acc} + L_{Bcc} \cos h(F_R \theta) + L_{Ccc} \cos 2h\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.91)$$

Inductancias mutuas en el estator

$$L_{abh} = L_{bah} = -\frac{1}{2}L_{Aab} - \frac{1}{2}L_{Bab} \cos h(F_R \theta) + L_{Cab} \cos 2h\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad (3.92)$$

$$L_{bch} = L_{cbh} = -\frac{1}{2}L_{Abc} - \frac{1}{2}L_{Bbc} \cos h(F_R \theta) + L_{Cbc} \cos 2h(\theta) \quad (3.93)$$

$$L_{ach} = L_{cah} = -\frac{1}{2}L_{Aac} - \frac{1}{2}L_{Bac} \cos h(F_R \theta) + L_{Cac} \cos 2h\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (3.94)$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Las inductancias propias del rotor ahora dependen de la posición angular del rotor debido al ranurado, y son:

$$L_{fih} = L_{tf} + L_{Aff} + L_{Bff} \cos h(F_R \theta) + L_{Cff} \quad (3.95)$$

$$L_{kdkh} = L_{tkd} + L_{Akd} + L_{Bkd} \cos h(F_R \theta) + L_{Ckd} \quad (3.96)$$

$$L_{ggh} = L_{tg} + L_{Agg} + L_{Bgg} \cos h\left(F_R \theta - \frac{\pi}{2}\right) + L_{Cgg} \quad (3.97)$$

$$L_{kqkh} = L_{tkq} + L_{Akq} + L_{Bkq} \cos h\left(F_R \theta - \frac{\pi}{2}\right) + L_{Ckq} \quad (3.98)$$

Las inductancias mutuas del rotor también dependen de la posición angular del rotor.

$$L_{fkdh} = L_{kdfh} = L_{Afk d} + L_{Bfk d} \cos h(F_R \theta) + L_{Cfk d} \quad (3.99)$$

$$L_{gkqh} = L_{kqgh} = L_{Agk q} + L_{Bgk q} \cos h\left(F_R \theta - \frac{\pi}{2}\right) + L_{Cgk q} \quad (3.100)$$

$$L_{fgh} = L_{gfh} = L_{fkqh} = L_{kqfh} = L_{kdgh} = L_{gkdh} = L_{kdkqh} = L_{kqkdh} = 0 \quad (3.101)$$

Inductancias estator-rotor

$$L_{afa} = L_{fah} = [L_{Aaf} + L_{Baf} \cos h(F_R \theta) + L_{Caf}] \cos h(\theta) \quad (3.102)$$

$$L_{bfh} = L_{fbh} = [L_{Abf} + L_{Bbf} \cos h(F_R \theta) + L_{Cbf}] \cos h\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.103)$$

$$L_{cfh} = L_{fch} = [L_{Acf} + L_{Bcf} \cos h(F_R \theta) + L_{Ccf}] \cos h\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.104)$$

$$L_{akdh} = L_{kdah} = [L_{Aak d} + L_{Bak d} \cos h(F_R \theta) + L_{Cak d}] \cos h(\theta) \quad (3.105)$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$L_{bkdh} = L_{kdbh} = [L_{Abk d} + L_{Bbk d} \cos h(F_R \theta) + L_{Cbk d}] \cos h\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.106)$$

$$L_{ckdh} = L_{kdch} = [L_{Ack d} + L_{Bck d} \cos h(F_R \theta) + L_{Cck d}] \cos h\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.107)$$

$$L_{agh} = L_{gah} = - [L_{Aag} + L_{Bag} \cos h\left(F_R \theta - \frac{\pi}{2}\right) + L_{Cag}] \sin h(\theta) \quad (3.108)$$

$$L_{bgh} = L_{gbh} = - [L_{Abg} + L_{Bbg} \cos h \left(F_R \theta - \frac{\pi}{2} \right) + L_{Cbg}] \text{Sen } h \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.109)$$

$$L_{cgh} = L_{gch} = - [L_{Acg} + L_{Bcg} \cos h \left(F_R \theta - \frac{\pi}{2} \right) + L_{Ccg}] \text{Sen } h \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.110)$$

$$L_{akqh} = L_{kqah} = - [L_{Aakq} + L_{Bakq} \cos h \left(F_R \theta - \frac{\pi}{2} \right) + L_{Cakq}] \text{Sen } h(\theta) \quad (3.111)$$

$$L_{bkqh} = L_{kqbh} = - [L_{Abkq} + L_{Bbkq} \cos h \left(F_R \theta - \frac{\pi}{2} \right) + L_{Cbkq}] \text{Sen } h \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.112)$$

$$L_{ckqh} = L_{kqch} = - [L_{Ackq} + L_{Bckq} \cos h \left(F_R \theta - \frac{\pi}{2} \right) + L_{Cckq}] \text{Sen } h \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.113)$$

donde las L's, son:

$$L_{Axy} = 2N_x N_y \pi r l \frac{1}{k_5} \quad (3.114)$$

$$L_{Bxy} = 2N_x N_y \pi r l \frac{k_6}{k_5^2} \quad (3.115)$$

$$L_{Cxy} = N_x N_y \pi r l \frac{k_7}{k_5^2} \quad (3.116)$$

La geometría de la máquina se encuentra implícita en las constantes \mathbf{k} , (3.46) - (3.49) y (3.52) - (3.54), las que dependen de las dimensiones físicas del troquel de la máquina. Ahora observando la matriz de inductancias de la máquina síncrona, se tiene que sus elementos no dependen solo de la posición del rotor, sino también de los parámetros del material magnético, μ , en cada sección, esto con la finalidad de insertar la no linealidad magnética en forma directa. El tratamiento de la saturación en las inductancias, se puede efectuar por medio de las constantes \mathbf{k} , como se indica en

el siguiente apartado.

3.4 Inclusión de la saturación

En base a la formulación planteada en las secciones anteriores, la no linealidad se incluye directamente obteniendo el valor de μ para cada posición de θ , y para cada sección del troquelado en que se dividió la máquina; tomando como referencia la curva de saturación magnética del material, Figura 3.9.

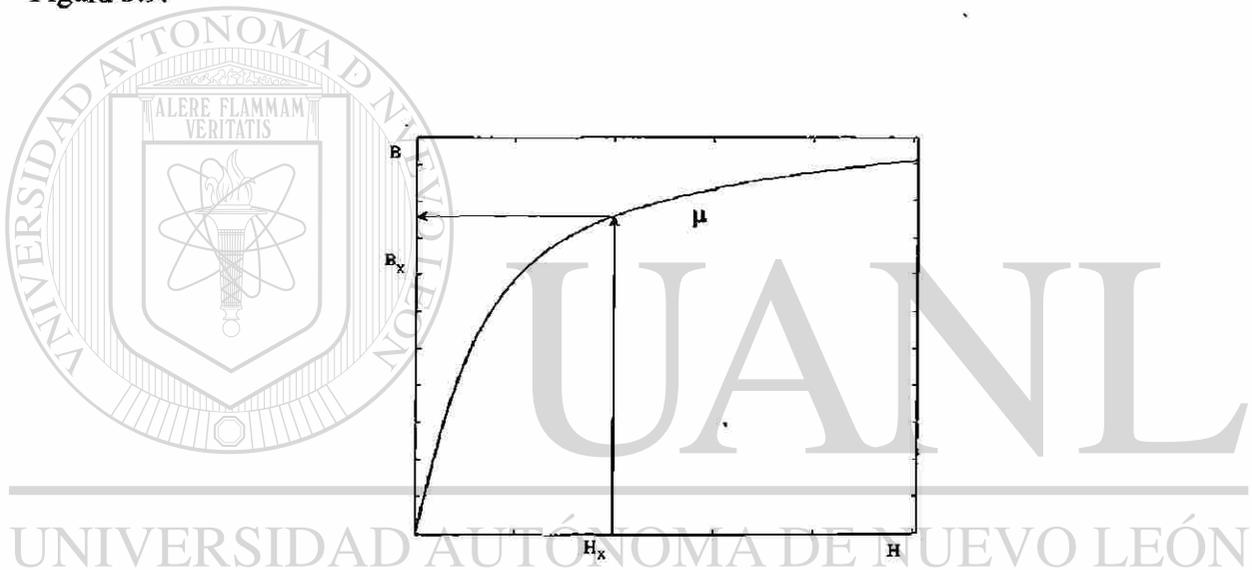


Figura 3.9 Característica magnética del material.

La característica **B-H** puede representarse mediante la función arcotangente, ver sección §

4.3.

$$B(H) = B_r \operatorname{atan}(mH_m) + \Delta B H \quad (3.117)$$

donde conociendo **H** se obtiene **B**, como se muestra en la Figura 3.9; teniendo los valores de **B** y **H** se obtiene μ :

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (3.118)$$

donde **H** se evalúa con la relación:

$$H_x = \frac{FMM_x}{l_x} \quad (3.119)$$

el subíndice x indica que (3.119) se aplica para cada uno de los segmentos en que se divide el troquel de la máquina, de acuerdo a la Figura 3.6; aquí cabe mencionar que puede haber diferentes características magnéticas para el rotor y el estator. La ventaja de la división de troquel que se propone en este trabajo, es que se manejan diferentes niveles de saturación. Así, la saturación se maneja de manera independiente para los dientes, los polos y el yugo tanto del estator como del rotor. Considerando que el troquel está forjado del mismo material magnético para el rotor y el estator, se tiene solamente una característica no lineal, como en la Figura 3.9.

Para conocer la fuerza magnetomotriz total, FMM_T , de (3.119) se realiza la suma de todas y cada una de las FMM 's de los devanados que intervienen en la construcción de la máquina, para este caso son: a , b , c , f , kd , g y kq .

De acuerdo con (3.23) y realizando los defasamientos adecuados para los devanados restantes, se llega a:

$$\begin{aligned} FMM_T = & \frac{i_a N_s}{2} \cos\theta + \frac{i_b N_s}{2} \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ & + \frac{i_c N_s}{2} \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{i_f N_f}{2} \cos\theta + \frac{i_{kd} N_{kd}}{2} \cos\theta \\ & + \frac{i_g N_g}{2} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{i_{kq} N_{kq}}{2} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (3.120)$$

Ahora factorizando H_1 de (3.41) y utilizando el principio de continuidad del flujo, cuya relación de áreas se redujo a (3.43), se tiene

$$FMM_T = H_1 \left[l_1 + l_2 \frac{d_1}{d_2} \frac{\mu_1}{\mu_2} + l_3 \frac{d_1}{d_3} \frac{\mu_1}{\mu_0} + l_4 \frac{d_1}{d_4} \frac{\mu_1}{\mu_4} + l_5 \frac{d_1}{d_5} \frac{\mu_1}{\mu_5} \right] \quad (3.121)$$

despejando H_1

$$H_1 = \frac{FMM_T}{l_1 + l_2 \frac{d_1}{d_2} \frac{\mu_1}{\mu_2} + l_3 \frac{d_1}{d_3} \frac{\mu_1}{\mu_0} + l_4 \frac{d_1}{d_4} \frac{\mu_1}{\mu_4} + l_5 \frac{d_1}{d_5} \frac{\mu_1}{\mu_5}} \quad (3.122)$$

Considerando la condición inicial de las μ 's en todos y cada uno de los segmentos del troquelado, en la sección lineal de su característica de saturación Figura 3.9; se resuelve (3.122) para obtener H_1 , con la cual se entra a la gráfica de la Figura 3.9, para obtener B_1 y con (3.40) se obtiene μ_1 .

Conociendo B_1 se puede obtener el flujo ϕ del circuito magnético del troquel, Figura 3.6, y como tal circuito esta en serie, ignorando para el cálculo la reluctancia de dispersión, el flujo ϕ es igual en todas las secciones magnéticas.

$$\phi = \frac{B_1}{A_1} \quad (3.123)$$

Se calculan la reluctancias con los valores conocidos hasta aquí y se calculan las H 's con las relaciones siguientes.

$$H_2 = \phi \mathfrak{R}_2 = \phi \frac{l_2}{\mu_2 A_2} \quad (3.124)$$

$$H_4 = \phi \mathfrak{R}_4 = \phi \frac{l_4}{\mu_4 A_4} \quad (3.125)$$

$$H_5 = \phi \mathfrak{R}_5 = \phi \frac{l_5}{\mu_5 A_5} \quad (3.126)$$

Con estas H 's se entra a la característica magnética del material, Figura 3.9; se obtienen las B 's y utilizando (3.40) se calculan las μ 's restantes. Debe de aclararse que el conjunto de ecuaciones (3.122) - (3.126) se resuelven en forma iterativa hasta que se cumpla una tolerancia especificada para todas y cada una de las μ 's, esto para cada posición de θ .

Obsérvese que aquí es donde se pueden manejar diferentes características magnéticas para los segmentos en que se dividió el troquel de la máquina, en este caso en particular se considera que el troquel de la máquina es del mismo material magnético, tanto en el estator como en el rotor; por

lo tanto se requiere de solo una característica de la saturación del material, Figura 3.9. Lo que se debe de notar es que es solo una característica de saturación, pero no es la misma magnetización en el troquelado para todo θ , sino que para este caso la magnetización depende del área y longitud de cada segmento en que se haya dividido el troquel. Se tendrían diferentes curvas de saturación tanto como materiales magnéticos diferentes sean requeridos por el troquel de la máquina.

Por lo tanto para cualquier posición de θ se obtienen las μ 's usando la FMM calculada de (3.44). De esta forma se observa que la inclusión de la saturación es directa en el modelo planteado, conociendo los parámetros y dimensiones físicas de la máquina en estudio.

Como puede observarse este modelo depende de los parámetros primitivos de la máquina, es decir parámetros que solo posee el diseñador y fabricante. Por lo tanto si se realiza una reducción considerando que el efecto de las ranuras ya está incluido en el factor de sesgo de los devanados y considerando n armónicos, el modelo se reduce a lo siguiente:

Inductancias propias en el estator

$$L_{aa} = L_l + L_A + \sum_{h=1}^n L_{Bh} \cos 2h(\theta) \quad (3.127)$$

$$L_{bb} = L_l + L_A + \sum_{h=1}^n L_{Bh} \cos 2h\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.128)$$

$$L_{cc} = L_l + L_A + \sum_{h=1}^n L_{Bh} \cos 2h\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.129)$$

Inductancias mutuas en el estator

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_A + \sum_{h=1}^n L_{Bh} \cos 2h\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad (3.130)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_A + \sum_{h=1}^n L_{Bh} \cos 2h(\theta) \quad (3.131)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_A + \sum_{h=1}^n L_{Bh} \cos 2h\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (3.132)$$

Inductancias propias del rotor

$$L_{ff}, L_{gg}, L_{kdkd} \text{ y } L_{kqkq} \quad (3.133)$$

Inductancias mutuas del rotor

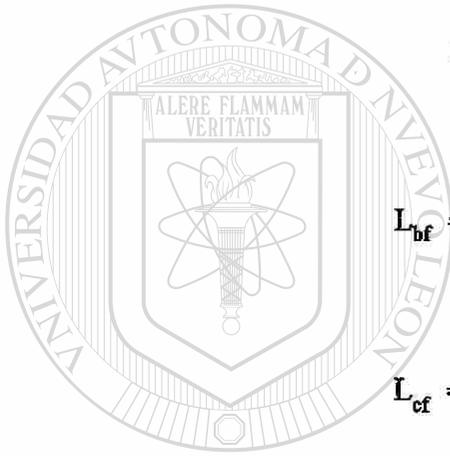
$$L_{fkd} = L_{kdf} \text{ y } L_{gkq} = L_{kqg} \quad (3.134)$$

Inductancias estator-rotor

$$L_{af} = L_{fa} = \sum_{h=1}^n L_{mdh} \cos h(\theta) \quad (3.135)$$

$$L_{bf} = L_{fb} = \sum_{h=1}^n L_{mdh} \cos h\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.136)$$

$$L_{cf} = L_{fc} = \sum_{h=1}^n L_{mdh} \cos h\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.137)$$



$$L_{akd} = L_{kda} = \sum_{h=1}^n L_{mdh} \cos h(\theta) \quad (3.138)$$

$$L_{bkd} = L_{kdb} = \sum_{h=1}^n L_{mdh} \cos h\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.139)$$

$$L_{ckd} = L_{kdc} = \sum_{h=1}^n L_{mdh} \cos h\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.140)$$

$$L_{ag} = L_{ga} = -\sum_{h=1}^n L_{mqh} \sin h(\theta) \quad (3.141)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$L_{bg} = L_{gb} = - \sum_{h=1}^n L_{mqh} \text{Sen } h \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.142)$$

$$L_{cg} = L_{gc} = - \sum_{h=1}^n L_{mqh} \text{Sen } h \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.143)$$

$$L_{akq} = L_{kqa} = - \sum_{h=1}^n L_{mqh} \text{Sen } h(\theta) \quad (3.144)$$

$$L_{bkq} = L_{kqb} = - \sum_{h=1}^n L_{mqh} \text{Sen } h \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.145)$$

$$L_{ckq} = L_{kqb} = - \sum_{h=1}^n L_{mqh} \text{Sen } h \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3.146)$$

donde L_{bh} , L_{mdh} y L_{mqh} , son los valores de L_B , L_{md} y L_{mq} , respectivamente, para cada armónico que se desee incluir. El factor de participación de cada armónico se puede tomar como:

$$L_{Bh} = \frac{L_B}{h}, \quad L_{mdh} = \frac{L_{md}}{h}, \quad L_{mqh} = \frac{L_{mq}}{h} \quad (3.147)$$

o en forma porcentual

$$L_{Bh} = \%h L_B, \quad L_{mdh} = \%h L_{md}, \quad L_{mqh} = \%h L_{mq} \quad (3.148)$$

el tomar la participación de cada armónico en forma porcentual, permite más flexibilidad al modelo ya que se puede indicar qué porcentaje de determinado número de armónicos se quiere que inyecte la máquina al sistema.

Los valores de L_A , L_B , L_{md} y L_{mq} ; son los parámetros estándar en **abc**, los cuales se obtienen a partir de los datos proporcionados por el fabricante en **dqo**, como sigue:

$$L_A = \frac{1}{3} (L_d + L_q) - \frac{2}{3} L_t \quad (3.149)$$

$$L_B = \frac{1}{3} (L_d - L_q) \quad (3.150)$$

$$L_{md} = L_d - L_t \quad (3.151)$$

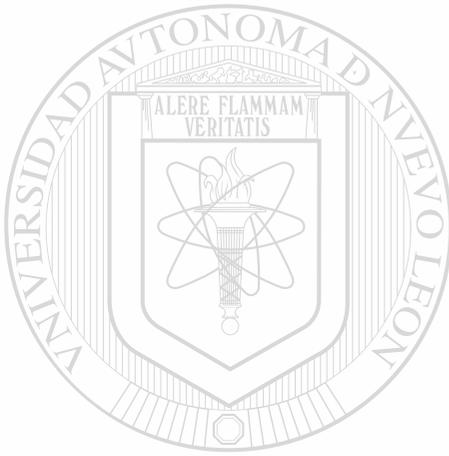
$$L_{mq} = L_q - L_t \quad (3.152)$$

$$L_{ff} = L_{fl} + L_{md} \quad (3.153)$$

$$L_{gg} = L_{gt} + L_{mq} \quad (3.154)$$

$$L_{kdkd} = L_{kdt} + L_{md} \quad (3.155)$$

$$L_{kqkq} = L_{kqt} + L_{mq} \quad (3.156)$$



3.5 Armónicos en la máquina síncrona

Los generadores modernos poseen un elevado control de calidad que de acuerdo a los factores de devanado, así como a las características magnéticas del material con el que se fabrican, su inyección de armónicos al sistema es mínima o nula. Por lo tanto, el presente modelo es de gran utilidad para cuando se quiere simular la máquina como una fuente de inyección de armónicos del orden y magnitud que se requiera, es decir, simular el efecto de fallas internas en el generador, lo cual implica inyección de armónicos al sistema.

Los armónicos pares se eliminan debido a la simetría de las fases en la máquina y debido a la conexión de la misma, los armónicos triples ($h=3, 9, 15, \dots$), también se eliminan. Por lo tanto los armónicos que pueden presentar problema en una máquina trifásica simétrica son: $h = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29$, etc. entre mayor sea el armónico, de acuerdo con las series de Fourier, menor será

su efecto. Entre estos los armónicos a considerar son los llamados armónicos banda, que se obtienen mediante la relación

$$h_{\text{banda}} = 2q \pm 1 \quad (3.157)$$

con $q=3$, que es el número de fases de la máquina, los armónicos banda son: $h_{\text{banda}} = 5$ y 7 . La magnitud de estos armónicos se puede reducir o anular mediante la elección apropiada de los factores de paso y distribución (3.18) y (3.19), respectivamente.

Algunos armónicos de orden superior no pueden suprimirse mediante la selección de los factores de paso y distribución, y son los llamados armónicos de ranura, los cuales se obtienen de acuerdo a

$$h_{\text{ranura}} = \frac{2MS}{p} \pm 1 \quad (3.158)$$

donde M es cualquier entero, S es el número de ranuras en el estator y p es el número de polos. Estos armónicos normalmente son: $h_{\text{ranura}} = 17$ y 19 , cuya magnitud puede ser reducida o eliminada mediante el factor de sesgo.

Los armónicos del estator y rotor pueden producir un segundo proceso de conversión de energía en la máquina el cual se refleja principalmente en pares parásitos, es decir, vibraciones mecánicas en la máquina.

3.6 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un modelo de la máquina síncrona en coordenadas **abc**, incluyendo los efectos de saturación y saliencia tanto en el rotor como en el estator. Tal modelo es posible aplicarlo tanto a hidrogeneradores como a turbogeneradores, haciendo las modificaciones necesarias al modelo general planteado, que corresponde a una máquina síncrona de polos salientes.

Partiendo de circuitos magnéticos se mostró una forma directa para incluir la saliencia del estator y del rotor, dependiendo del tipo de máquina; así como el tratamiento de la saturación. Del mismo modo se puede extender el procedimiento para incluir el ciclo de histéresis.

Una posible aplicación del modelo desarrollado es que al tener las variables internas de la máquina, es fácil simular fallas internas para obtener su espectro y así tener referencia del tipo y forma de onda que provocan tales fallas específicas al sistema. Es decir que en base a un espectro obtenido durante la operación de una máquina, se puede determinar si ésta posee una falla interna y de qué tipo.

Por lo anterior el modelo planteado se puede establecer como una herramienta adecuada y útil para el análisis en campo de máquinas eléctricas.

El modelo que se redujo al final presenta la ventaja de considerar el número de armónico deseado y su magnitud, de esta forma, mediante parámetros estandar en $dq0$ se puede simular los efectos de saturación e histéresis, a través de su reflejo armónico en coordenadas originales abc .

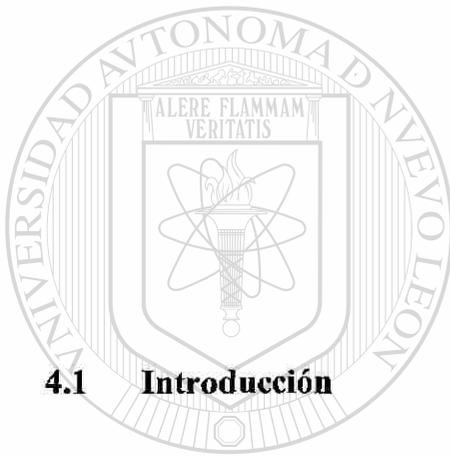
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



Capítulo 4

MODELO DEL TRANSFORMADOR TRIFÁSICO DE CINCO COLUMNAS PARA ESTUDIOS TRANSITORIOS DE BAJA FRECUENCIA



4.1 Introducción

El transformador de potencia se utiliza en los sistemas de transmisión para elevar los niveles de voltaje y así reducir pérdidas durante el transporte de energía a grandes distancias. Posteriormente el transformador reduce el nivel de voltaje en los centros de consumo. Con el incremento de la electrónica de potencia en los sistemas eléctricos, se requiere de modelos más realistas y detallados de los elementos y dispositivos que los forman, uno de dichos elementos es el transformador trifásico. La representación exacta y realista de la no linealidad del material del núcleo laminado ha sido un reto de varias investigaciones. Muchas propuestas han resultado en la dirección del modelado de transformadores monofásicos; por ejemplo, en [96,97] el enfoque se basa en un circuito eléctrico equivalente donde la no linealidad del núcleo laminado se representa mediante un elemento no lineal en paralelo a la rama de magnetización. Se han realizado comparaciones entre la solución obtenida entre los dominios de frecuencia y tiempo [96]. En [99] se calcula la corriente inrush en el dominio armónico considerando el sistema cuasi-estacionario. Los transformadores trifásicos de dos y tres

devanados se forman mediante las diferentes conexiones de los monofásicos [100], donde la saturación se representa mediante una característica de magnetización lineal por tramos.

Los trabajos en [101-103] muestran y discuten en detalle los efectos de las no linealidades magnéticas pero no concluyen en un modelo concreto para el transformador. En [104] se muestra el modelo del transformador trifásico de tres columnas habilitado para el cálculo de la corriente inrush, con el inconveniente que no toma en cuenta las no linealidades. El modelo trifásico presentado en [105] toma en cuenta la no linealidad y efecto mutuo entre fases haciendo solo énfasis en la obtención de la solución iterativa de la parte no lineal. Los modelos para las no linealidades presentados en [106-108] son muy complejos y difíciles de incluir en programas de transitorios generales como el ATP.

Una excelente presentación del modelo del transformador con no linealidades se tiene en [109] donde se presentan las bases sólidas para el desarrollo del modelo trifásico puesto que en esta referencia solo se tiene el monofásico. En [110] los autores, tomando como base [109], presentan el modelo trifásico de tres columnas.

Otro enfoque muy utilizado es la dualidad en circuitos magnéticos [111-115] donde el circuito magnético del núcleo del transformador se convierte a su dual eléctrico donde son fácilmente incluidas las pérdidas en el núcleo de la manera clásica [96-98], sin embargo, el inconveniente es que resultan redes eléctricas muy complejas y un gran número de transformadores ideales que hacen que se pierda el significado real del transformador.

Por lo tanto, un modelo que parta de las características físicas del transformador y haga uso de ellas en su solución, permitirá una comprensión real del funcionamiento del transformador al usuario. Los trabajos dirigidos en este sentido han sido [109, 110, 116-118] donde basándose en la topología del núcleo se desarrollan modelos para el transformador monofásico y trifásico de tres y cinco columnas. Estos últimos trabajos son el apoyo para el desarrollo del presente donde el objetivo primordial es tener un modelo del transformador trifásico de cinco columnas completo (el cual puede ser reducido a tres columnas directamente, esta es precisamente la ventaja de trabajar con parámetros originales), el cual se pueda utilizar fácilmente en estudios transitorios de baja frecuencia. Como se

tienen los voltajes y corrientes instantáneas se pueden analizar directamente: la corriente de inrush ante diferentes condiciones de magnetización, ferresonancia, generación de armónicos, cargas rectificadas, fallas en los devanados balanceadas o no, cortocircuito, entre otras.

Reconociendo que el modelo no es enteramente nuevo el autor muestra un simple y eficiente manejo de la inserción de la no linealidad en cada una de las reluctancias que forman el núcleo del transformador, comprobando que la saturación no es igual en cada uno de los elementos y mucho menos entre ellos en cada instante de tiempo.

4.2 Modelo del transformador trifásico de cinco columnas con n devanados por fase

El desarrollo del modelo del transformador en función de sus propiedades primitivas, es decir reluctancias, permite tener un control total sobre el mismo, ya que puede considerar un número de n devanados por fase así como las propiedades magnéticas del material, y más aún si lo relacionamos con el análisis desarrollado en elementos finitos podemos saber con más precisión qué secciones del troquel del transformador debemos detallar mejor. Para nuestro caso, la Figura 4.1 muestra el transformador trifásico de cinco columnas que se toma como base para el desarrollo del modelo en función de las reluctancias magnéticas del mismo. La reducción al trifásico de tres columnas será directa como se verá del modelo resultante. En la Figura 4.2 se observa el circuito eléctrico equivalente del transformador, donde el objetivo es obtener L y/o su inversa $L^{-1} = \Gamma$ que es el parámetro que va a estar cambiando para cada paso de integración de acuerdo a la no linealidad del material magnético del troquel del transformador. En esta misma figura se indica la ventaja del modelo ya que en este, en términos generales, se modela la matriz de inductancias multipuertos no lineal L del transformador dejando libres sus terminales para que la alimentación pueda ser derivada de cualquier conexión trifásica que se requiera del transformador, así como poder agregar otros dispositivos en las terminales del mismo, como son capacitores, de relevante importancia en maniobras de conmutación y/o análisis de ferresonancia. Además, se observa que se pueden manejar n devanados en el primario y secundario por fase, lo cual permite modelar directamente tap's al conectarlos en serie de acuerdo con la Figura 4.2.

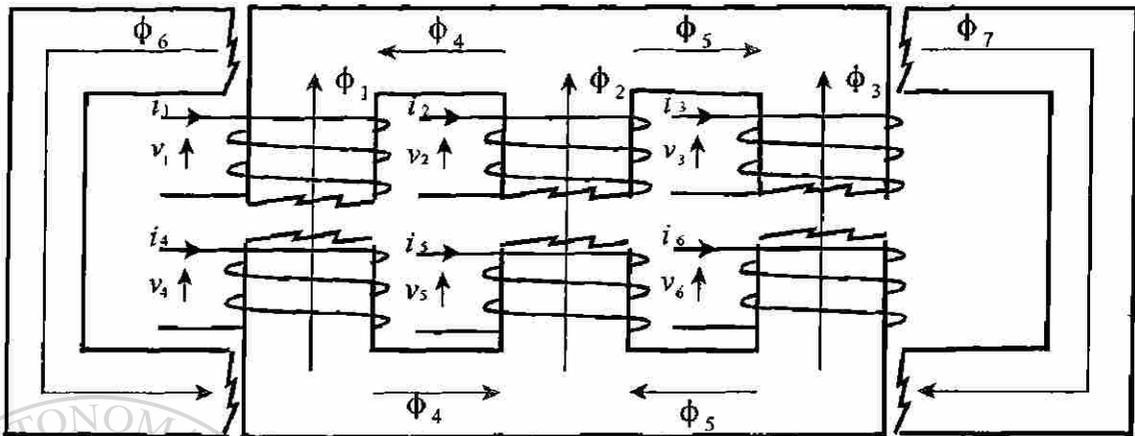


Figura 4.1 Transformador trifásico de cinco columnas

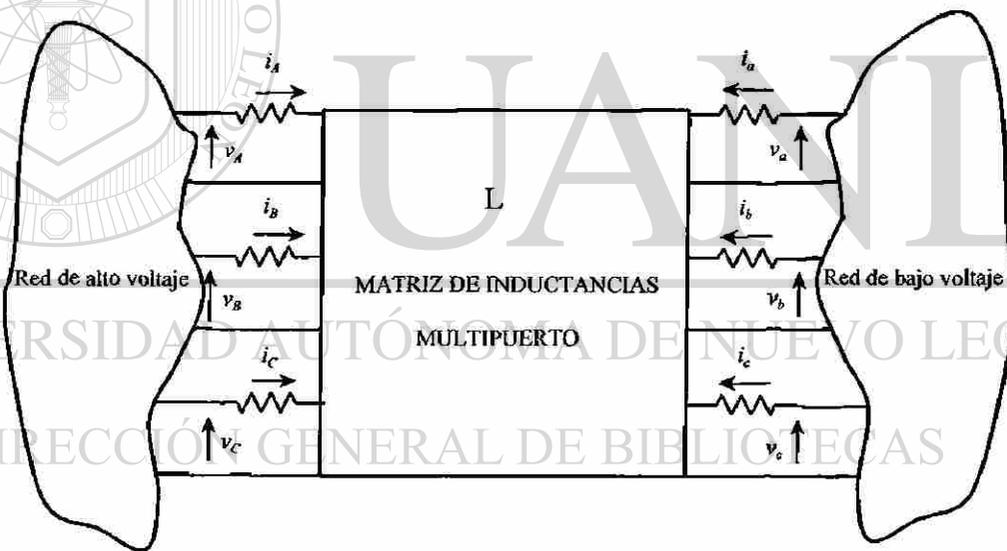


Figura 4.2 Circuito equivalente eléctrico del transformador trifásico de cinco columnas

En la Figura 4.2, se puede observar que finalmente la matriz de inductancias multipuerto es la que depende de todas y de cada una de las características físicas del transformador y es aquí donde se puede manipular la exactitud que se desea para el modelo así como también si es de 3 o de 5 columnas, o más aun si tiene diferente tipo de material magnético en las diferentes regiones del troquel del transformador ya que como se verá en el análisis, el flujo es diferente en las mismas.

Cuando se modela el transformador lineal no hay mucha diferencia entre elegir como variables de estado las corrientes o los enlaces de flujo. Sin embargo, en el modelo no lineal resulta más ventajoso elegir como variables de estado los enlaces de flujo puesto que estos cambian más lentamente que las corrientes que los producen, lo que conlleva en sí una mayor estabilidad computacional del modelo.

Con la elección de los enlaces de flujo como variables de estado, la ecuación de voltajes para los devanados del transformador es

$$\frac{d\lambda}{dt} = v - Ri \quad (4.1)$$

donde λ , v e i , vectores de 6×1 son los enlaces de flujo, voltajes y corrientes, respectivamente, en cada devanado del transformador. R es una matriz diagonal de 6×6 , que representa la resistencia en los devanados. La relación entre las corrientes y enlaces de flujo como variables de estados es

$$i = L^{-1}\lambda = \Gamma\lambda \quad (4.2)$$

El sistema de ecuaciones diferencio-algebraicas (4.1) y (4.2) forman el modelo del transformador trifásico. Como puede observarse el modelo depende del cálculo de Γ , por lo tanto el desarrollo del cálculo de Γ se realiza a continuación. Primeramente se asume una condición magneto-estática para el transformador, esto es, que no hay retardo apreciable entre las corrientes y los flujos en el núcleo que éstas producen. Como L , y por consecuencia Γ , depende exclusivamente de la geometría magnética del transformador su obtención se basa en la Figura 4.3. Aquí, las reluctancias de las columnas donde se colocan los devanados primario y secundario son: \mathfrak{R}_1 , \mathfrak{R}_2 y \mathfrak{R}_3 . Las reluctancias de los yugos son: \mathfrak{R}_4 y \mathfrak{R}_5 , aclarando que \mathfrak{R}_4 es la reluctancia neta de los yugos inferior y superior de la parte izquierda en la Figura 4.3 y similarmente \mathfrak{R}_5 en la parte derecha. Las reluctancias \mathfrak{R}_6 y \mathfrak{R}_7 , son las correspondientes a las columnas externas. Las reluctancias de \mathfrak{R}_1 a \mathfrak{R}_7 son no lineales y cambian de acuerdo a la característica magnética del material, normalmente esta característica es la misma para los siete segmentos, puesto que el núcleo del transformador está

fabricado del mismo material.

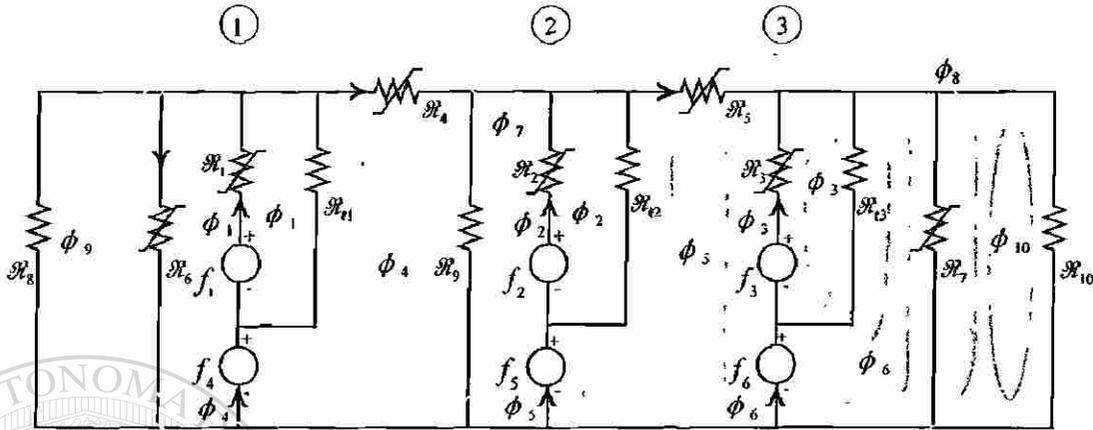


Figura 4.3 Circuito equivalente magnético del transformador trifásico de cinco columnas

Debido a la dificultad para medir o calcular las reluctancias de columnas y yugos que siguen una trayectoria por el aire, éstas se incluyen en los segmentos del núcleo adecuados y sus valores son proporcionales a los segmentos que relacione. Así pues, $R_{4,1}$, $R_{4,2}$ y $R_{4,3}$, son las reluctancias de dispersión en el aire entre los devanados primario y secundario. R_8 , R_9 y R_{10} , son las reluctancias de dispersión a través del aire y del tanque. Éstas últimas no son importantes en el transformador de cinco columnas, no así para el de tres columnas.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Aplicando mallas al circuito magnético de la Figura 4.3, cuidando de que solo un flujo de malla pase por cada una de las fuentes magnetomotrices, se obtiene la siguiente relación en función de las f_{mm} 's aplicadas externamente, f_i .

donde

$$N_k \phi_k = \lambda_k \quad (4.10)$$

$$N_k i_k = f_k$$

La actualización de las permeabilidades μ_k ($k = 1..7$) consiste en obtener la H en cada uno de los segmentos del núcleo del transformador, para lo cual primero se calculan las fnm 's nodales, fn_k ($k=1..3$), como sigue

$$fn_k = f_k + f_{k+3} + \Re_k \frac{\lambda_k}{N_k} \quad (k = 1..3) \quad (4.11)$$

lo que habilita el cálculo de la H para cada segmento, así para las columnas con devanados se tiene

$$H_k = \frac{(f_k + f_{k+3} - fn_k)}{l_k} \quad (4.12)$$

para los yugos

$$H_{k+3} = \frac{(fn_k - fn_{k+1})}{l_{k+3}} \quad (k = 1..2) \quad (4.13)$$

finalmente para las columnas externas

$$H_6 = \frac{fn_1}{l_6} \quad (4.14)$$

$$H_7 = \frac{fn_3}{l_7} \quad (4.15)$$

Con la H en cada segmento se obtiene la B para el mismo de la curva de saturación y se actualiza la permeabilidad como sigue

$$\mu_k = \frac{B_k}{H_k} \quad (k = 1..7) \quad (4.16)$$

Si se trabaja en *por unidad* (*p. u.*), de (4.7) y (4.9) se induce que bajo esta referencia $\phi_k = \lambda_k$, $fmm_k = i_k$, para ($k=1..6$) y $A^m = \Gamma$, la cual es una matriz simétrica y dispersa. Por lo tanto la formación directa de Γ implica únicamente un manejo de la característica no lineal de saturación $B-H$ en *p. u.*

4.3 Representación de la saturación e histéresis, aproximando mediante la función arcotangente

La característica no lineal como lo es la saturación y la histéresis, en los materiales ferromagnéticos, desde fines del siglo XIX se ha tratado de modelar, primeramente con relaciones empíricas, y hasta ahora ha pasado por diferentes formas de aproximación, como son: rectas, exponenciales [119], hipérbolas [120,121], polinomios [122-127], arcotangente [128-130] y ecuaciones diferenciales de retardo [131,132], y relaciones entre ellas. El interés de modelar con mayor precisión las características no lineales, radica en que los sistemas requieren ser cada vez más robustos, lo que implica que sus parámetros deben de tener el mínimo de incertidumbre, esto, independiente del nivel de potencia que se trate, es decir, equipos con materiales ferromagnéticos que van desde instrumentos de medición hasta grandes transformadores y generadores eléctricos. Existe un buen número de trabajos en esta dirección, donde cada uno presenta un avance ya sea en el modelado o aplicación, una lista más completa en referencia a esta literatura se tiene en [126].

En el presente trabajo se propone un modelo basado en la función arcotangente, [128-130], con un mínimo de constantes, pero significativas, ya que permiten el ajuste a cualquier característica de saturación. La relación obtenida es de gran flexibilidad analítica y numéricamente. Esto último es importante ya que entre más rápido sea su evaluación numérica, mejor aprovechamiento se tendrá en el modelo completo. La sencillez analítica permite fácilmente pasar de $\lambda_m = f(i_m)$ a $i_m = f(\lambda_m)$, es decir, de la formulación en corrientes a la formulación en enlaces de flujo.

4.3.1 Característica de saturación

La aproximación de la característica de saturación, se realiza mediante la función arcotangente, puesto que dicha función por si sola tiene la forma de la saturación, por lo tanto lo único que resta es normalizarla y obtener el mínimo número de parámetros para tener control sobre ella. La función propuesta para la aproximación de la curva mostrada en la Figura 4.4, esta dada por [129].

$$\lambda_m(i_m) = \lambda_n \operatorname{atan}(m i_m) + \Delta \lambda i_m \quad (4.17)$$

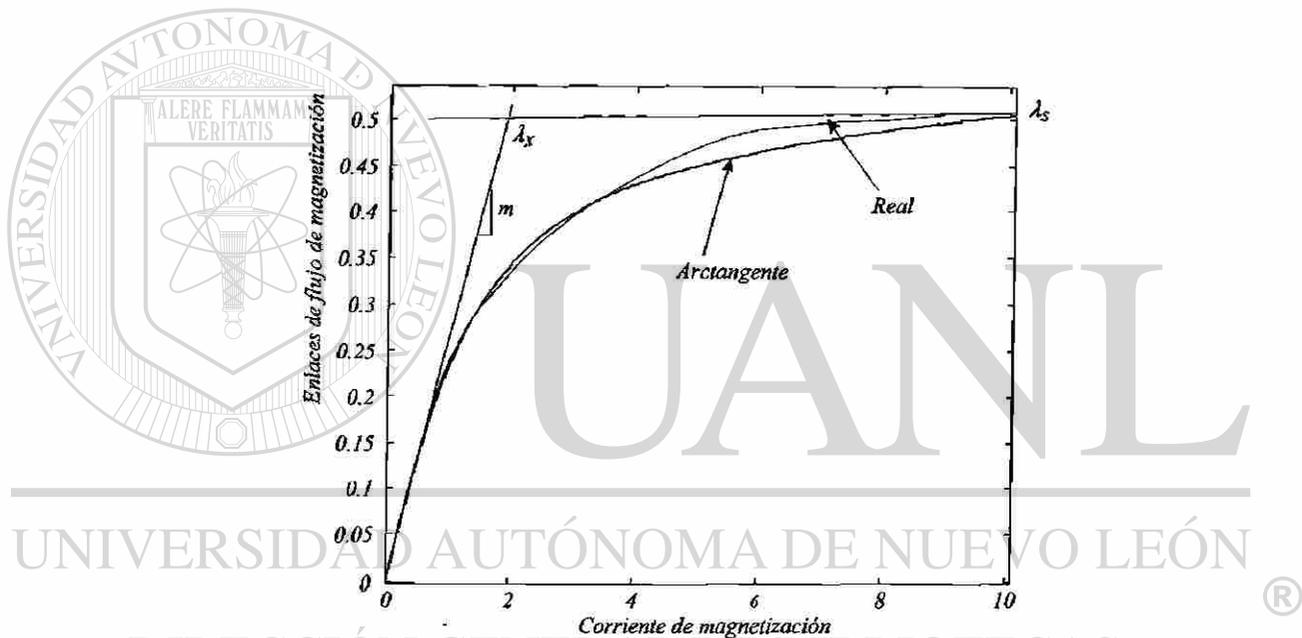


Figura 4.4 Curva de saturación real y aproximada

Se observa que (4.17) depende de tres constantes que se calculan a partir de los datos que se tienen en la curva real, como sigue

$$\lambda_n = \lambda_x \frac{2}{\pi} \quad (4.18)$$

$$m = \frac{\Delta \lambda}{\Delta i} \frac{\pi}{2 \lambda_s} \quad (4.19)$$

$$\Delta\lambda = \frac{[\lambda_s - \lambda_x \operatorname{atan}(m i_s)]}{i_s} \quad (4.20)$$

donde

λ_x es el valor de λ_m en el punto de cruce de las pendientes indicadas en la Figura 4.4.

λ_n es el valor de λ_x normalizada al valor máximo que tiende la función arcotangente, $\pi/2$.

λ_s es el valor de saturación de λ_m de la característica real.

m es la pendiente inicial de la curva, normalizada al valor máximo del arcotangente, $\pi/2$, y al valor de saturación, λ_s .

i_s es el valor de i para cuando se tiene el punto λ_s .

$\Delta\lambda$ es el incremento lineal de λ_m .

λ_m enlaces de flujo de magnetización

i_m corriente de magnetización

Como puede notarse el cálculo de las constantes (4.18)-(4.20), es simple y los parámetros requeridos son directos de obtener a partir de la característica real.

El efecto de cada constante en (4.17), se puede observar en las Figuras 4.5, 4.6 y 4.7

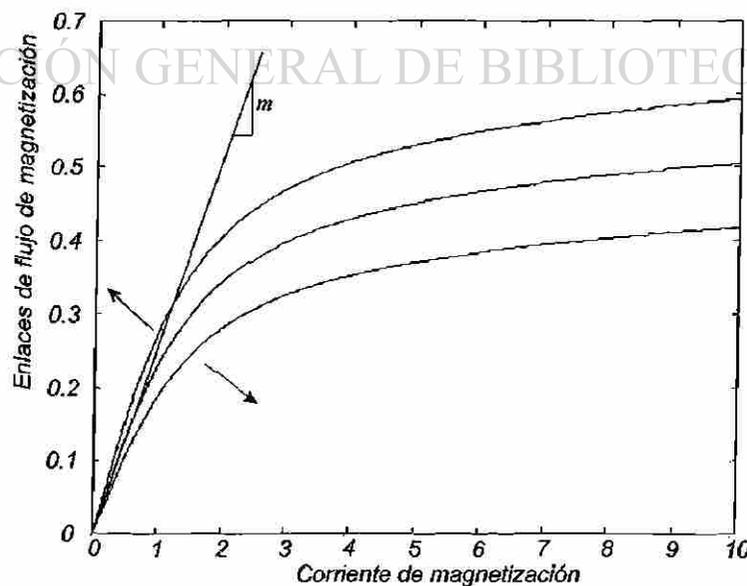


Figura 4.5 Movimiento relativo variando m

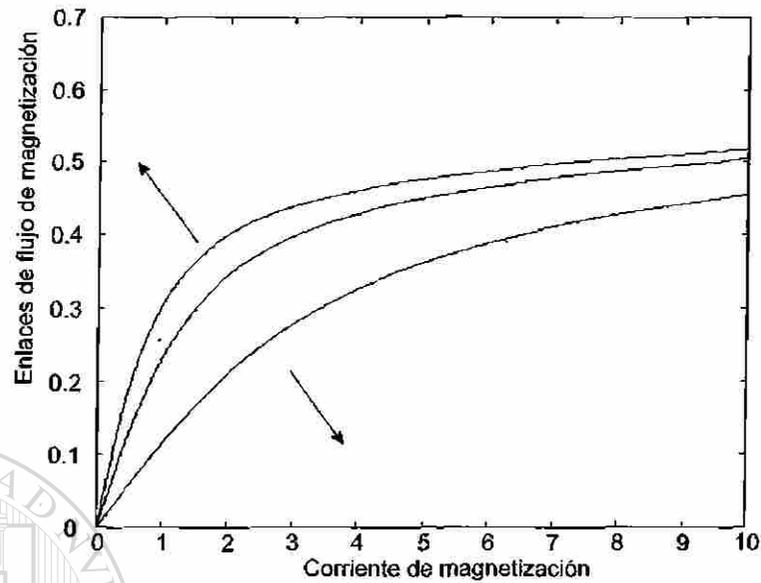


Figura 4.6 Movimiento relativo, variando λ_n

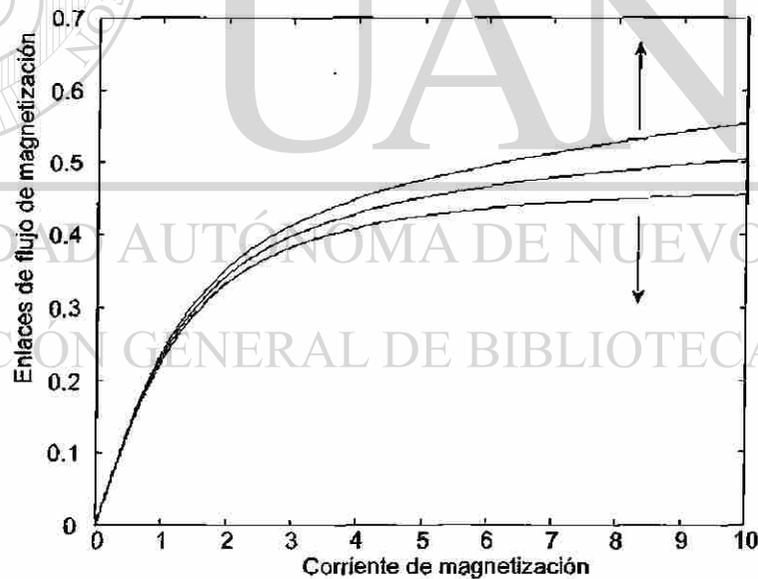


Figura 4.7 Movimiento relativo, variando $\Delta\lambda$

Analizando las Figuras 4.5, 4.6 y 4.7, se observa el movimiento que provocarían los cambios, positivos o negativos, en la curva resultante. Por lo tanto se tiene un control total al aplicar y manejar las constantes m , λ_n y $\Delta\lambda$ en (4.17), e incluso hacer un ajuste más fino, si los cálculos de (4.18)-(4.20), presentan algún error por falta de exactitud al medir los puntos de interés.

En el modelo de sistemas magnéticos, electromagnéticos y electromecánicos; una de las no linealidades es la inductancia de magnetización L_m , que matemáticamente está definida como

$$L_m = \frac{d\lambda_m(i_m)}{di_m} \tag{4.21}$$

entonces de (4.17) se tiene

$$L_m = \frac{d\lambda_m(i_m)}{di_m} = \frac{\lambda_m m}{1+m^2 i^2} + \Delta\lambda \tag{4.22}$$

Estas ecuaciones son aplicables cuando la formulación de los sistemas se desarrolla en base a las corrientes como variables de estado. El resultado debe de extenderse para cuando la formulación se realiza tomando los enlaces de flujo como variables de estado. Para este caso, la relación no lineal es $i_m = f(\lambda_m)$, Figura 4.8.

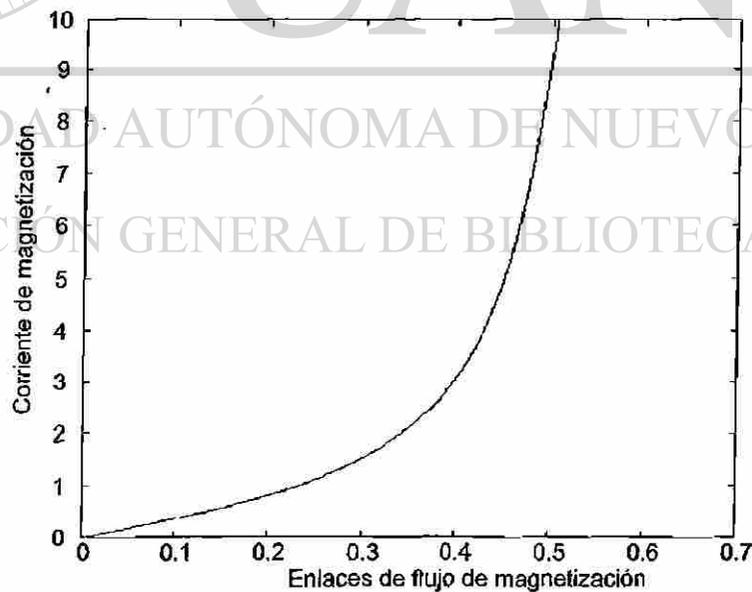


Figura 4.8 Característica $i_m = f(\lambda_m)$

Matemáticamente se obtiene de (4.17), al despejar se llega a

$$i_m(\lambda_m) = \frac{1}{m} \tan \left(\frac{\lambda_m}{\lambda_n} - \frac{\Delta\lambda}{\lambda_n} i_m \right) \quad (4.23)$$

y para este caso se obtiene el inverso de la inductancia de magnetización

$$\frac{1}{L_m} = \frac{di_m(\lambda_m)}{d\lambda_m} = \frac{i}{\lambda_n m} \left[1 + \tan \left(\frac{\lambda_m}{\lambda_n} - \frac{\Delta\lambda}{\lambda_n} i_m \right)^2 \right] \quad (4.24)$$

4.3.2 Histéresis

El modelo de histéresis a usar es el que podría llamarse tradicional y es el que consiste en una resistencia, que representa las pérdidas en el núcleo, en paralelo con un inductor no lineal [122, 123], Figura 4.9.

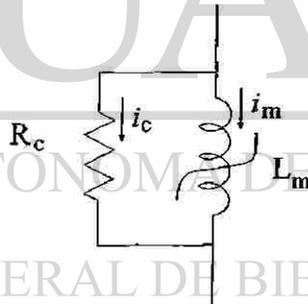


Figura 4.9 Circuito para simular la histéresis

De lo anterior se puede afirmar que si la representación de la no linealidad del inductor es sencilla, lo será por consecuencia la representación de la histéresis.

4.4 Simulación y resultados

Se implementó computacionalmente el modelo diferencio-algebraico representado por (4.1) y (4.2), respaldándose en (4.4), (4.6) y (4.9), así como en la curva de saturación del material.

Los parámetros para el transformador tomados de [22], son los siguientes:

S , potencia nominal	=	150	MVA
V , voltaje nominal	=	20/20	KV
I , corriente nominal	=	75	KA
R , resistencia	=	0.0015/0.0015	<i>p.u.</i>
X_{ps} , reactancia de cortocircuito	=	0.1	<i>p.u.</i>
X_0 , reactancia de magnetización	=	1.86	<i>p.u.</i>

Las dimensiones del núcleo en *p.u.*, se proporcionan en la Figura 4.10.

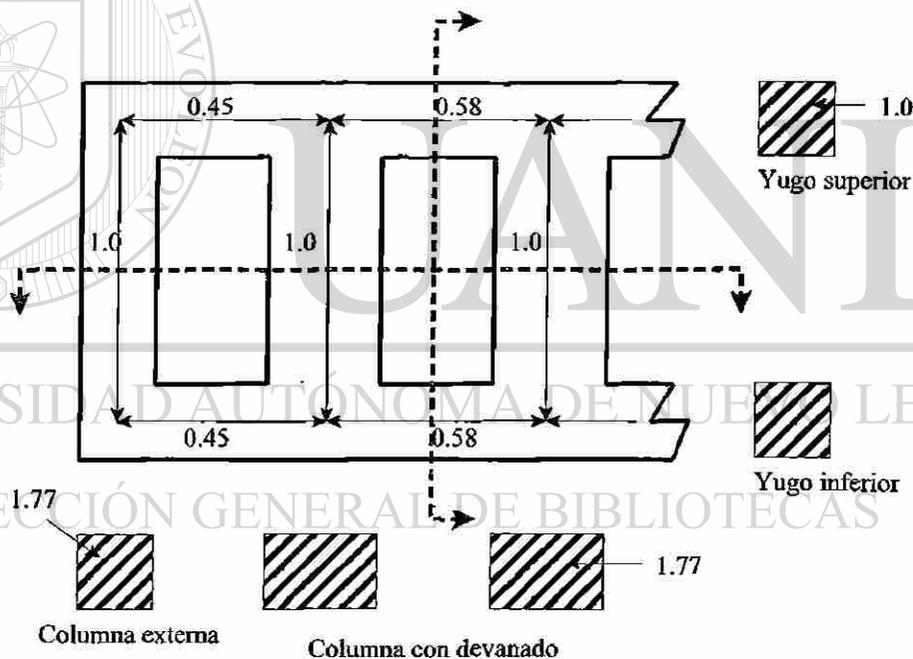


Figura 4.10 Dimensiones físicas del núcleo magnético para el transformador trifásico de cinco columnas

Datos de la curva de saturación en *p.u.*

B (0 0.8 0.9 1.0 1.1 1.15 1.2 1.24)

H (0.002 0.005 0.012 0.025 0.048 0.105 0.2)

La simulación del transformador se realiza conectándolo en Δ -Y aterrizada. El cálculo de las reluctancias \mathfrak{R}_1 a \mathfrak{R}_7 se realiza en base a los parámetros de longitud, área y permeabilidad en $p.u.$ La permeabilidad se calcula de la característica de saturación, la cual se representa mediante la función arcotangente como sigue

$$B(H) = 0.7 \tan^{-1}(754 H) + 0.95 H \quad (4.25)$$

donde entrando con H se obtiene B y aplicando (4.17) se obtiene la permeabilidad en cada segmento del núcleo del transformador. Las reluctancias \mathfrak{R}_8 , \mathfrak{R}_9 y \mathfrak{R}_{10} , son constantes y toman un valor de 0.1 $p.u.$; estas reluctancias toman mayor importancia en un transformador de tres columnas y se calculan como \mathfrak{R}_8 , \mathfrak{R}_9 y $\mathfrak{R}_{10} = 1/L_0 = 1/X_0$ donde X_0 es la reactancia no saturada de magnetización de secuencia cero en $p.u.$

Las reluctancias \mathfrak{R}_{11} , \mathfrak{R}_{12} y \mathfrak{R}_{13} , también son constantes y se calculan como \mathfrak{R}_{11} , \mathfrak{R}_{12} y $\mathfrak{R}_{13} = 1/L_{ps} = 1/X_{ps}$ donde X_{ps} es la reactancia no saturada en $p.u.$ de cortocircuito, de los devanados del transformador.

La energización del transformador, considerando R_L como la resistencia de carga, cuando se encuentra cargado levemente $R_L=20 p.u.$ y cuando se encuentra a plena carga $R_L=1 p.u.$ Los resultados se muestran en las Figuras 4.11 y 4.12, respectivamente, donde se puede observar los picos que alcanza la corriente de inrush cuando se energiza el transformador con muy poca carga, casi en vacío. Cabe notar que en ambas simulaciones no hay magnetismo remanente y el voltaje de alimentación es sinusoidal, con un ángulo de defasamiento de cero.

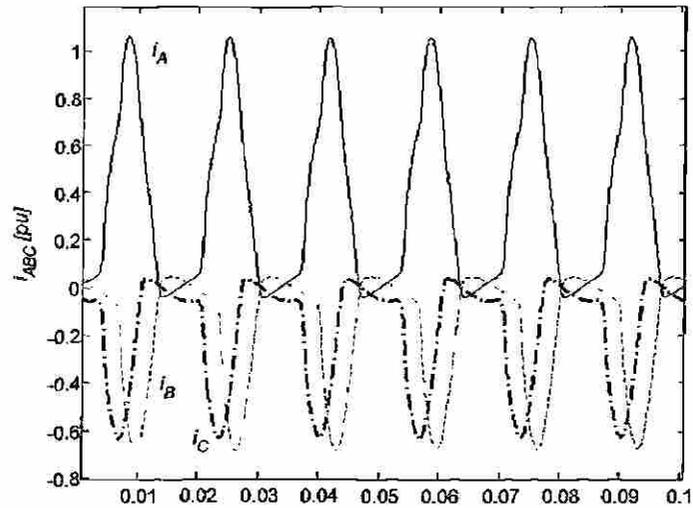


Figura 4.11 Energización del transformador con $R_L = 20$ *p.u.*

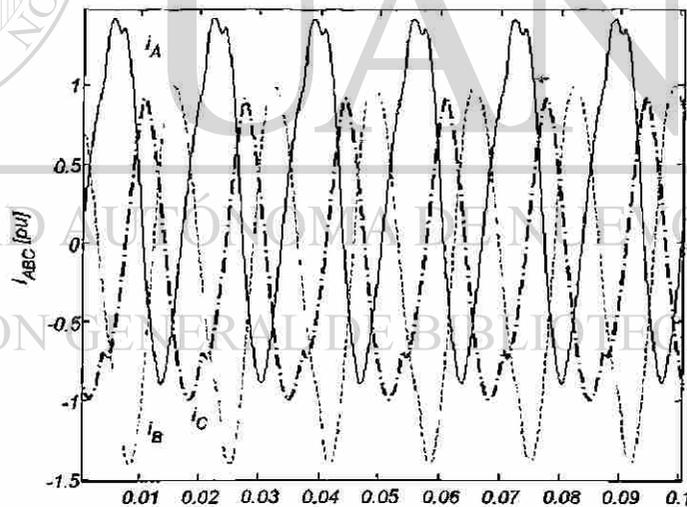


Figura 4.12 Energización del transformador con $R_L = 1$ *p.u.*

En la Figura 4.13, y basándose en la Figura 4.1, se indica el nivel de saturación que presenta cada uno de los siete segmentos del núcleo en el momento de la energización, cuando la $R_L = 20$ *p.u.* Se puede observar que el grado de saturación en el momento de la energización, es mayor en los yugos, luego para las columnas externas y menor para las columnas internas; todas son asimétricas con excepción de la columna central, la pierna 2 y donde se tiene la menor magnitud de saturación.

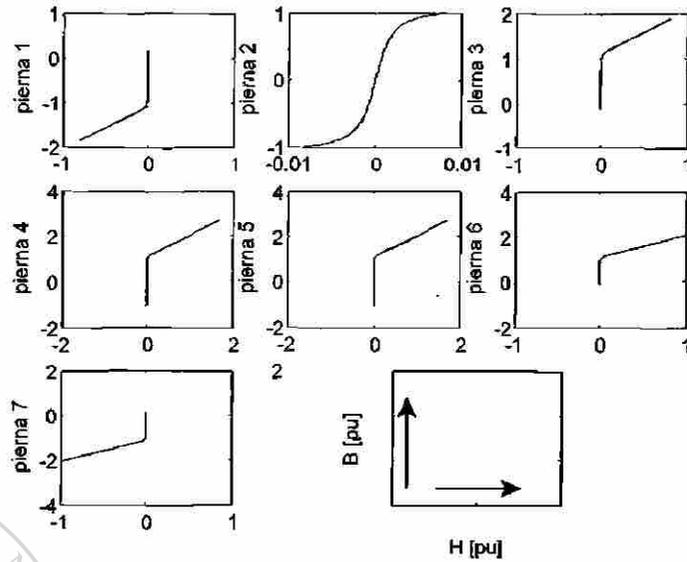


Figura 4.13 Saturación durante la energización del transformador con $R_L = 20 \text{ p.u.}$

En las Figuras 4.14 se indica el nivel de saturación que presenta cada uno de los siete segmentos del núcleo en el momento de la energización, cuando la $R_L = 1 \text{ p.u.}$ es decir, el transformador a plena carga. Se puede observar que el grado de saturación en el momento de la energización es mayor en los yugos, luego para las piernas 6 y 7, menor para las columnas internas, es decir piernas 1 y 3; finalmente el menor efecto se tiene en la pierna central. Todas las características son asimétricas con excepción de la columna central, la pierna 2. ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Se puede observar de los resultados mostrados, que el modelo propuesto presenta gran versatilidad en el análisis e incluso diseño de transformadores. El conocimiento real del comportamiento magnético de cada elemento del núcleo, permite elaborar mejores diseños magnéticos y diagramas de protección para el transformador.

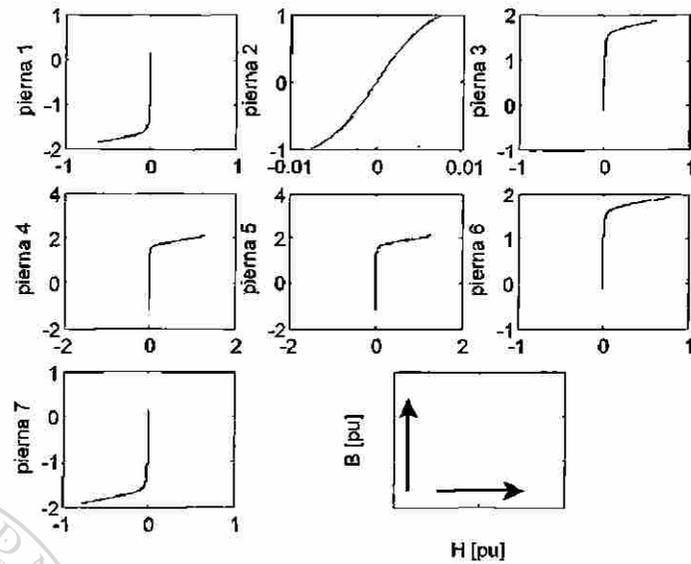


Figura 4.14 Saturación durante la energización del transformador con $R_L = 1 p.u.$

4.5 Conclusiones

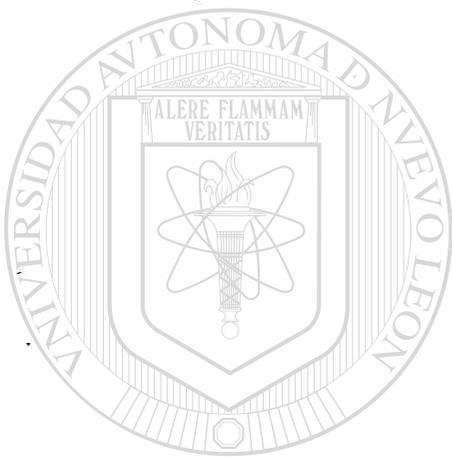
Se ha presentado el modelo del transformador trifásico de cinco columnas en base al circuito magnético en forma directa sin transformaciones de dualidad, la ventaja que se tiene es entender y analizar el transformador en forma directa y real sin las desventajas de los modelos duales que presentan circuitos eléctricos equivalentes muy complejos y con un gran número de transformadores ideales a usar.

De acuerdo con el concepto primitivo del modelo del transformador es fácil insertar cambios para obtener el modelo del transformador trifásico de tres y cuatro columnas así como transformadores trifásicos de más devanados y las diferentes conexiones de los mismos. De igual forma el modelar fallas internas en los devanados es transparente. Se puede observar la gran ayuda que presenta para el ajuste de las protecciones diferenciales del transformador.

Se mostró que el grado de saturación para cada elemento que forma el troquel del núcleo del

transformador es diferente, tanto en la energización como en estado estable. Los elementos que presentan mayor saturación, en ambos estudios, son los yugos.

Los parámetros necesarios para su implementación son los datos de placa, la característica $B-H$ del material magnético y las longitudes físicas del núcleo.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Capítulo 5

ANÁLISIS DE ESTABILIDAD A BARRA INFINITA DEL GENERADOR SÍNCRONO



5.1 Introducción

El objetivo de las empresas suministradoras de energía eléctrica es proporcionar ésta, lo más económica y con alta calidad que sea posible, esto se logra manteniendo el voltaje y la frecuencia de suministro dentro de los límites permisibles. El control de la frecuencia y voltaje se logra controlando las potencias real y reactiva, respectivamente. Para lograr lo anterior, se requiere de dos controles principales: Control Automático de Frecuencia-Carga y Control Automático de Voltaje. El Control Automático de Frecuencia-Carga está dirigido a los cambios de potencia real mientras que el Control Automático de Voltaje a los cambios de potencia reactiva.

En este capítulo se analiza la interacción del generador a barra infinita a través de un transformador y una línea de transmisión. El generador está modelado en sus coordenadas abc y se implementan sus controles de voltaje y velocidad, cuyos modelos específicos se indican en el apéndice A. Se observa la ventaja de utilizar la técnica de acercamiento rápido al estado estable así

como el poder utilizar el generador como una fuente de inyección de armónicos.

5.2 Solución del sistema

La simulación del comportamiento de los SEP's en coordenadas abc, se realiza utilizando los métodos clásicos, como son el Runge-Kutta de cuarto orden, la Regla Trapezoidal y el Newton. La secuencia a seguir se ilustra en el diagrama de flujo de la Figura 5.1. La lógica, como se observa en la Figura, es como sigue: Primeramente se parte de condiciones iniciales consistentes para el SEP definido por una EDA, se resuelve este sistema de EDA's durante un tiempo de nT periodos. Es decir, se puede decidir qué duración del transitorio se desea observar, a continuación si se decide acelerar la convergencia numérica del proceso al estado estable del sistema, las condiciones finales del estado transitorio pasan a ser las condiciones iniciales del proceso de aceleración. Este último consiste en calcular un ciclo de arranque y obtener una solución previa y_{de} , se calcula el Jacobiano por diferencias finitas como se indicó en § 2.3 y utilizando el Newton se aproxima la solución en estado estable. Con esta última se evalúa otro ciclo y el resultado se compara con la tolerancia indicada por el usuario, si se cumple entonces $y_e(n) = y_e(nT)$ y se tiene el estado estable, lo contrario implica realizar el proceso nuevamente tomando como condición inicial la y_{ee} . Del diagrama de flujo, Figura 5.1, se puede ver con exactitud el equivalente a cada iteración del Newton en número de veces que se soluciona el sistema. En otras palabras el sistema, durante el proceso de aceleración, se evalúa un número de ciclos igual al número de estados más dos, donde en cada ciclo del sistema es evaluado en función del tamaño del paso de integración usado [18-24,70].

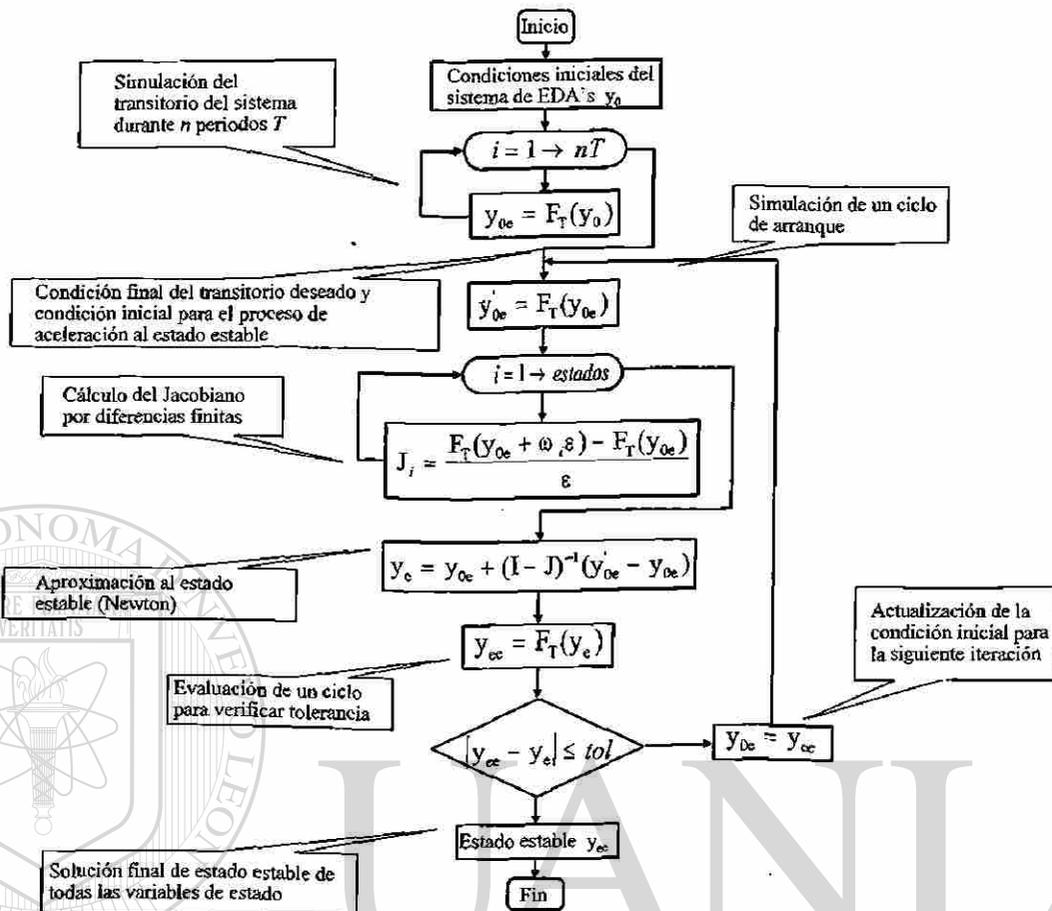


Figura 5.1 Diagrama de flujo para la solución del sistema de EDA's, con aceleración de la convergencia numérica al estado estable

En el diagrama de flujo de la Figura 5.2, se usa la función $F_T(y)$ para indicar la evaluación de un ciclo del sistema, donde el sistema puede formarse por todos los bloques indicados en el recuadro segmentado, lo que equivale a un SEP completo; o determinados recuadros como puede ser el generador, el transformador, etc. El detalle es que este es el sistema de EDA's a resolver y para lo cual se puede usar el Runge-Kutta de cuarto orden, la Regla Trapezoidal o la iteración de Newton como método de integración.

El acoplamiento de las Figuras 5.1 y 5.2 indican el proceso de solución para cualquier sistema de EDA's. Permitiendo evaluar un transitorio por un tiempo deseado, por ejemplo un tiempo suficiente para evaluar estabilidad transitoria y si se requiere la obtención del estado estable del sistema si éste lo tiene.

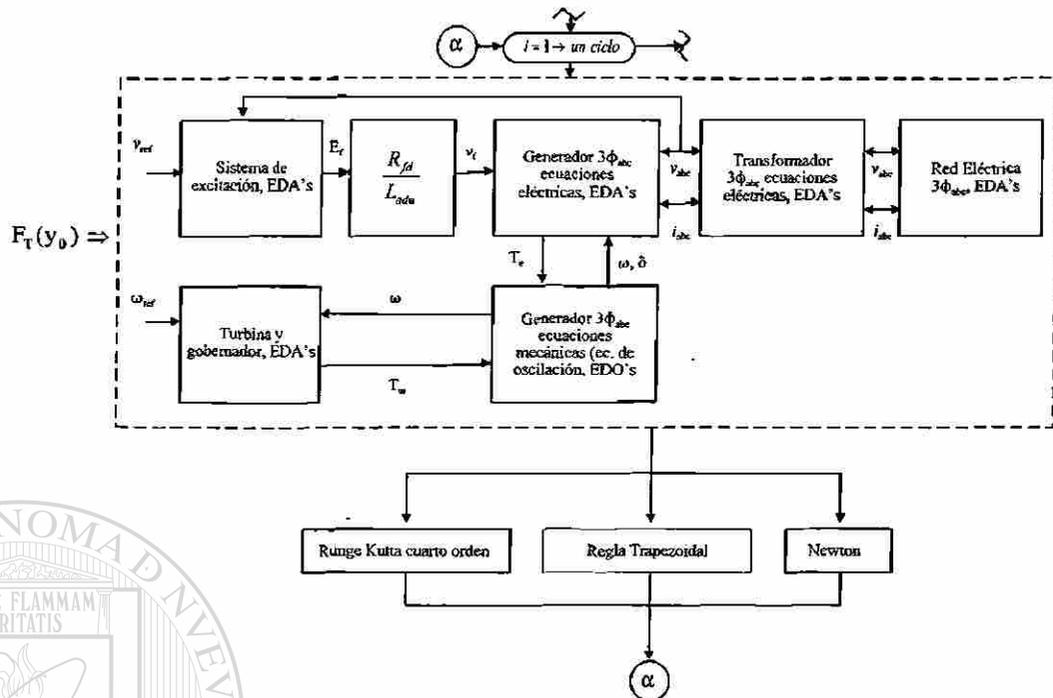


Figura 5.2 Diagrama de flujo para la evaluación de un ciclo del sistema de EDA's

5.3 Análisis de la Estabilidad del Generador Síncrono No Regulado con Armónicos a Barra Infinita Utilizando Aceleración al Estado Estacionario.

El incremento en los Sistemas de Potencia de cargas asimétricas, líneas de transmisión no transpuestas y convertidores de potencia hacen que se incrementen seriamente las asimetrías de la red y la contaminación de armónicos. Actualmente con los mercados abiertos de energía eléctrica se hace más estricto el nivel de calidad de la energía. De aquí que se realicen estudios de penetración de armónicos debido a los dispositivos de electrónica de potencia y más aun de la inyección de armónicos espaciales debido a los generadores. Los generadores inyectan armónicos espaciales en los voltajes y corrientes del rotor y estator. Varios modelos de la máquina síncrona se han propuesto con este objetivo en coordenadas *abc* [92-94, 133-139], como el propuesto aquí, para simulaciones en el dominio del tiempo; otros en la referencia de Park [139] que conlleva la dificultad en el tratamiento de las asimetrías. Con el modelo presentado se pueden considerar los armónicos espaciales que se deseen a la amplitud que se requiera, es decir, se modela al generador como una fuente de inyección de armónicos y así analizar la penetración de éstos a la red. Para el análisis de

la estabilidad del generador ante una falla asimétrica se utiliza un método de aceleración al estado estacionario tipo Newton. Existen bastantes referencias al respecto pudiéndose encontrar una descripción general en Skelboe [71]. Hay tres enfoques principales, el Newton propuesto por Aprille [18] aplicado a circuitos eléctricos, el método del gradiente de Nakhla [140] y el de extrapolación de Skelboe [71]. De éstos el de Aprille es el más aplicado.

La ventaja de usar un proceso de aceleración numérica en el análisis de estabilidad es que se puede ver la falla y los ciclos que se deseen después de ésta, es decir, el transitorio de posfalla y posteriormente obtener el estado estacionario si es que el sistema es estable. La aceleración numérica requiere del uso de un método de integración, para lo cual se consideran los métodos más usados en Sistemas de Potencia que son el Runge-Kutta de cuarto orden y la Regla Trapezoidal.

5.3.1 Casos de estudio

Se realizan simulaciones para el turbogenerador no regulado, conectado a barra infinita. Los parámetros para la máquina se proporcionan en el apéndice B y las condiciones generales del sistema para todos los estudios son los siguientes. Se arranca la simulación con valores iniciales cercanos al estado estacionario, se aplica aceleración para lograr este estado. Posteriormente se aplica una falla monofásica a tierra en la barra infinita que consiste, en este caso, en poner el voltaje de la fase a en cero. Esta falla se mantiene durante tres ciclos; después de liberar la falla transcurre un determinado número de periodos de tiempo, el indicado por el usuario para analizar la respuesta transitoria, luego se acelera nuevamente para alcanzar el estado estacionario de posfalla.

5.3.1.1 Generador sin aceleración numérica vs generador con aceleración

En este primer caso se soluciona el sistema de ecuaciones generador-barra infinita sin considerar y considerando la aceleración numérica al estado estacionario. La Figura 5.3 ilustra las corrientes en el devanado del estator y el análisis de este estudio es el siguiente. Con condiciones

iniciales cercanas al estado estacionario se soluciona el sistema de EDA's durante 4 periodos de tiempo utilizando un método de integración numérica convencional, en este caso el Runge-Kutta cuarto orden, con paso de integración constante, llegando así a la posición 1 de la Figura 5.3. Aquí se aplica el proceso de aceleración alcanzando el estado estacionario, se evalúa éste durante 2 ciclos y se llega al punto 2. En este instante es cuando se aplica la falla de fase a tierra en la barra infinita, permaneciendo ésta durante 3 ciclos llegando al punto 3 de la Figura 5.3. Entre el punto 3 y 4 se tienen los ciclos en que se desea analizar el transitorio después de que la falla ha sido liberada, en este caso son 3 ciclos. En el punto 4 se aplica nuevamente el proceso de aceleración numérica obteniendo el estado estacionario; finalmente se evalúa el sistema en estado estacionario. Ahora bien, el proceso de aceleración en el punto 1 requirió de 4 aplicaciones para converger con una tolerancia de 10^{-10} p.u., mientras que la convergencia en el punto 4 se alcanzó en 3 aplicaciones. Cada aplicación equivale a resolver el sistema 10 ciclos de acuerdo con lo indicado en la sección 5.2.

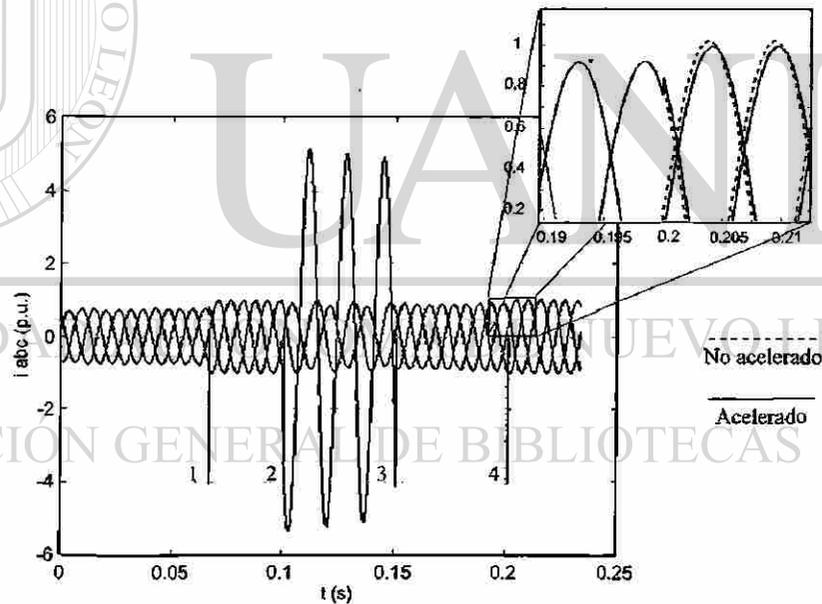


Figura 5.3 Corrientes en el estator

La ampliación que se muestra en la Figura 5.3, es un detalle del momento en que se aplica el proceso de aceleración numérica después de que la falla ha sido liberada y el estado estacionario para este caso es la línea continua. La línea punteada corresponde a la solución que se obtiene resolviendo el sistema a partir del punto 4 durante 32 ciclos (los correspondientes a 3 aplicaciones

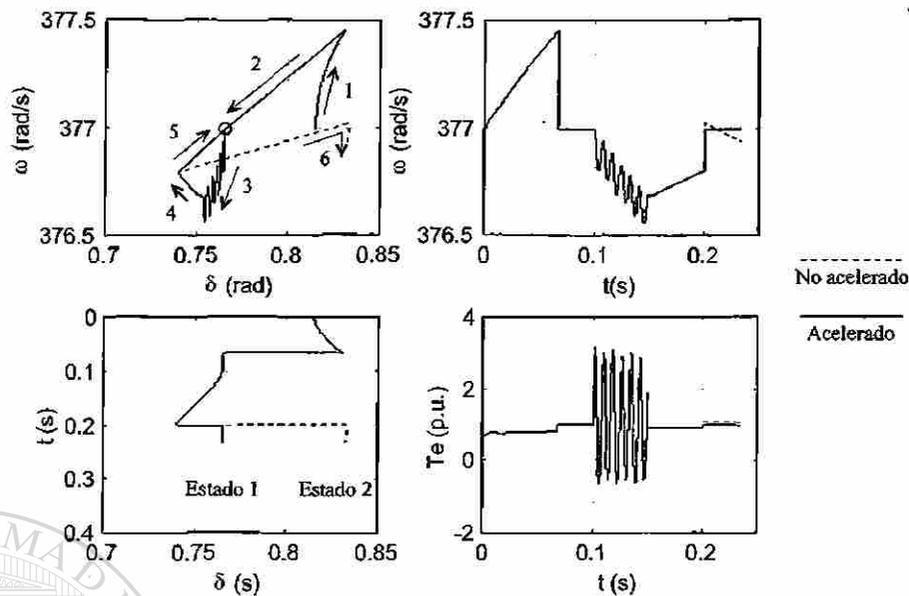


Figura 5.4 Variables mecánicas del sistema

de aceleración), con la observación de que mediante un método de punto a punto no se alcanzaría el estado estacionario durante los periodos mostrados, por lo tanto se requiere mayor esfuerzo computacional.

Considerando la Figura 5.4 como una matriz, en el elemento (1,1) se tiene el plano de fase, en (1,2) la velocidad angular, en (2,1) el desplazamiento angular y en (2,2) el par eléctrico. Se observa que de las gráficas de velocidad y ángulo que para que se alcance el estado estacionario sin aceleración se requiere de vencer un error grande aún. Analizando la gráfica del plano de fase ω - δ se tiene que la trayectoria 1, de la Figura 5.4 superior izquierda, son los 4 ciclos iniciales, la trayectoria 2 es la aceleración y el punto de estado estacionario es marcado por un círculo. Aquí sigue la trayectoria 3 que es la aplicación de la falla, luego la trayectoria 4 es el transitorio después de liberar la falla, finalizando con la trayectoria 5 que es la aceleración al estado estacionario. Se observa que hay una trayectoria 6 que es la que sigue el sistema cuando su solución se obtiene mediante fuerza bruta. En este caso el sistema es estable alcanzando el estado estacionario en 3 aplicaciones de aceleración.

5.3.1.2 Generador sin armónicos vs generador con armónicos

En este estudio se compara la solución obtenida cuando se desea que el generador inyecte un determinado número de armónicos. Utilizando el modelo del generador con armónicos, para efectos de demostración, solo se inyecta el tercer armónico, cuyo porcentaje de L_B , de acuerdo con (3.148) es de 3%. Un estudio similar a la Figura 5.3 se sigue en las Figuras 5.5 y 5.6 donde las condiciones y parámetros son exactamente los mismos. En la ampliación de la Figura 5.5 se observa la diferencia que hay en la corriente en el transitorio y en estado estacionario considerando que el generador inyecta armónicos; en la ampliación superior de la Figura 5.6, la corriente de campo es alterna sobre la componente de directa cuando el generador inyecta armónicos y constante en caso contrario y en la ampliación inferior se observan las corriente en los devanados amortiguadores k_d , g y k_q que también son alternas y a diferente amplitud mientras que el generador esté inyectando armónicos, caso contrario es cero.

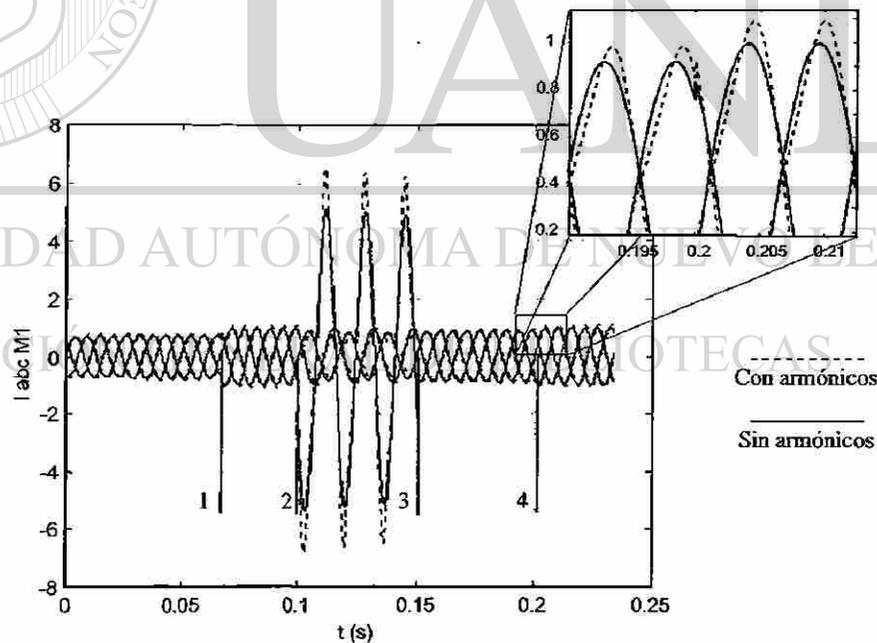


Figura 5.5 Corrientes en el estator

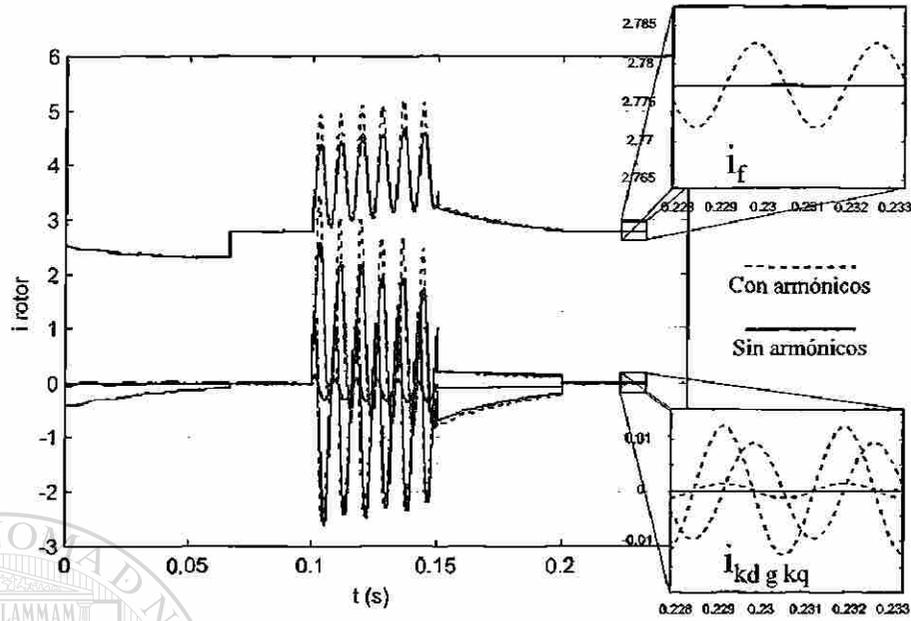


Figura 5.6 Corriente en los devanados de rotor

La Figura 5.7 muestra el contenido armónico de las corrientes del estator en estado estacionario cuando el generador inyecta un 3% del tercer armónico en L_B , lo que se refleja en un 12% aproximadamente del tercer armónico y un 0.5% del quinto en las corrientes del estator. El caso en que el generador no inyecta armónicos produce una señal de corriente senoidal pura por lo cual sus armónicos son nulos.

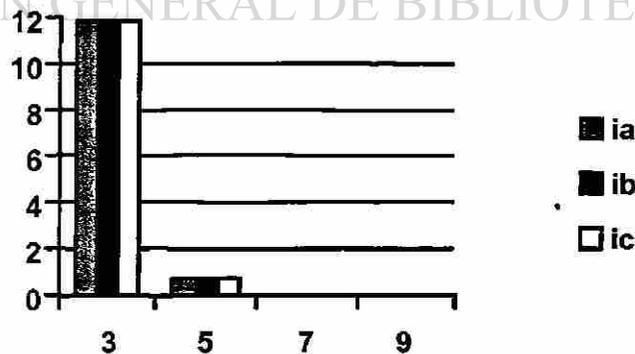


Figura 5.7 Contenido armónico de las corrientes del estator

5.3.1.3 Solución usando Runge-Kutta vs Regla Trapezoidal

Para este caso se realizó el estudio anterior utilizando como métodos de integración numérica el Runge-Kutta de cuarto orden y la Regla Trapezoidal obteniendo los resultados muy similares que desde el punto de vista numérico se podría decir que son “virtualmente” idénticos. En la Figura 5.8 se muestra la variable más sensible, el desplazamiento angular, donde se puede observar en la ampliación de la figura, que la diferencia es de una milésima aproximadamente.

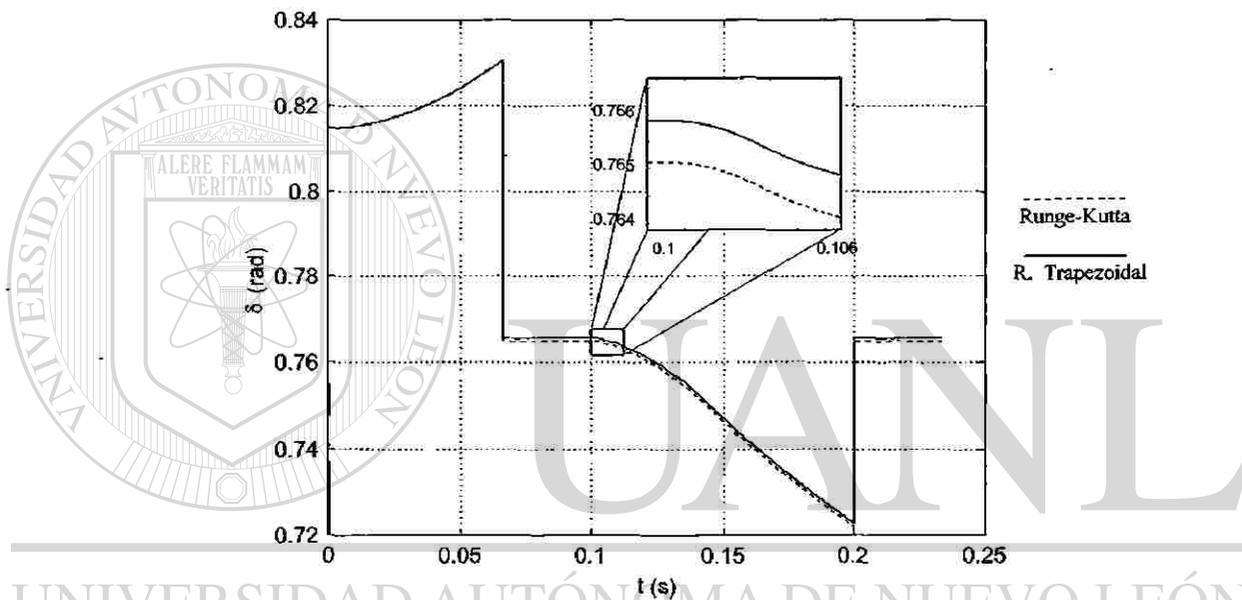


Figura 5.8 Desplazamiento angular

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

5.4 Análisis de la Estabilidad del Generador Síncrono Regulado con Armónicos a Barra Infinita Utilizando Aceleración al Estado Estacionario

Los modelos de la máquina síncrona en coordenadas $dq0$ no son capaces de simular algunas condiciones de desbalance y cargas con convertidores con facilidad [135, 136, 141]. Estos modelos están basados en simplificaciones que hacen difícil la inclusión de armónicos espaciales de alto orden [89, 138, 139]. De aquí, que con el alto rendimiento en los microprocesadores actuales tanto en velocidad como en memoria así como costos más accesibles, ya no se hace prohibitivo el usar modelos detallados de los elementos de los sistemas eléctricos. Un modelo de la máquina síncrona

en coordenadas abc incluyendo el efecto de armónicos espaciales proporciona una solución más exacta ante diferentes condiciones como: carga balanceada y desbalanceada, uso de convertidores de potencia y fallas simétricas y asimétricas. En el modelo en variables directas el simular estas diferentes condiciones es directa y transparente.

En este trabajo se utiliza el modelo del generador síncrono considerando armónicos espaciales propuesto en [135] para simular la máquina a barra infinita agregando los elementos de control, como son el excitador y el control de velocidad. El objetivo primordial es analizar la máquina bajo las siguientes consideraciones: sin controles, con controles y con controles más armónicos espaciales. Estas condiciones se analizan bajo la aplicación de una falla monofásica a tierra, que siendo asimétrica muestra las bondades del modelo en abc del generador con respecto al modelo en $dq0$. Para el análisis de la estabilidad del generador regulado ante una falla asimétrica se utiliza un método de aceleración numérica al estado estacionario tipo Newton [18-20, 61, 71, 135, 140]. La ventaja de usar un proceso de este tipo en el análisis de estabilidad es que se puede ver la falla y los ciclos que se deseen después de ésta, es decir, el transitorio de posfalla y posteriormente obtener el estado estacionario si es que el sistema es estable. Recordando que el proceso de aceleración numérica al estado estable tipo Newton se refiere a, precisamente, aplicar el método de Newton a la solución del sistema (2.21), cuyo resultado se tiene en (2.23). El procedimiento de solución se indica en el diagrama de la Figura 5.1 donde se observa que se tiene que evaluar el sistema por ciclos, y para esta evaluación se utiliza el método de integración de Runge-Kutta de cuarto orden, la Regla Trapezoidal o la Iteración de Newton de la Regla Trapezoidal o Runge-Kutta. En los párrafos subsecuentes se comparan estas opciones concluyendo utilizar el Runge-Kutta como algoritmo de integración, descartando la Iteración de Newton de la Regla Trapezoidal por lenta y la Regla Trapezoidal misma por su comportamiento, menos exacto, en las no linealidades.

5.4.1 Casos de estudio

La metodología Newton descrita en §5.2, para acelerar la convergencia de las variables de estado en el dominio del tiempo, se aplica para obtener la solución periódica en estado estacionario del turbogenerador incorporando los elementos de control así como los efectos de inyección de armónicos espaciales.

El número de variables de estado requeridas depende de la operación del turbogenerador, es decir, cuando se opera el turbogenerador con o sin controles; se tienen solo 9 variables de estado cuando se opera sin controles, y se tienen 16 variables de estado con controles, por lo tanto una iteración de aceleración sin controles equivale a integrar 10 ciclos el sistema de EDA's, mientras que para el sistema con controles se tiene que integrar 17 ciclos el correspondiente sistema de EDA's por cada iteración de aceleración.

Se realizan simulaciones para el turbogenerador regulado conectado a barra infinita. Los parámetros para la máquina se proporcionan en el apéndice B y las condiciones generales del sistema para todos los estudios son los siguientes. Se arranca la simulación con valores iniciales cercanos al estado estacionario, se aplica aceleración para lograr este estado. Posteriormente se aplica una falla monofásica a tierra en la barra infinita que consiste, en este caso, en poner el voltaje de la fase a en cero. Esta falla se mantiene durante tres ciclos; después de liberar la falla transcurre un determinado número de periodos de tiempo, el requerido para analizar la respuesta transitoria, luego se acelera nuevamente para alcanzar el estado estacionario de posfalla.

5.4.1.1 Generador sin controles vs generador con controles

En este primer caso se soluciona el sistema de ecuaciones generador-barra infinita sin considerar y considerando los elementos de control. La Figura 5.9 ilustra las corrientes en el devanado del estator y el análisis de este estudio es el siguiente. Con condiciones iniciales cercanas al estado estacionario se soluciona el sistema de EDA's durante 4 periodos de tiempo utilizando un método de integración numérica convencional, en este caso el Runge-Kutta cuarto orden, con paso de integración constante, llegando así a la posición 1 de la Figura 5.9.

Aquí se aplica el proceso de aceleración alcanzando el estado estacionario, se evalúa éste durante 2 ciclos y se llega al punto 2. En este instante es cuando se aplica la falla de fase a tierra en la barra infinita, permaneciendo ésta durante 3 ciclos llegando al punto 3 de la Figura 5.9. Entre el punto 3 y 4 se tienen los ciclos que se desea analizar del transitorio después de que la falla ha sido liberada, en este caso son 3. En el punto 4 se aplica nuevamente el proceso de aceleración numérica

obteniendo el estado estacionario; finalmente se evalúa el sistema en estado estacionario. Ahora bien, el proceso de aceleración en el punto 1 requirió de 4 aplicaciones para converger con una tolerancia de 10^{-10} p.u., mientras que la convergencia en el punto 4 se alcanzó en 3 aplicaciones.

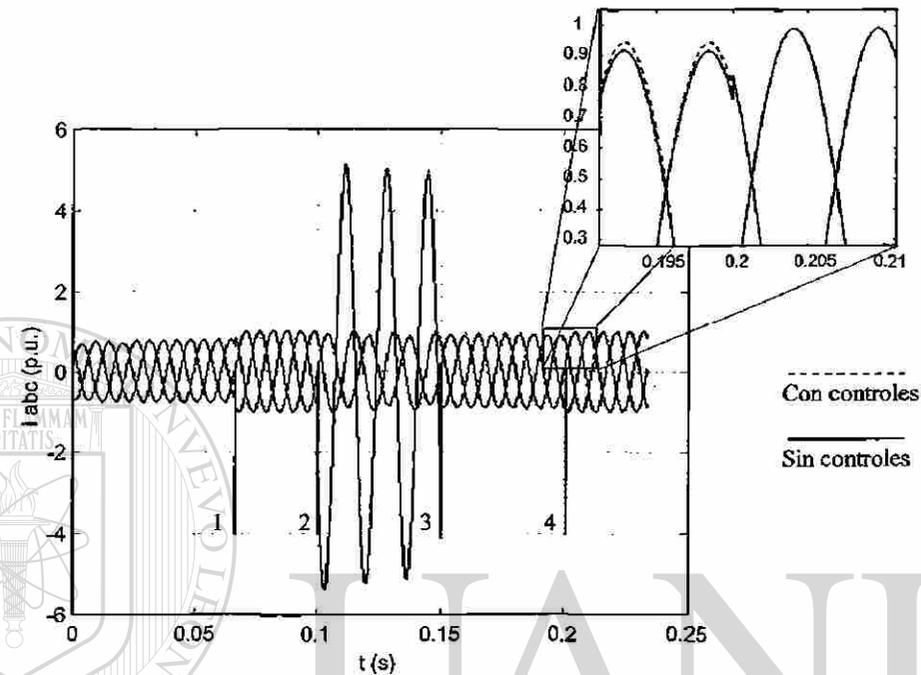


Figura 5.9 Corrientes en el estator

La ampliación que se muestra en la Figura 5.9, es un detalle del momento en que se aplica el proceso de aceleración numérica después de que la falla ha sido liberada y la solución de estado estacionario es la misma para la máquina con y sin controles.

Considerando la Figura 5.10 como una matriz, en el elemento (1,1) se tiene el plano de fase, en (1,2) la velocidad angular, en (2,1) el desplazamiento angular y en (2,2) el par eléctrico.

Analizando la gráfica del plano de fase $\omega-\delta$ se tiene que la trayectoria 1, de la Figura 5.10 superior izquierda, son los 4 ciclos iniciales, la trayectoria 2 es la aceleración y el punto de estado estacionario es marcado por un círculo. Aquí sigue la trayectoria 3 que es la aplicación de la falla, luego la trayectoria 4 es el transitorio después de liberar la falla, finalizando con la trayectoria 5 que es la aceleración al estado estacionario.

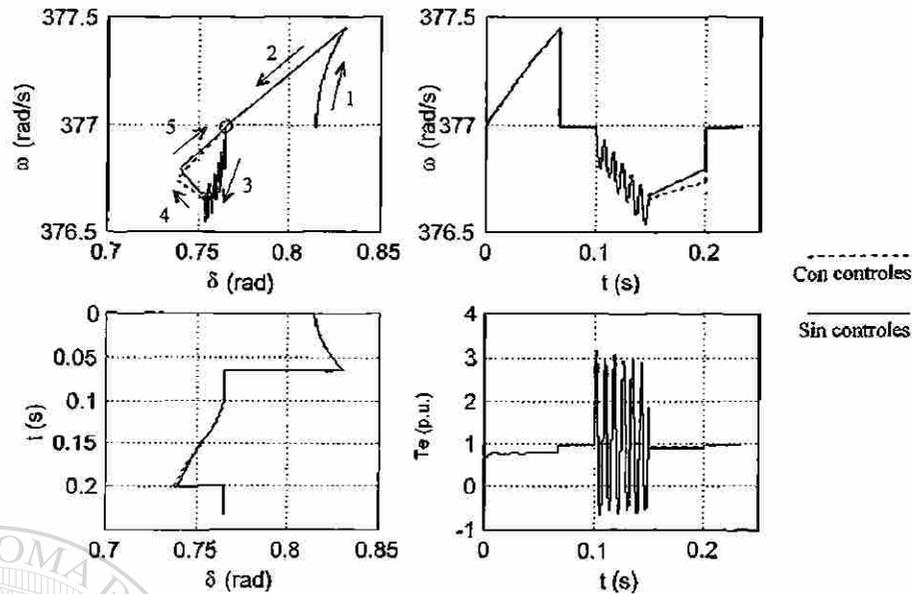


Figura 5.10 Variables mecánicas del sistema

En este caso se observa que las variables, tanto en la Figura 5.9 y 5.10, presentan valores un poco mayores en el transitorio de posfalla en el modelo que considera los elementos de control. Lo cual indica que usando una solución de punto por punto el sistema requerirá de más tiempo para alcanzar su estado estacionario, como se observó en la Figura 5.4, donde se puede ver la línea punteada que indica los valores sin acelerar los cuales están muy distantes del estado estable.

Mientras que con aceleración numérica se requiere el mismo número de iteraciones en llegar al mismo estado estacionario. Por lo tanto, el análisis de estabilidad utilizando estas técnicas de aceleración numérica nos permite estudiar el transitorio durante los ciclos que se requieran y pasar a obtener el estado estacionario si el sistema es estable, de lo contrario el proceso de aceleración no converge.

5.4.1.2 Generador con controles vs generador con controles más armónicos

En este estudio se compara la solución obtenida cuando se desea que el generador, incluyendo los elementos de control, inyecte un determinado número de armónicos. Utilizando el modelo del generador con armónicos, para efectos de demostración, solo se inyecta el tercer armónico, cuyo porcentaje de L_B , de acuerdo con (3.148), es de 3%. Un estudio similar a la Figura 5.9 se sigue en las

Figuras 5.11 y 5.12 donde las condiciones y parámetros son exactamente los mismos. En la ampliación de la Figura 5.11 se tiene la presencia de una onda de corriente deformada debido a la inyección de armónicos espaciales del turbogenerador. Los valores máximos de estas corrientes son superiores a los obtenidos sin inyectar armónicos, tanto en el transitorio como en el estado estacionario. En la Figura 5.12 se muestran las variables mecánicas del sistema y se puede observar lo ya señalado en la Figura 5.11, las variables presentan una mayor amplitud durante el periodo de falla y el de posfalla. Finalmente se llega al estado estacionario indicando la estabilidad del sistema.

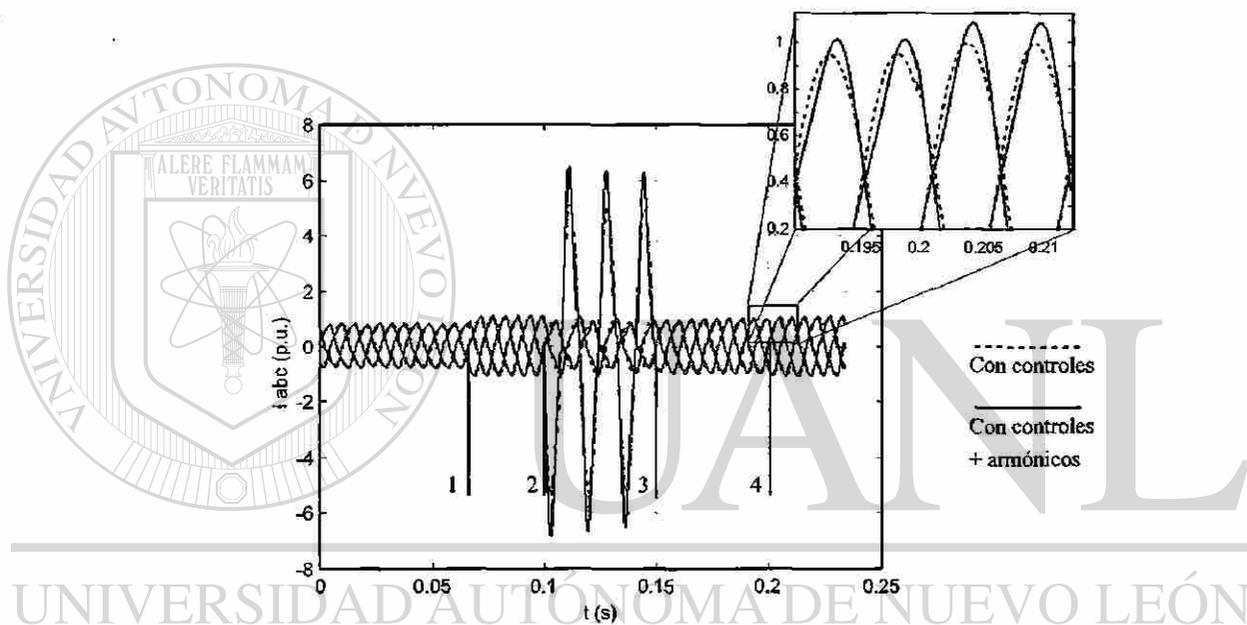


Figura 5.11 Corrientes en el estator

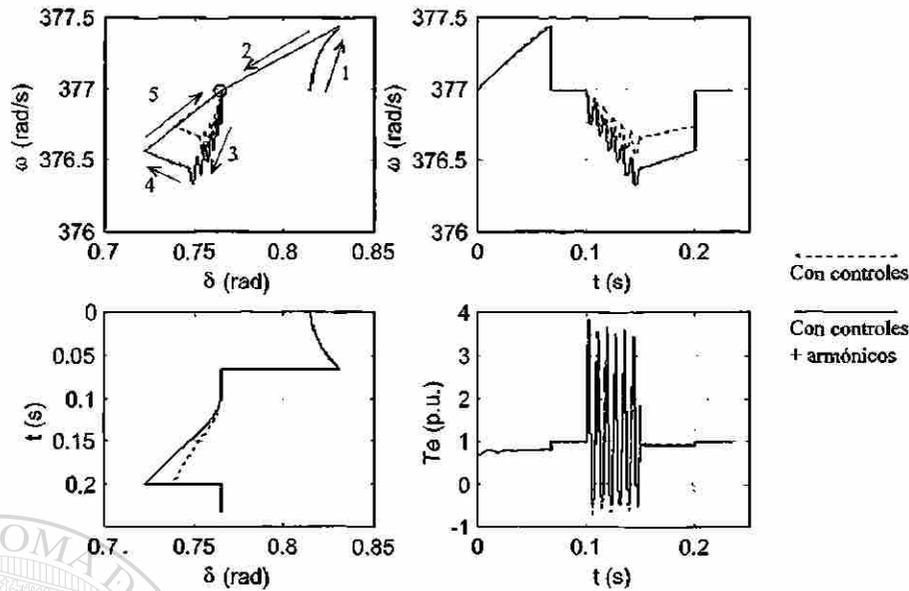


Figura 5.12 Variables mecánicas del sistema

5.4.1.3 Generador sin controles, con controles y con controles más armónicos

Aquí se presentan los resultados obtenidos para el generador en las situaciones analizadas anteriormente, generador sin controles, con controles y con controles más armónicos espaciales. A continuación se indica el comportamiento de las corrientes en el rotor ante las diferentes condiciones simuladas. En la Figura 5.13 se tienen las gráficas de las corrientes en el rotor donde analizando las diferentes ampliaciones se tiene lo siguiente: la ampliación superior es un detalle de la corriente de campo donde podemos ver cómo se incrementa la amplitud de ésta, durante la falla y después de ésta, siendo máxima cuando se consideran armónicos espaciales y mínima cuando no se tiene un generador regulado y además no inyecta armónicos.

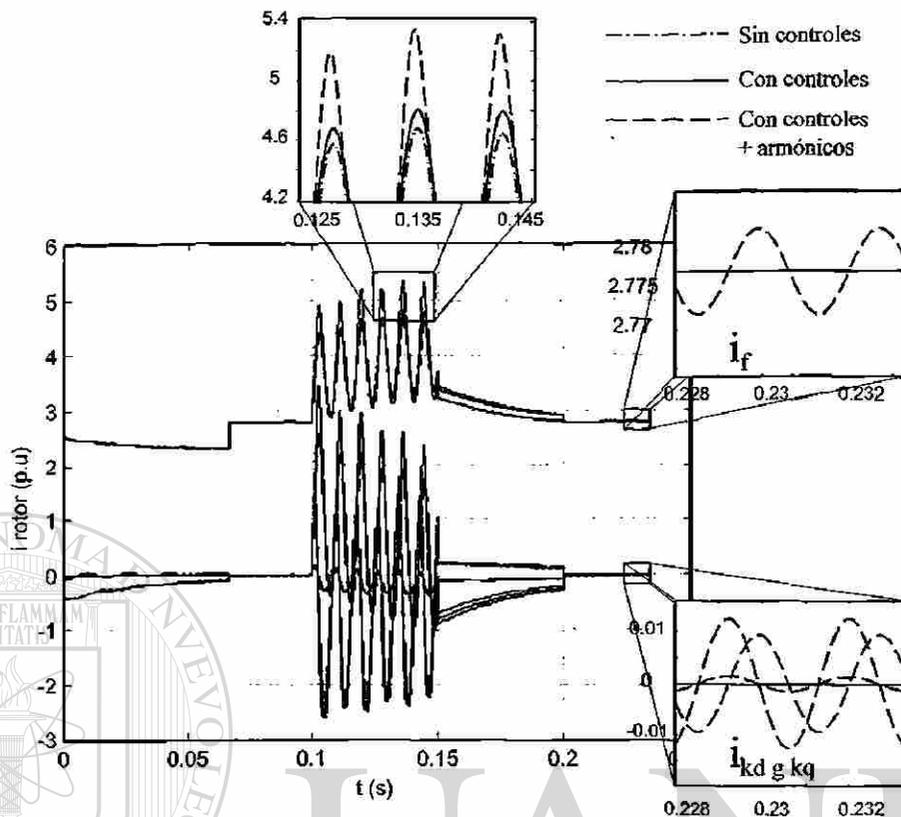


Figura 5.13 Corrientes en los devanados del rotor

Al alcanzar el estado estable, como se observa en las ampliaciones de la derecha en la Figura 5.13, éste es el mismo para la máquina regulada y no regulada, mientras que para la máquina con armónicos se tiene que la corriente de campo es alterna sobre su componente de directa y en los devanados amortiguadores también son alternas a diferentes amplitudes a igual frecuencia. Un análisis a más detalle de las corrientes en el rotor se indica en la Figura 5.14 donde se muestran éstas con referencia a la corriente de la fase a del estator, durante un ciclo del estado estacionario, donde el contenido armónico de ésta cuando el generador con controles inyecta un 3% del tercer armónico en L_b , es de un 12% aproximadamente del tercer armónico y un 0.5% del quinto, Figura 5.7.

En la ampliación superior de la Figura 5.14 se muestra la corriente de campo durante medio ciclo donde podemos ver que la frecuencia de ésta es 6 veces la del estator; de la ampliación inferior, que son las corrientes de los devanados amortiguadores, se observa exactamente lo mismo.

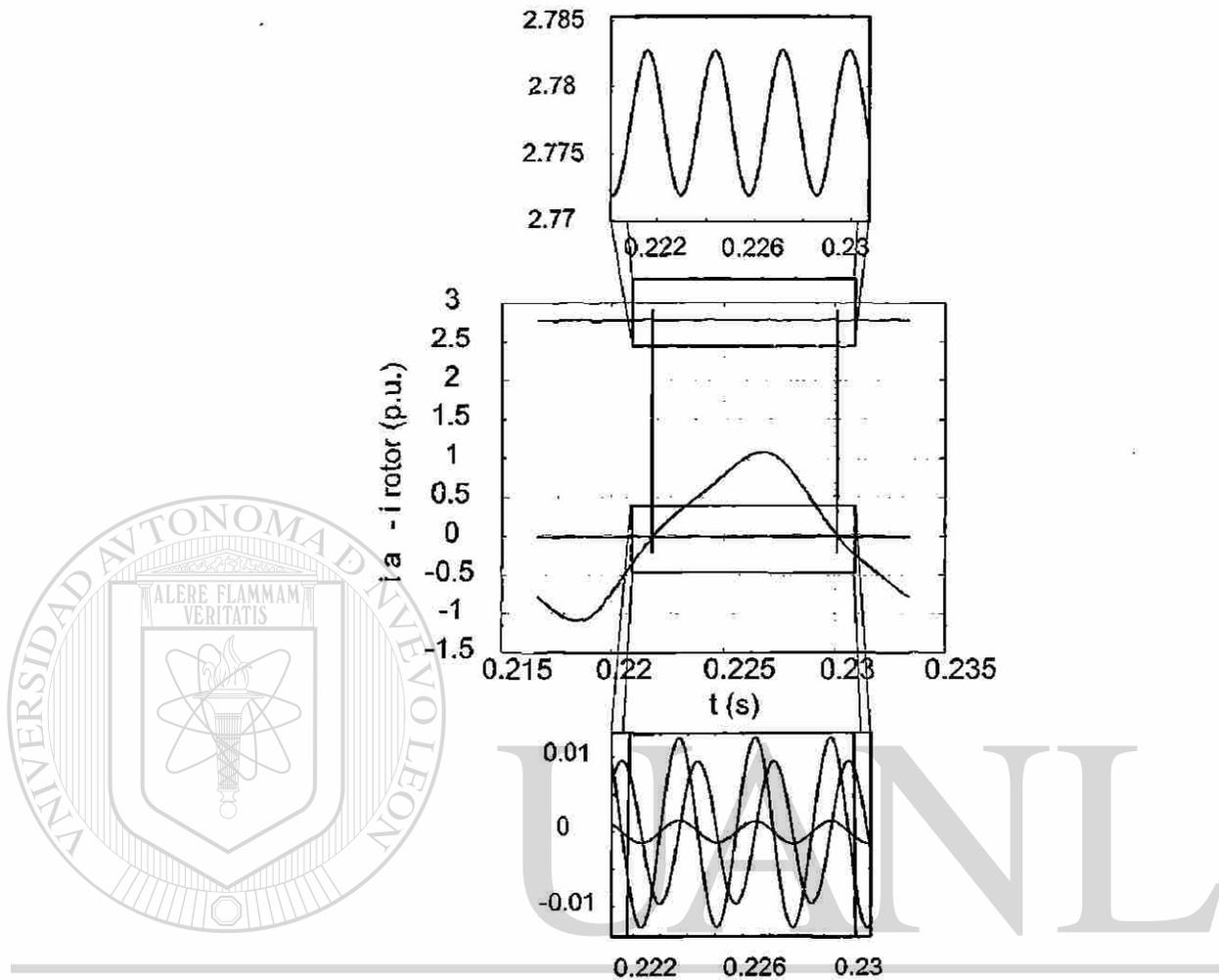


Figura 5.14 Corrientes del rotor con referencia a la corriente de la fase a del estator

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

5.5 Comparación de los Métodos de Integración Runge-Kutta de Cuarto Orden, Regla Trapezoidal y la Iteración de Newton de la Regla Trapezoidal

Para la realización de esta prueba se tomó el turbogenerador con controles a barra infinita, estudiada en las secciones precedentes y se resolvió utilizando los tres métodos en cuestión: Runge-Kutta de cuarto orden, Regla Trapezoidal y la Iteración de Newton de la Regla Trapezoidal. Las Figuras 5.15 y 5.16 muestran las corrientes en la máquina y las variables mecánicas así como el par eléctrico y se observa que la solución obtenida utilizando un paso de integración 3.25×10^{-5} s, durante una simulación de 1 s, fue la misma para los tres métodos. La diferencia estriba en el tiempo de

cálculo que se requirió, en base a la Regla Trapezoidal que fue el más rápido, el Runge-Kutta de cuarto orden utilizó 1.286 veces el tiempo base, mientras que la Iteración de Newton ocupó 17.35 veces el tiempo base. Para la solución del transitorio de los SEP's, se observa que es más conveniente usar la Regla Trapezoidal o el Runge-Kutta con pasos de integración pequeños, la Iteración de Newton requiere mucho más tiempo para obtener la misma solución, esto es debido a que en cada paso de integración el Jacobiano es calculado lo cual incrementa en mucho el tiempo de cálculo. Recordando que la Iteración de Newton se obtiene al aplicar precisamente, el método Newton a la Regla Trapezoidal lo que se refleja en (2.13).

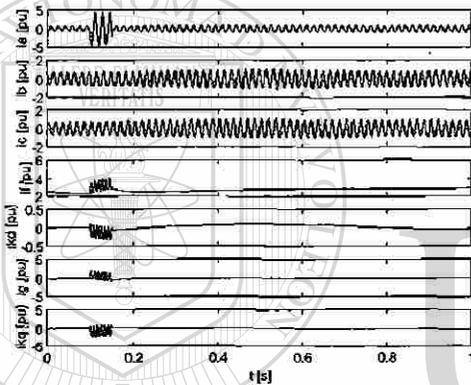


Figura 5.15 Corrientes en la máquina con los tres métodos de análisis con $h=3.255 \times 10^{-5}$

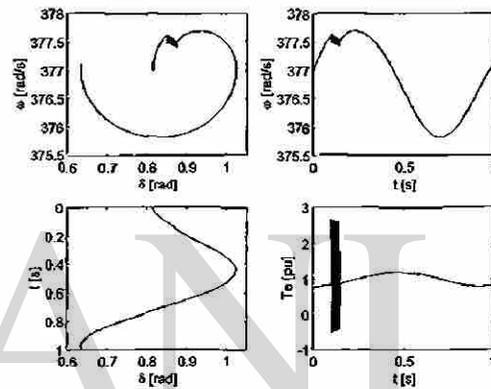


Figura 5.16 Variable mecánicas y par eléctrico, con los tres métodos de análisis con $h=3.255 \times 10^{-5}$

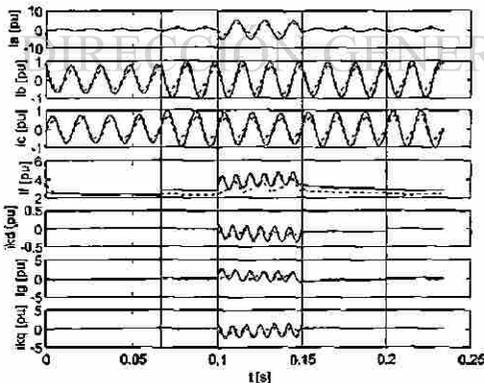


Figura 5.17 Corrientes en la máquina con los tres métodos de análisis con $h=0.001$ s para el Newton

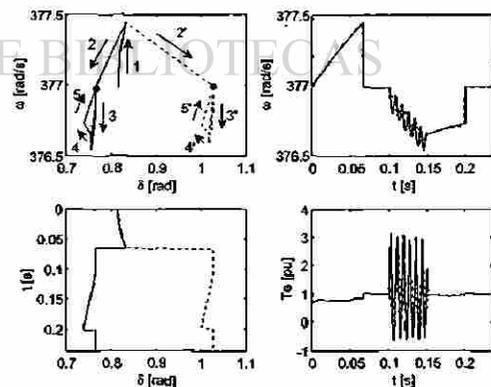


Figura 5.18 Variable mecánicas y par eléctrico, con los tres métodos de análisis con $h=0.001$ s para la Iteración de Newton

La ventaja que se maneja al usar la Iteración de Newton es que se pueden utilizar pasos de integración mayores, aunque esto es relativamente válido en estabilidad dinámica, pero en estabilidad transitoria no es tan válido el hacer un cambio del paso de integración de manera que compita con la Regla Trapezoidal y/o el Runge-Kutta de cuarto orden. En la Figura 5.17 y 5.18 se ilustran las corrientes, variables mecánicas y par eléctrico para una simulación del turbogenerador con falla de fase a tierra. La simulación para los métodos de la Regla Trapezoidal y el Runge-Kutta de cuarto orden se usaron con un paso de integración de 3.255×10^{-5} , mientras que para la Iteración de Newton el paso de integración fue de 0.001 s. Se procedió a realizar 4 ciclos de transitorio del sistema, acelerar al estado estable, 0.067 s en la Figura 5.17, continúa corriendo el tiempo en esta condición y se aplica la fase a a tierra por un lapso de tiempo de 0.1 a 0.15 s, se deja el transitorio de posfalla hasta 0.2, se acelera al estado estable nuevamente y se obtienen dos ciclos en este estado final.

En la Figura 5.17 la línea continua corresponde a la Regla Trapezoidal y Runge-Kutta mientras que la punteada es la correspondiente a la Iteración de Newton de la Regla Trapezoidal. Aparte de la clara falta de exactitud de la Iteración de Newton con el paso de integración indicado, se puede observar principalmente en la corriente de campo que no se obtiene el mismo estado estable.

Esto último también se puede observar en el plano de fase y en el ángulo de la Figura 5.18. Los números en la figura del plano de fase indican el proceso de simulación. 1 transitorio inicial, 2 aceleración al estado estable (circulo negro), 3 aplicación de la falla, 4 transitorio de posfalla y 5 aceleración al estado estable después de la falla. Esto usando la Regla Trapezoidal y el Runge-Kutta, mientras que los números primos describen la misma secuencia pero usando el Newton. Se observa que el estado estable en el desplazamiento angular no es el mismo lo cual a la larga puede indicar inestabilidad no existente en el sistema de potencia analizado. De aquí que para análisis transitorio de SEP's es conveniente utilizar Regla Trapezoidal y/o Runge-Kutta con pasos de integración pequeños.

5.6 Análisis de la Estabilidad del Sistema Generador Regulado-Transformador-Línea-Barra Infinita, Utilizando Aceleración al Estado Estacionario

Hasta este punto se ha analizado al generador a barra infinita con y sin controles, así como con y sin inyección de armónicos. Ahora se incluye al sistema el transformador trifásico con dos diferentes conexiones delta-estrella aterrizada y estrella aterrizada-estrella aterrizada, la línea de transmisión y la barra infinita. La Figura 5.19 muestra el sistema a solucionar. El principal objetivo es observar la interacción con el modelo del transformador desarrollado en el Capítulo 4, con el generador y línea a barra infinita. De acuerdo con los modelos usados para los diferentes elementos se puede tener información de todas las variables internas y externas del generador y transformador.

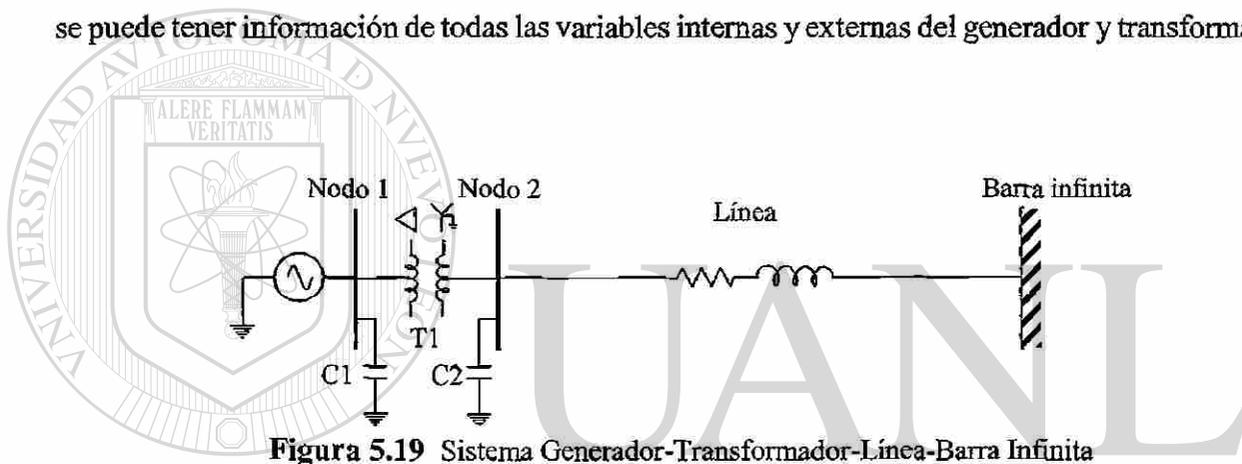


Figura 5.19 Sistema Generador-Transformador-Línea-Barra Infinita

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

5.6.1 Casos de estudio

La metodología a seguir es la misma que se ha venido aplicando, las simulaciones del sistema de la Figura 5.19 se realizan como sigue. En este caso se dejó un tiempo de transitorio de 2 s, se acelera el sistema para obtener el estado estable, en 2.05 s se aplica la falla que consiste en aterrizar la fase c en el nodo 2, esta falla tiene una duración de 6 ciclos. Se deja un transitorio de posfalla de 3 ciclos y se acelera para obtener nuevamente el estado estable. Los parámetros del sistema se proporcionan en el apéndice B.

5.6.1.1 Sistema Máquina-Transformador-Línea-Barra Infinita, con el Transformador en conexión delta-estrella aterrizada

En este primer caso se considera que el transformador está conectado en delta-estrella aterrizada y el sistema está regulado. La Figura 5.20 muestra las corrientes en la máquina cuando ésta no está inyectando armónicos. Se puede observar el comportamiento transitorio de todas las corrientes en el estator y rotor, así como el instante en que se obtiene el estado estable inicial, posteriormente la falla a tierra de la fase c, el transitorio de posfalla y el estado estable final. Los detalles se muestran para la corriente en la fase c del estator y i_f del rotor con la finalidad de observar con más precisión los estados de la simulación. La Figura 5.21 es la misma simulación con la inclusión de que el generador inyecta un tercer armónico a un 18 % de L_B (3.148). Los resultados son muy similares a los obtenidos en el caso anterior solo que con oscilaciones montadas sobre la original, este efecto se observa principalmente en las variables del rotor.

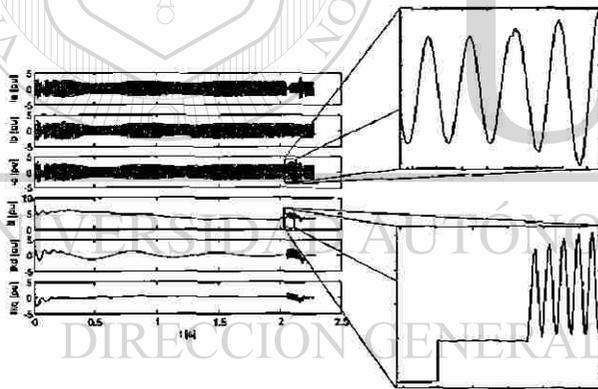


Figura 5.20 Corrientes en la máquina sin considerar armónicos y con el transformador delta-estrella aterrizada

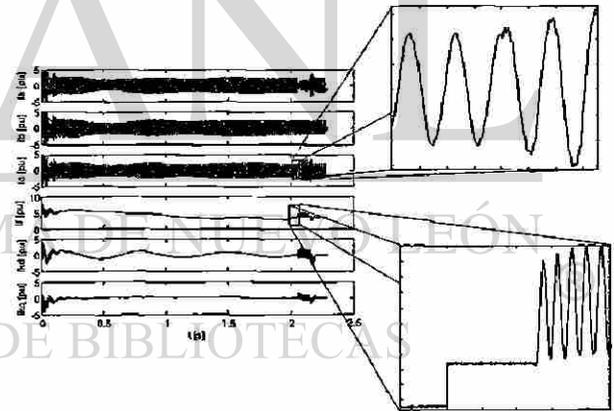


Figura 5.21 Corrientes en la máquina considerando armónicos y con el transformador delta-estrella aterrizada

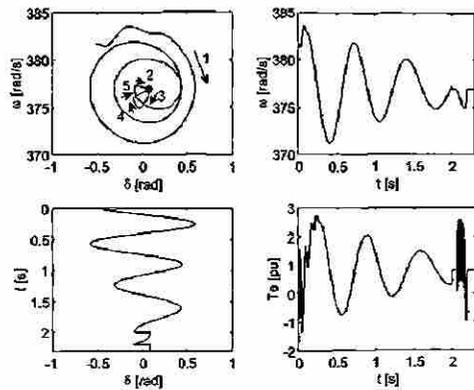


Figura 5.22 Variables mecánicas y par eléctrico sin considerar armónicos y con el transformador delta-estrella aterrizada

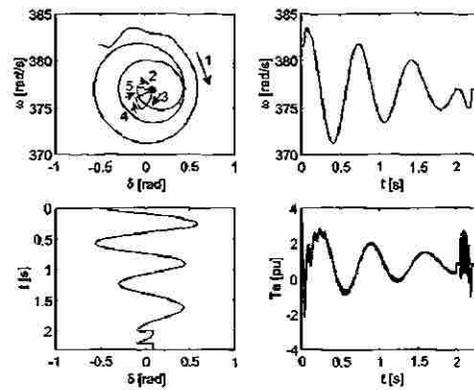


Figura 5.23 Variables mecánicas y par eléctrico considerando armónicos y con el transformador delta-estrella aterrizada

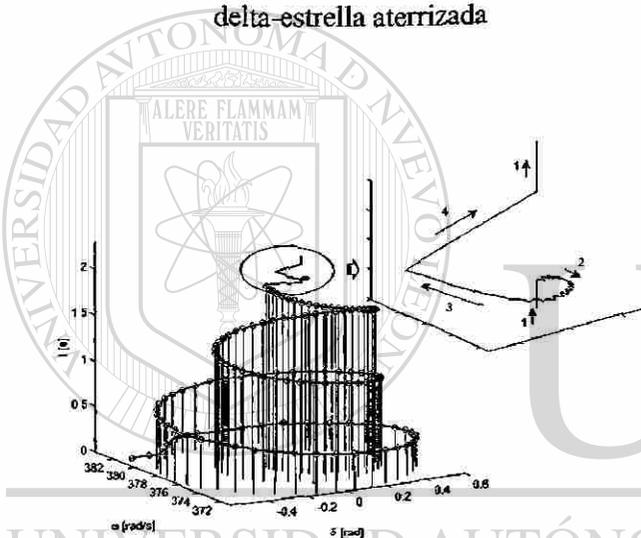


Figura 5.24 Plano de fase en el tiempo con el transformador delta-estrella aterrizada

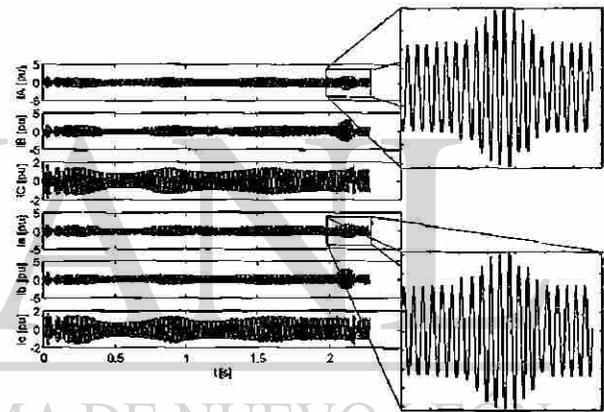


Figura 5.25 Corrientes en el transformador delta-estrella aterrizada

Las Figuras 5.22 y 5.23 muestran los resultados para las simulaciones sin armónicos y con armónicos para las variables de desplazamiento angular, velocidad y par eléctrico observándose que la diferencia notoria es en el par. En la gráfica del plano de fase la numeración describe la secuencia de simulación: 1 transitorio, 2 estado estable, 3 aplicación de la falla, 4 transitorio de posfalla y 5 aceleración al estado estable nuevamente.

La Figura 5.24 ilustra el plano de fase en el tiempo, se observa como el sistema se va acelerando al estado estable. El detalle de la parte superior derecha es para indicar el proceso de solución utilizando la aceleración, 1 estado estable, 2 falla, 3 posfalla y 4 aceleración al estado estable.

Ahora analizando el transformador, la Figura 5.25 ilustra las corrientes en los devanados primario y secundario y de acuerdo al modelo de la Figura 4.1, éstas están defasadas 180° como se puede verificar en las ampliaciones. La Figura 5.26 presenta el comportamiento magnético del transformador, viendo esta figura como una matriz en (1,1) se tiene el comportamiento de la pierna 1, de acuerdo con la Figura 4.1, donde cada conjunto de tres gráficas muestra la saturación en estado estable antes de la falla, durante el transitorio de la falla y en estado estable después de la falla, respectivamente. En este orden, el elemento (1,2) es la pierna 2, (1,3) la pierna 3, (2,1) y (2,2) los yugos y el (2,3) y (3,1) las piernas externas. Se puede ver que la saturación de estado estable ocurre en los yugos y durante el transitorio la saturación es en todo el transformador con excepción de las piernas externas. El tercer eje en esta figura es solo para poder desplazar las tres gráficas y que se puedan apreciar mejor.

Los resultados con respecto al proceso de solución son los siguientes:

Se simuló durante 2 s el transitorio y la primera aceleración al estado estacionario requirió de 5 iteraciones; posteriormente se dejó correr el tiempo 12 ciclos aplicando la falla

dentro de este intervalo y se aplicó nuevamente

aceleración requiriendo ahora 5 iteraciones, esto fue sin considerar armónicos. Para la segunda opción, es decir incluyendo un porcentaje del tercer armónico, la secuencia, tiempo y número de iteraciones fue exactamente igual, en la primera aplicación de aceleración se requirieron de 5 iteraciones y en la segunda 5 iteraciones.

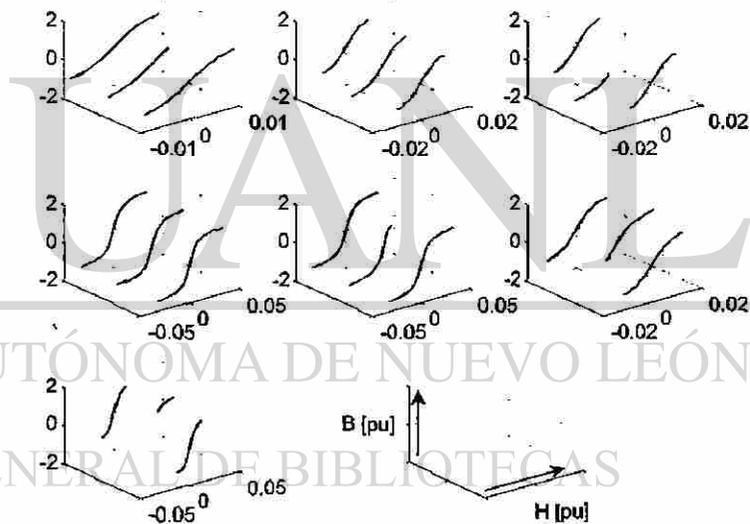


Figura 5.26 Comportamiento magnético del transformador delta-estrella aterrizada

5.6.1.2 Sistema Máquina-Transformador-Línea-Barra Infinita, con el Transformador en conexión estrella aterrizada-estrella aterrizada

Para este caso se realizan las mismas simulaciones bajo las mismas condiciones que el estudio anterior únicamente cambiando la conexión del transformador a estrella aterrizada-estrella aterrizada. Las corrientes en el generador con y sin armónicos se presentan en las figuras 5.27 y 5.28, al igual que para la conexión delta-estrella aterrizada el efecto de los armónicos se puede ver en las variables del rotor, así como en el par eléctrico, como se puede ver de las figuras 5.29 y 5.30, lo que hay que resaltar aquí es que el generador tiene más desplazamiento angular con el transformador conectado en estrella aterrizada-estrella aterrizada que con el conectado en delta-estrella aterrizada y por lo tanto el transitorio de velocidad también es mayor. Esto último también se puede observar al comparar la Figura 5.24 con la Figura 5.31, donde el plano de fase en tres dimensiones presenta menor amplitud en las oscilaciones.

Respecto al transformador, que ahora está en estrella aterrizada-estrella aterrizada, la Figura 5.32 presenta las corrientes en el primario y en el secundario, cabe resaltar que al igual que para las otras gráficas, al comparar las corrientes de línea con la conexión delta-estrella aterrizada del transformador son más estables, observe que las corrientes en el transformador oscilan más en la conexión delta-estrella aterrizada, recuérdese que están en las mismas condiciones.

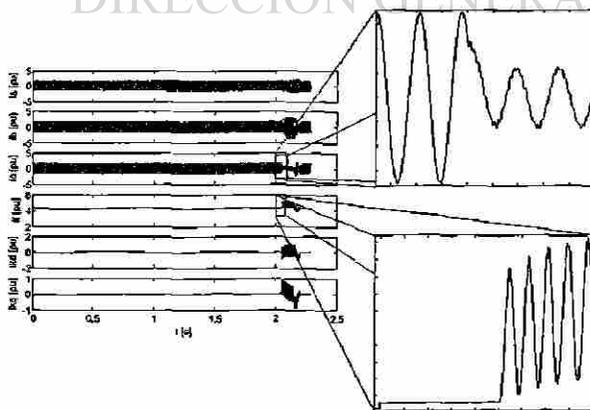


Figura 5.27 Corrientes en la máquina sin considerar armónicos y con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada

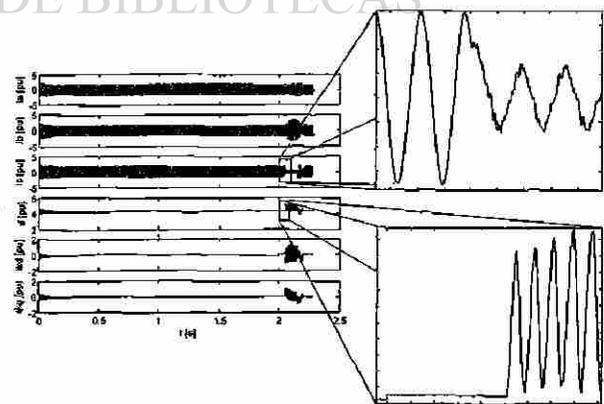


Figura 5.28 Corrientes en la máquina considerando armónicos y con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada

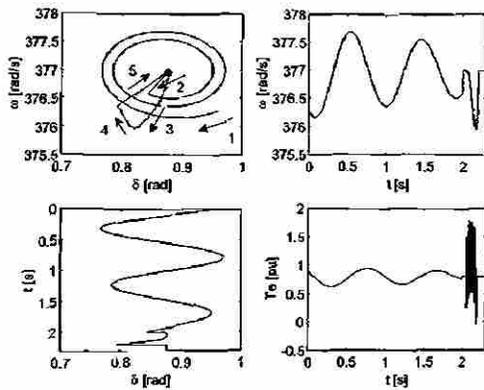


Figura 5.29 Variables mecánicas y par eléctrico sin considerar armónicos y con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada

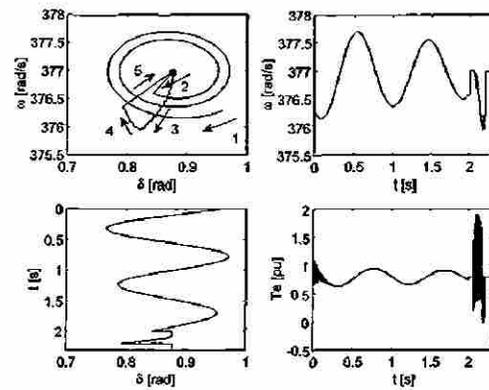


Figura 5.30 Variables mecánicas y par eléctrico considerando armónicos y con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada

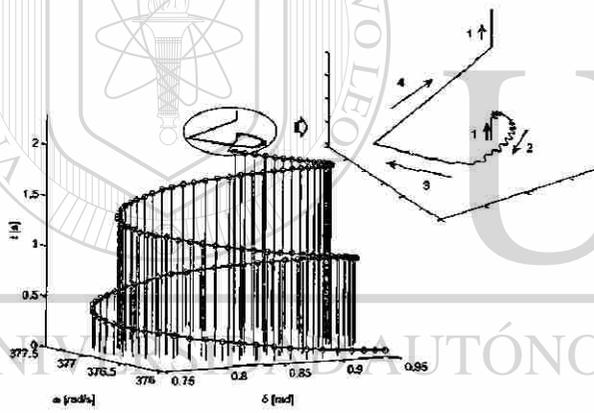


Figura 5.31 Plano de fase en el tiempo con el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada

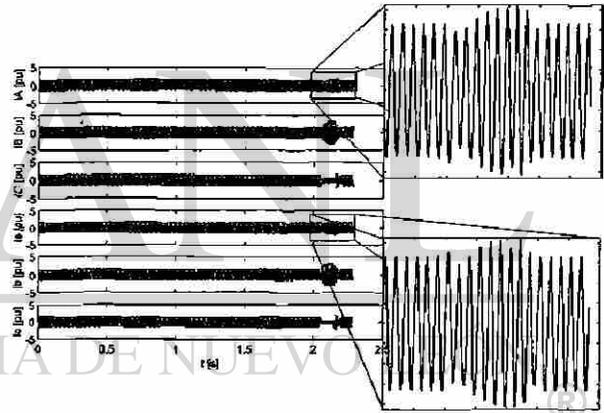


Figura 5.32 Corrientes en el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada

Finalmente en la Figura 5.33 se muestran los resultados para la saturación en las diferentes secciones del transformador, donde los elementos (1,1), (1,2) y (1,3) corresponden a las piernas centrales del transformador, los elementos (2,1) y (2,2) corresponden a los yugos y los elementos (2,3) y (3,1) a las piernas externas. El tercer eje en esta figura es solo para poder defasar las tres gráficas y que éstas se puedan apreciar mejor. Cada una de las gráficas muestra la saturación en el elemento en estado estable, en el primer ciclo del transitorio y en estado estable después de la falla, lo interesante aquí es que en esta conexión los valores de saturación son mayores en la conexión delta-estrella aterrizada, como se puede verificar al comparar las gráficas 5.26 y 5.33.

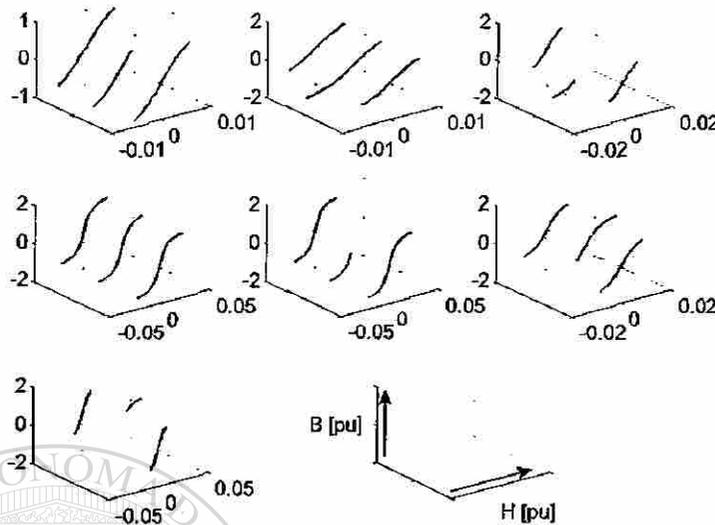


Figura 5.33 Comportamiento magnético del transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada

requiriendo ahora 4 iteraciones, esto fue sin considerar armónicos. Para la segunda opción, es decir incluyendo un porcentaje del tercer armónico, la secuencia y tiempo fue exactamente igual, cambiando solo el número de iteraciones en encontrar el estado estacionario que para este caso en la primera aplicación de aceleración se requirieron de 4 iteraciones y en la segunda 5 iteraciones.

Los resultados con respecto al proceso de solución son los siguientes: Se simuló durante 2 s el transitorio y la primera aceleración al estado estacionario requirió de 3 iteraciones; posteriormente se dejó correr el tiempo 12 ciclos aplicando la falla dentro de este intervalo y se aplicó nuevamente aceleración

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

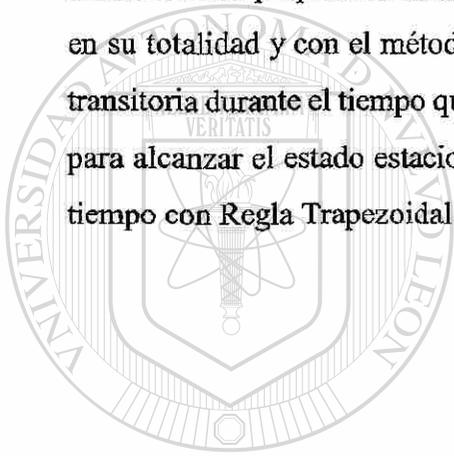
5.7 Conclusiones

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Se ha presentado un análisis de la aplicación del modelo del generador síncrono regulado y no regulado e incluyendo armónicos. Los armónicos se contabilizan en forma porcentual permitiendo cualquier número de éstos. Mediante este modelo se analizó la inyección de armónicos espaciales del generador al sistema, proporcionando así mayor exactitud en las variables del sistema y realizar mejores sistemas de control y protección. Se observó que el análisis de estabilidad utilizando un proceso de aceleración numérica presenta grandes ventajas respecto a un método de punto a punto, ya que se puede analizar el sistema desde un estado estacionario exacto, ver el transitorio que se desee analizar y finalmente acelerar numéricamente hasta alcanzar el nuevo estado estacionario si el sistema es estable, de lo contrario el proceso no converge. De aquí, que mediante estas técnicas

numéricas se tiene información del sistema en todos los estados del mismo. Se presentó el resultado de utilizar, en el proceso de aceleración numérica, los métodos de integración Runge-Kutta cuarto orden y Regla Trapezoidal concluyendo que los resultados numéricos son virtualmente iguales.

Se logra la interacción del modelo del generador en abc incluyendo armónicos con el modelo del transformador en abc desde el punto de vista de circuitos magnéticos, con lo cual el cambiar conexiones es transparente; aquí se analizaron solo las dos conexiones más usada en SEP's delta-estrella aterrizada y estrella aterrizada-estrella aterrizada, con lo cual se demostró la facilidad de usar estos modelos propuestos en esta investigación. Los resultados como se observó se tienen a la mano en su totalidad y con el método y secuencia de solución indicado se puede estudiar la estabilidad transitoria durante el tiempo que el usuario lo desee, posteriormente, si se desea acelerar el proceso para alcanzar el estado estacionario del sistema, si es que lo tiene. Esto último en el dominio del tiempo con Regla Trapezoidal y/o Runge-Kutta sería un gran consumo de tiempo de cómputo.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Capítulo 6

ANÁLISIS DINÁMICO DE UN SISTEMA MULTIMÁQUINA EN COORDENADAS ABC



6.1 Introducción

El modelo y análisis del generador y generador-transformador-línea en coordenadas **abc** conectado a una barra infinita descrito en los capítulos anteriores tiene como característica el conocimiento de una variable de la cual se tiene su comportamiento en el tiempo, esta variable es el voltaje en la barra infinita; es decir se conoce que el voltaje en este nodo tiene frecuencia y amplitud constante.

En el presente capítulo se estudia el Sistema MultiMáquina (SMM), donde se pierde el término "barra infinita" y las variables de los elementos que conforman el sistema se comportan de acuerdo a la dinámica propia, ante condiciones de estado estable y transitorias.

Se presenta una formulación matemática trifásica directa en términos de las fases **abc** del sistema de potencia, que permite estudiar fenómenos electromecánicos. Los elementos de un SMM: generadores, transformadores, líneas, elementos en derivación, etc., se modelan a partir de sus parámetros primitivos **RLC**. El procedimiento se ilustra con un sistema que consta de tres nodos, dos de generación y uno de carga.

El sistema es expuesto a diferentes disturbios simétricos y asimétricos, como: fallas trifásicas y monofásicas, cambios de configuración en la red, apertura y recierre tripolar y apertura y recierre monopolar. Los resultados mostrados y analizados en este capítulo corresponden a una falla asimétrica, falla de fase a tierra y a un cambio en la carga. Lo cual no implica que solo estas fallas se pueden realizar, como el modelo es en coordenadas originales realmente se puede simular cualquier tipo de falla.

6.2 Modelado de la Red

De acuerdo al tipo de estudio que se desea realizar, es el grado de complejidad del modelo con el que se debe de representar cada uno de los componentes del sistema. En un estudio dinámico, la representación de los componentes del sistema; generadores, transformadores, líneas, cargas, capacitores, reactores, etc., debe ser formulado por ecuaciones diferenciales las cuales son resueltas en forma simultánea. Las ecuaciones diferenciales para cada elemento del sistema se describen en términos de sus parámetros primitivos.

6.2.1 Generadores

El modelo de los generadores en coordenadas abc, se desarrolló en el Capítulo 3, donde se obtuvo:

$$v_g = R_g i_g - L_g \frac{d}{dt} i_g \quad (6.1)$$

En forma gráfica la conexión del generador a la red se muestra en la Figura 6.1.

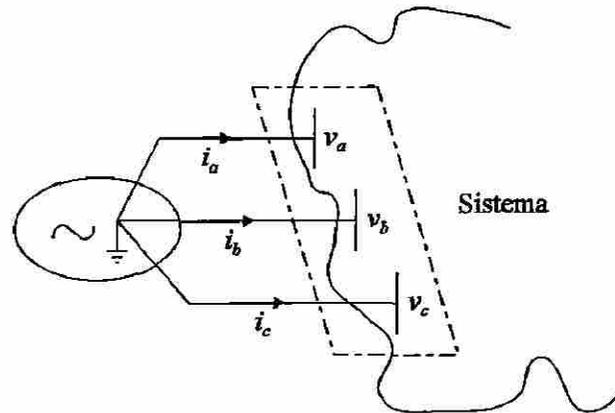


Figura 6.1 Generador en abc conectado a un nodo del sistema de potencia.

Los sistemas de control del generador son los utilizados en el Capítulo 5 y representados por las ecuaciones (A.5) y (A.6) para un turbogenerador y las ecuaciones (A.5) y (A.7) para un hidrogenerador.

6.2.2 Transformadores.

En este sistema los transformadores trifásicos se modelan de acuerdo al desarrollo realizado en el Capítulo 4 y desde el punto de vista eléctrico es la Figura 6.2.

El modelo en forma matricial para el transformador es:

$$v_H - v_X = R_T i + L_T \frac{d}{dt} i \quad (6.2)$$

donde L_T es la matriz trifásica equivalente de 3x3 del transformador y R_T es una matriz diagonal de 3x3.

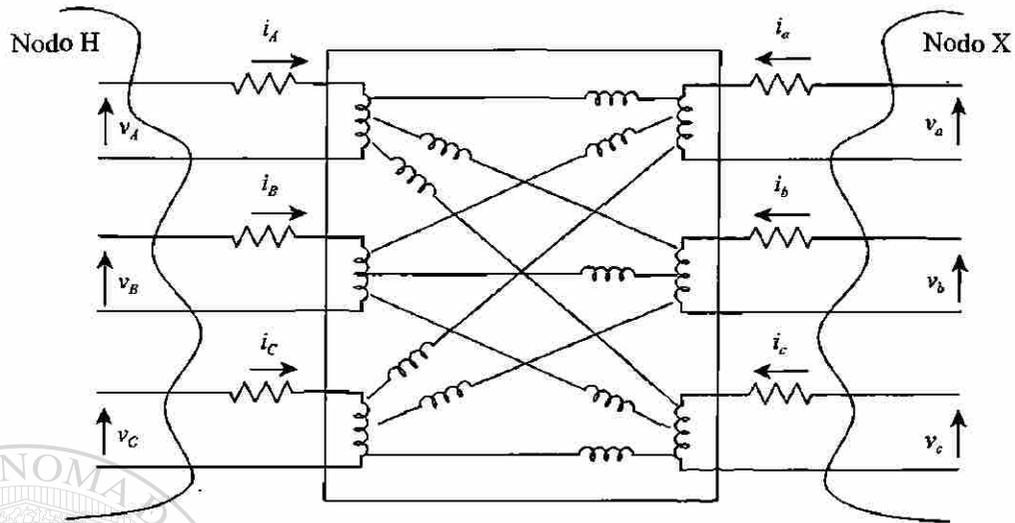


Figura 6.2 Circuito eléctrico equivalente del transformador trifásico

Es normal encontrar en las plantas generadoras las unidades compuestas por un generador y su correspondiente transformador, por lo que pueden formarse los bloques Generador-Transformador, sumando el circuito **RL** equivalente de cada línea del transformador a los circuitos **RL** de la matriz de inductancias de la máquina, es decir reflejar el efecto del transformador en la máquina. Lo anterior aquí no se aplica porque se desea observar el efecto en cada elemento eléctrico y magnético de los transformadores trifásicos, por lo que se usa un modelo completo.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

6.2.3 Líneas.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El modelo de las líneas de transmisión usado en el presente trabajo, es un circuito **RLC**, es una de las representaciones de las líneas de transmisión más simple, este equivalente se encuentra en términos de parámetros concentrados por fase así como sus respectivos circuitos mutuos; la Figura 6.3 muestra el circuito equivalente trifásico.

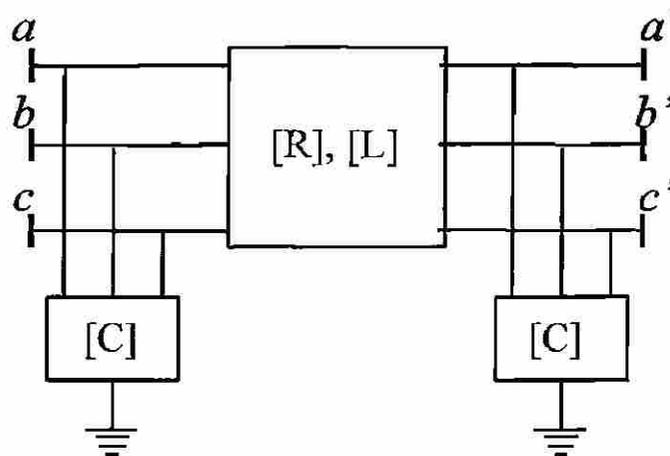


Figura 6.3 Modelo de la línea trifásica con retorno por tierra.

Para nuestro caso la Figura 6.3 se maneja en forma separada, es decir, la impedancia serie entre los nodos $a-a'$ y el efecto capacitivo de la línea se modelan como capacitores colocados en los nodos indicados. El circuito equivalente con parámetros concentrados de la impedancia serie de la línea de transmisión es el indicado en la Figura 6.4.

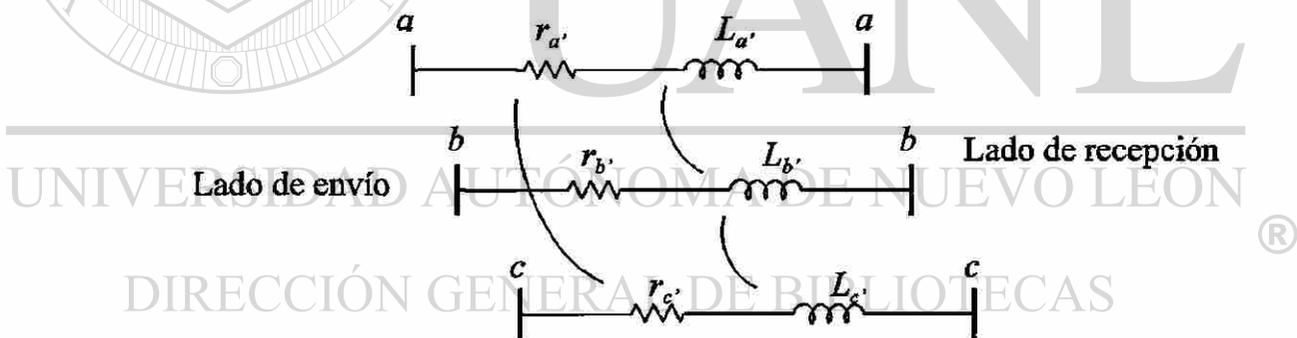


Figura 6.4 Circuito equivalente con parámetros concentrados de la línea de transmisión.

El sistema de ecuaciones de los elementos serie de la línea de transmisión es:

$$\begin{bmatrix} v_{ae} - v_{ar} \\ v_{be} - v_{br} \\ v_{ce} - v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a'} & L_{ab'} & L_{ac'} \\ L_{ba'} & L_{b'} & L_{bc'} \\ L_{ca'} & L_{cb'} & L_{c'} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_{a'} & r_{ab'} & r_{ac'} \\ r_{ba'} & r_{b'} & r_{bc'} \\ r_{ca'} & r_{cb'} & r_{c'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Para líneas específicas: Cortas, medianas o largas; que incluyen dentro de su modelo π o T- el elemento serie, Figura 6.4, y los efectos capacitivos correspondientes, éstos últimos se consideran como bancos de capacitores su conexión se ilustra en la Figura 6.5, la ecuación matricial de corriente para el capacitor es:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{aa} & C_{ab} & C_{ac} \\ C_{ba} & C_{bb} & C_{bc} \\ C_{ca} & C_{cb} & C_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

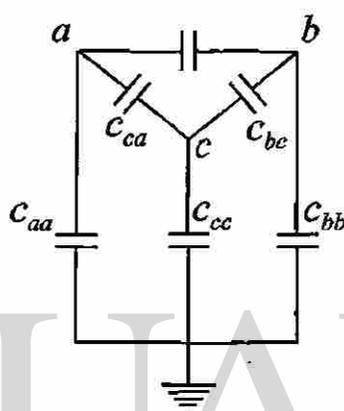
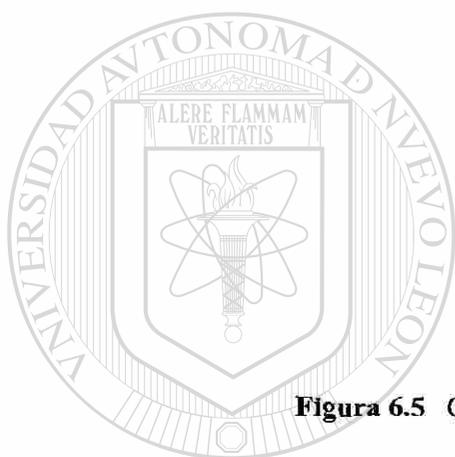


Figura 6.5 Circuito equivalente de un banco de capacitores trifásico.

6.2.4 Cargas

La carga trifásica balanceada se modela como circuitos **RL**, conectados en estrella. La Figura 6.6 ilustra la representación de la carga en forma trifásica. La ecuación de voltaje por fase de la carga es:

$$v_L = R_L i + L_L \frac{d}{dt} i \quad (6.5)$$

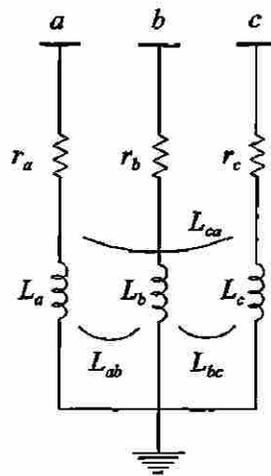


Figura 6.6 Modelo de la carga trifásica conectada en estrella.

6.3 Sistema de Prueba

La respuesta transitoria de un SMM se obtiene al solucionar en forma simultánea las ecuaciones diferenciales que describen la dinámica de cada elemento del sistema junto con las restricciones algebraicas del mismo. Por lo tanto se requiere conocer los elementos y configuración del sistema para así poder formular el conjunto de ecuaciones diferencio-algebraicas a solucionar.

Con la finalidad de mostrar el proceso a seguir en el planteamiento y solución de un SMM, se considera un sistema que consta de tres nodos, dos de generación y uno de carga interconectados por tres transformadores y tres líneas. El sistema se ilustra en la Figura 6.7, la cual muestra los componentes en forma unifilar.

Donde la capacitancia equivalente por nodo: $C7$ a $C12$; es la suma de todos los efectos capacitivos correspondiente a todas las líneas y bancos de capacitores que convergen a dicho nodo. Por ejemplo, la capacitancia equivalente $C11$, es la suma del efecto capacitivo de la línea $L2$ y de la línea $L3$ y del transformador $T3$ del lado de alta.

En los nodos 1 y 4 se tienen indicadas dos fuentes de corriente, respectivamente, con la finalidad de mantener la generalidad del sistema. Ya que dichas fuentes de corriente se pueden sustituir por un generador o un grupo de generadores en paralelo, de acuerdo al SMM en estudio, junto con sus controles de voltaje y velocidad correspondientes.

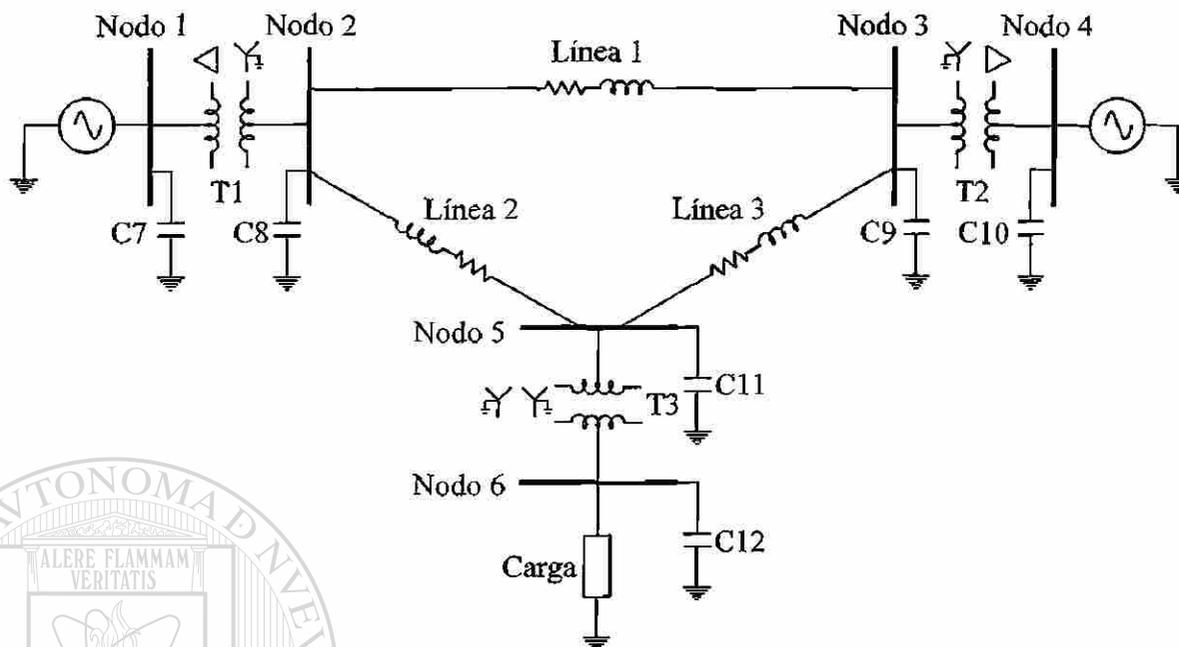


Figura 6.7 Circuito seccionado del SMM base.

6.4 Formulación de las Ecuaciones de Equilibrio para Estudios Transitorios y de estado estable

Un sistema eléctrico de potencia está formado por la interconexión de diferentes elementos. En general cada elemento puede ser descrito por ecuaciones diferenciales que pueden ser lineales, no lineales, con parámetros distribuidos o concentrados. En el estudio de los fenómenos eléctricos se hacen abstracciones que permiten simplificar el modelado matemático y análisis de los fenómenos de interés. La red eléctrica compuesta de transformadores, líneas, bancos de capacitores o reactores, es modelada por ecuaciones diferenciales con parámetros concentrados.

En general cada elemento del sistema eléctrico es formulado por ecuaciones diferenciales. El número total de ecuaciones diferenciales depende del número de elementos, tipo de los mismos y configuración de la red. Cada generador es representado por 8 ó 9 ecuaciones diferenciales según sea el tipo y las variables de estado utilizadas. Además se tienen que adicionar las ecuaciones de los controles que son 6 ó 7, respectivamente, de acuerdo al tipo de generador.

Cada línea se describe por 3 ó 9 ecuaciones diferenciales, según se consideren o no los efectos capacitivos. Las variables de estado son las corrientes por las fases de la línea $[i]$, y los voltajes

nodales en los extremos. Cada banco de capacitores se describe por 3 ecuaciones diferenciales, las variables de estado son los voltajes de conexión. Los bancos de reactores se describen por 3 ecuaciones, con las corrientes como variables de estado. Los transformadores se describen por 6 ecuaciones diferenciales, las variables de estado son las corrientes en las fases.

El número de ecuaciones diferenciales de la red primitiva será igual a la suma de las ecuaciones diferenciales de todos los elementos. La formulación del sistema de multimáquina se hace aplicando las leyes de Kirchhoff para la red de interés. El sistema de ecuaciones resultante es numeroso. Se simplifica empleando un método mixto nodal-mallas, en donde el árbol del grafo está formado por los voltajes de los capacitores. De ahí que cada una de las corrientes de fase en los circuitos RL, líneas, cargas, reactores, son corrientes fundamentales o de malla, asegurando que las ecuaciones sean independientes.

El resto de las variables de estado se obtienen seleccionando como estados a los voltajes en los elementos capacitivos. El sistema de ecuaciones que representan la dinámica del sistema de potencia se formula utilizando el método mixto indicado, empleando como corriente de malla la corriente de cada fase de los elementos inductivos de la red (enlaces del árbol del grafo), y el voltaje del elemento capacitivo (rama del árbol), es decir:

$$\sum_{j=1}^{n_{malla}} r_j i_j + \sum_{j=1}^{n_{malla}} L_j \frac{di_j}{dt} + v_c = 0 \quad (6.6)$$

además

$$i_n = C \frac{dv_{e_n}}{dt} \quad (6.7)$$

donde n es el número de nodos menos la referencia.

La formulación matemática puede ser obtenida por un procedimiento algorítmico utilizando la matriz de conectividad a las formulaciones de Kirchhoff.

6.5 Formulación Matemática para la Red de Prueba

La formulación matemática para el sistema base mostrado en la Figura 6.7 se describe a continuación. Para mayor claridad se desarrolla un procedimiento paso a paso por inspección en la formulación matemática.

El grafo del circuito de la Figura 6.7 se muestra en la Figura 6.8, con la dirección de la corriente en cada elemento como se indican.

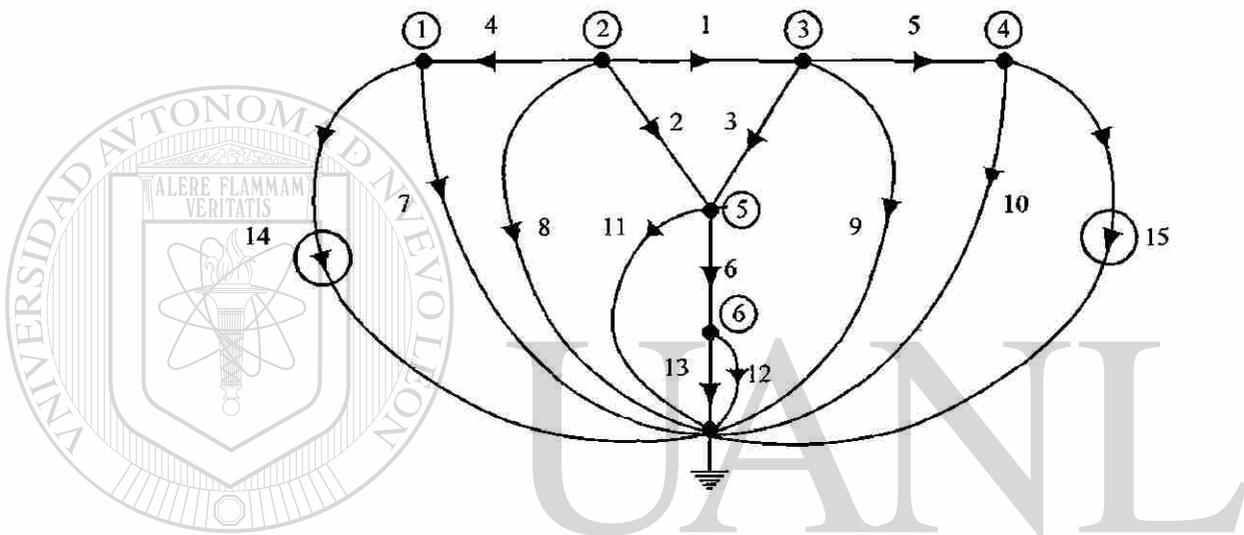


Figura 6.8 Grafo correspondiente al circuito de la Figura 6.7

Donde los elementos 1, 2 y 3 son los efectos serie de las líneas, circuito tipo **RL**; los elementos 4, 5 y 6 son los transformadores, circuito tipo **RL**; el elemento 13 es la carga, circuito **RL**; los elementos 7-12, son los bancos de capacitores o los efectos capacitivos de las líneas del nodo correspondiente, son circuitos tipo **C**. Los elementos 14 y 15 son las fuentes de corriente, éstas últimas representan a los generadores con sus controles.

Formando un árbol apropiado para el grafo, la Figura 6.9, donde las ramas se muestran con líneas continuas.

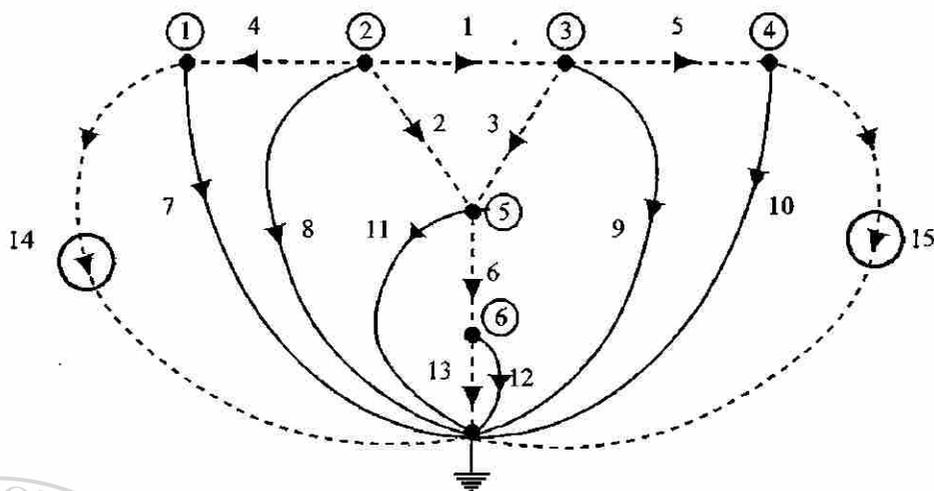


Figura 6.9 Árbol elegido para el grafo de la Figura 6.8

Aplicando la primera ley de Kirchoff a los nodos del circuito de la Figura 6.9, se tienen las siguientes ecuaciones de corriente:

$$i_7 = -i_{14} + i_4 \tag{6.8}$$

$$i_8 = -i_1 - i_2 - i_4 \tag{6.9}$$

$$i_9 = i_1 - i_3 - i_5 \tag{6.10}$$

$$i_{10} = i_5 - i_{15} \tag{6.11}$$

$$i_{11} = i_2 + i_3 - i_6 \tag{6.12}$$

$$i_{12} = i_6 - i_{13} \quad (6.13)$$

De la segunda ley de Kirchhoff, cada enlace (línea punteada), forma una malla fundamental. Los voltajes en todos y cada uno de los elementos de enlace, son:

$$v_1 = v_8 - v_9 \quad (6.14)$$

$$v_2 = v_8 - v_{11} \quad (6.15)$$

$$v_3 = v_9 - v_{11} \quad (6.16)$$

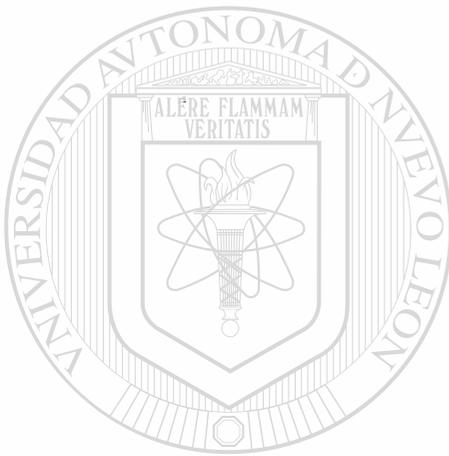
$$v_4 = v_8 - v_7 \quad (6.17)$$

$$v_5 = v_9 - v_{10} \quad (6.18)$$

$$v_6 = v_{11} - v_{12} \quad (6.19)$$

$$v_{13} = v_{12} \quad (6.20)$$

$$v_{14} = v_7 \quad (6.21)$$



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$v_{15} = v_{10} \quad (6.22)$$

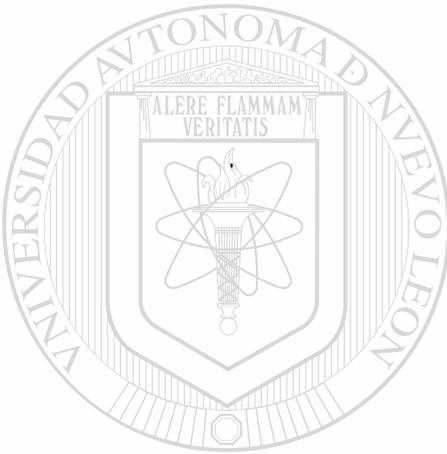
Las relaciones de voltaje-corriente para cada elemento son:

$$v_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (6.23)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (6.24)$$

$$v_3 = R_3 i_3 + L_3 \frac{di_3}{dt} \quad (6.25)$$

$$v_4 = R_{T1} i_4 + L_{T1} \frac{di_4}{dt} \quad (6.26)$$



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$v_5 = R_{T2} i_5 + L_{T2} \frac{di_5}{dt} \quad (6.27)$$

$$v_6 = R_{T3} i_6 + L_{T3} \frac{di_6}{dt} \quad (6.28)$$

$$v_{13} = R_L i_L + L_L \frac{di_L}{dt} \quad (6.29)$$

$$i_7 = C_7 \frac{dv_7}{dt} \quad (6.30)$$

$$i_8 = C_8 \frac{dv_8}{dt} \quad (6.31)$$

$$i_9 = C_9 \frac{dv_9}{dt} \quad (6.32)$$

$$i_{10} = C_{10} \frac{dv_{10}}{dt} \quad (6.33)$$

$$i_{11} = C_{11} \frac{dv_{11}}{dt} \quad (6.34)$$

$$i_{12} = C_{12} \frac{dv_{12}}{dt} \quad (6.35)$$

Los voltajes de (6.21) y (6.22), son los voltajes nodales 1 y 4, respectivamente; y considerando que las fuentes de corriente en el nodo 1 y 4 son los generadores 1 y 2, entonces:

$$v_{14} = v_7 = v_{G1_{abc}} \quad (6.36)$$

$$v_{15} = v_{10} = v_{G2_{abc}} \quad (6.37)$$

$$i_{14} = -i_{G1_{abc}} \quad (6.38)$$

$$i_{15} = -i_{G2_{abc}} \quad (6.39)$$

donde v_{G1} es el voltaje en el generador 1 y v_{G2} lo es en el generador 2. Sustituyendo las relaciones voltaje-corriente, (6.23) a (6.35) en (6.14) a (6.22), así como las relaciones de las fuentes de corriente, (6.36) a (6.39); se obtiene:

$$C_7 \frac{dv_{G1}}{dt} = i_{G1} + i_4 \quad (6.40)$$

$$C_8 \frac{dv_8}{dt} = -i_1 - i_2 - i_4 \quad (6.41)$$

$$C_9 \frac{dv_9}{dt} = i_1 - i_3 - i_5 \quad (6.42)$$

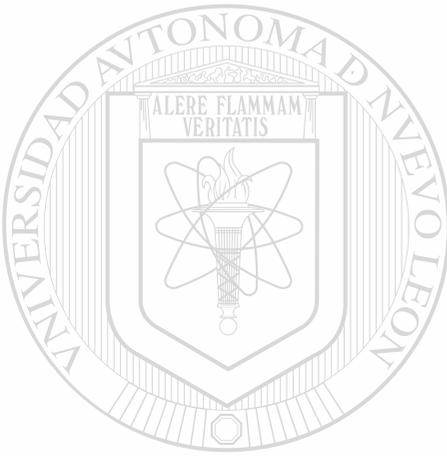
$$C_{10} \frac{dv_{G2}}{dt} = i_5 + i_{G2} \quad (6.43)$$

$$C_{11} \frac{dv_{11}}{dt} = i_2 + i_3 - i_6 \quad (6.44)$$

$$C_{12} \frac{dv_{12}}{dt} = i_6 - i_{13} \quad (6.45)$$

$$R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} = v_8 - v_9 \quad (6.46)$$

$$R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} = v_8 - v_{11} \quad (6.47)$$



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

$$R_3 i_3 + L_3 \frac{di_3}{dt} = v_9 - v_{11} \quad (6.48)$$

$$R_{T1} i_4 + L_{T1} \frac{di_4}{dt} = v_8 - v_{G1_{abc}} \quad (6.49)$$

$$R_{T2} i_5 + L_{T2} \frac{di_5}{dt} = v_9 - v_{G2_{abc}} \quad (6.50)$$

$$R_{T3} i_6 + L_{T3} \frac{di_6}{dt} = v_{11} - v_{12} \quad (6.51)$$

$$\mathbf{R}_L i_{13} + L_L \frac{di_{13}}{dt} = v_{12} \quad (6.52)$$

El conjunto de (6.40) a (6.52), relaciona la dinámica eléctrica de la red unifilar de la Figura 6.7, para obtener el sistema trifásico, se requiere transformar los elementos de resistencias e inductancias (\mathbf{R}, \mathbf{L}), a matrices de 3x3 ($[\mathbf{R}], [\mathbf{L}]$) y los voltajes y corrientes a vectores de 3x1 ($[\mathbf{v}], [\mathbf{i}]$), con lo cual se tiene que la transformación de las ecuaciones del sistema monofásico al sistema trifásico es:

$$[\mathbf{C}_7] \frac{d}{dt} [v_{G1_{abc}}] = [i_{G1_{abc}}] + [i_4] \quad (6.53)$$

$$[\mathbf{C}_8] \frac{d}{dt} [v_8] = - [i_1] - [i_2] - [i_4] \quad (6.54)$$

$$[\mathbf{C}_9] \frac{d}{dt} [v_9] = [i_1] - [i_3] - [i_5] \quad (6.55)$$

$$[\mathbf{C}_{10}] \frac{d}{dt} [v_{G2_{abc}}] = [i_{G2_{abc}}] + [i_5] \quad (6.56)$$

$$[\mathbf{C}_{11}] \frac{d}{dt} [v_{11}] = [i_2] + [i_3] - [i_6] \quad (6.57)$$

$$[\mathbf{C}_{12}] \frac{d}{dt} [v_{12}] = [i_6] - [i_{13}] \quad (6.58)$$

$$[\mathbf{L}_1] \frac{d}{dt} [i_1] = [v_8] - [v_9] - [\mathbf{R}_1][i_1] \quad (6.59)$$

$$[\mathbf{L}_2] \frac{d}{dt} [i_2] = [v_8] - [v_{11}] - [\mathbf{R}_2][i_2] \quad (6.60)$$

$$[L_3] \frac{d}{dt} [i_3] = [v_9] - [v_{11}] - [R_3][i_3] \quad (6.61)$$

$$[L_{T1}] \frac{d}{dt} [i_4] = [v_8] - [v_{G1_{abc}}] - [R_{T1}][i_4] \quad (6.62)$$

$$[L_{T2}] \frac{d}{dt} [i_5] = [v_9] - [v_{G2_{abc}}] - [R_{T2}][i_5] \quad (6.63)$$

$$[L_{T3}] \frac{d}{dt} [i_6] = [v_{11}] - [v_{12}] - [R_{T3}][i_6] \quad (6.64)$$

$$[L_L] \frac{d}{dt} [i_{13}] = [v_{12}] - [R_L][i_{13}] \quad (6.65)$$

la formulación eléctrica de los transformadores es:

$$\frac{d}{dt} [\lambda_{T1}] = [v_8] - [v_{G1}] - [R_{T1}][i_4] \quad (6.66)$$

$$[i_4] = [L_{T1}]^{-1} [\lambda_{T1}] \quad (6.67)$$

$$\frac{d}{dt} [\lambda_{T2}] = [v_9] - [v_{G2}] - [R_{T2}][i_5] \quad (6.68)$$

$$[i_5] = [L_{T2}]^{-1} [\lambda_{T2}] \quad (6.69)$$

$$\frac{d}{dt} [\lambda_{T3}] = [v_{11}] - [v_{12}] - [R_{T3}][i_{13}] \quad (6.70)$$

$$[i_{13}] = [L_{T3}]^{-1} [\lambda_{T3}] \quad (6.71)$$

la formulación eléctrica de los generadores es:

$$\frac{d}{dt}[\lambda_{G1}] = [v_{G1}] - [R_{G1}][i_{G1}] \quad (6.72)$$

$$[i_{G1}] = [L_{G1}]^{-1}[\lambda_{G1}] \quad (6.73)$$

$$\frac{d}{dt}[\lambda_{G2}] = [v_{G2}] - [R_{G2}][i_{G2}] \quad (6.74)$$

$$[i_{G2}] = [L_{G2}]^{-1}[\lambda_{G2}] \quad (6.75)$$

donde los vectores de corrientes y voltajes son de 7×1 ó 6×1 , de acuerdo al tipo de máquina que se esté modelando: turbogenerador o hidrogenerador; así como las matrices de L y R tienen una dimensión de 7×7 ó 6×6 . Las ecuaciones (6.53) a (6.75) describen el comportamiento eléctrico del SMM mostrado en la Figura 6.7. Aquí se integran los controles para los generadores, el número de ecuaciones se incrementa en 3 con el control de excitación (A.5) y 2 más para el control de carga para un turbogenerador (A.6), si es un hidrogenerador el control de carga incrementa en 3 los estados (A.7). De los elementos de la red en estudio, los generadores no solo tienen dinámica eléctrica, sino también el transitorio mecánico formulado mediante la ecuación de oscilación que para cada generador es:

$$\frac{d}{dt}\omega_{G1} = \frac{1}{2H_{G1}}(T_{e_{G1}} - T_{m_{G1}}) \quad (6.76)$$

$$\frac{d}{dt}\delta_{G1} = \omega_{G1} - \omega_B \quad (6.77)$$

$$\frac{d}{dt}\omega_{G2} = \frac{1}{2H_{G2}}(T_{e_{G2}} - T_{m_{G2}}) \quad (6.78)$$

$$\frac{d}{dt}\delta_{G2} = \omega_{G2} - \omega_B \quad (6.79)$$

Con estas últimas relaciones se completa el sistema de ecuaciones diferenciales total, que para este sistema es de 78 ecuaciones, dependiendo del tipo o tipos de máquinas que se modelen, las cuales se resuelven simultáneamente.

El número de ecuaciones diferenciales que describen la dinámica de la red es:

$$N_{ET} = 3N_{LINEAS} + 3N_{NODOS} + 3N_{REACTORES} + 6N_{TRANSFORMADORES}$$

el triple de la suma del número de líneas, nodos y reactores más 6 de los transformadores.

El número de ecuaciones diferenciales del sistema eléctrico es igual a la de la red más 8 ó 9 veces el número de generadores; cuando en estos se incluyan los sistemas automáticos de control, el número de ecuaciones se incrementará de acuerdo al tipo de sistema de control en 6 ó 7, para turbogeneradores o hidrogeneradores, respectivamente..

6.6 SMM con Generadores en Paralelo

Los cambios requeridos para realizar el estudio en un SMM que tenga n generadores en paralelo en el nodo, Figura 6.10, en voltajes son:

$$[v]_{G1} = [v]_{G2} = \dots = [v]_{Gn} = [v]_{nodo_i} \quad (6.80)$$

donde i corresponde a la numeración de los nodos en el SMM.

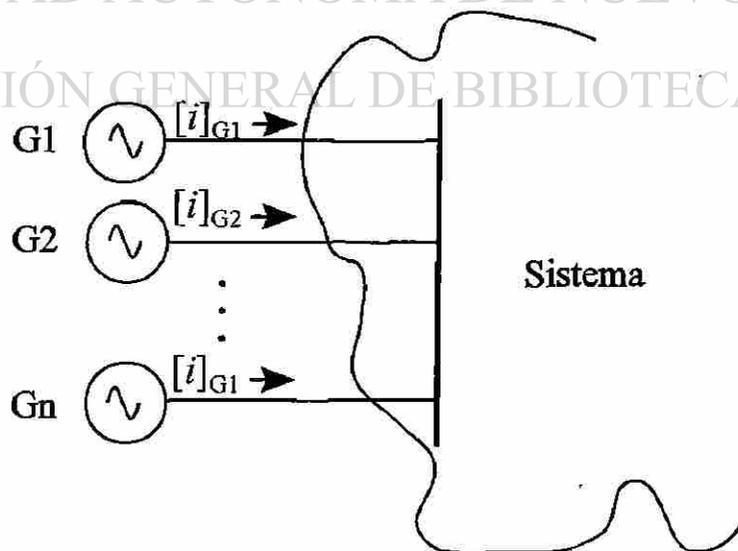


Figura 6.10 n generadores en paralelo en el nodo, de un SMM.

La corriente neta en el nodo_i, es:

$$[i]_{\text{nodo}_i} = [i]_{G1} + [i]_{G2} + \dots + [i]_{Gn} \quad (6.81)$$

6.7 Simulación del Sistema de Prueba

El proceso de simulación para el SMM de prueba de la Figura 6.7 sigue la misma secuencia descrita en § 5.2 en las Figuras 5.1 y 5.2 donde ahora el sistema de EDA's es formado por todos los elementos que conforman el SMM, lo interesante en este punto es que ya no se tiene una referencia fija.

Las condiciones iniciales del SMM se pueden obtener mediante un estudio de flujos trifásicos, con lo que se tienen los valores nodales de voltaje, con éstos y los parámetros reales de la red se obtienen sus corrientes iniciales. Para los generadores, por otro lado, con los voltajes, ángulos y potencia generada y/o consumida se obtienen las condiciones iniciales de corrientes, enlaces de flujo y desplazamiento angular, principalmente. Con la finalidad de comprobar las técnicas de acercamiento rápido al estado estable, en el presente trabajo no se utiliza un estudio de flujos, solamente se indican condiciones iniciales cercanas al estado estable y se aplica la aceleración para alcanzar el mismo, como se describe en § 5.2.

Los estudios realizados al SMM son los siguientes: El primero consiste en resolver el SMM durante un tiempo de 2 s, tiempo normal para realizar el análisis de estabilidad transitorio; el segundo es la obtención del estado estable del SMM; el tercero se aplica una falla asimétrica en el nodo de carga y el cuarto estudio consiste en eliminar carga momentáneamente.

El sistema consta de dos hidrogeneradores con su control de excitación y carga, 3 transformadores trifásicos con las conexiones que se indican en la Figura 6.7, tres líneas de transmisión que interconectan al sistema, una carga RL y en cada nodo los efectos capacitivos de líneas y transformadores. Los parámetros para todos y cada uno de los elementos que forman el SMM de prueba se proporcionan en el apéndice B.

6.7.1 SMM sin referencia

En este caso se resuelve el sistema de EDA's que describen al sistema de la Figura 6.7 utilizando el Runge-Kutta de cuarto orden con un paso de integración $h=3.255 \times 10^{-5}$ s, el tiempo de simulación es de 2 s, las Figuras 6.11 y 6.12 indican las corrientes en los generadores del nodo 1 y 4, respectivamente. Las Figuras 6.13 y 6.14 muestran el desplazamiento y velocidad de cada generador.

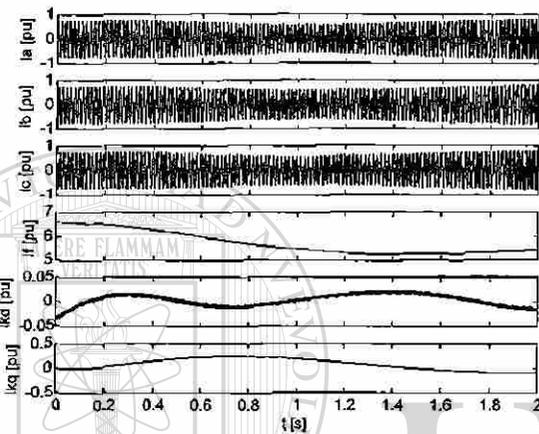


Figura 6.11 Corrientes en el generador1 del SMM, análisis transitorio

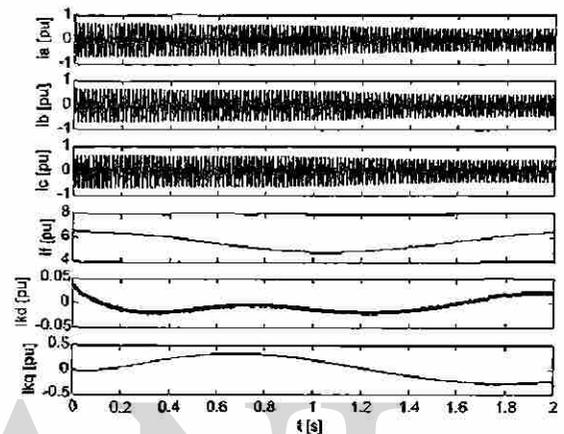


Figura 6.12 Corrientes en el generador2 del SMM, análisis transitorio

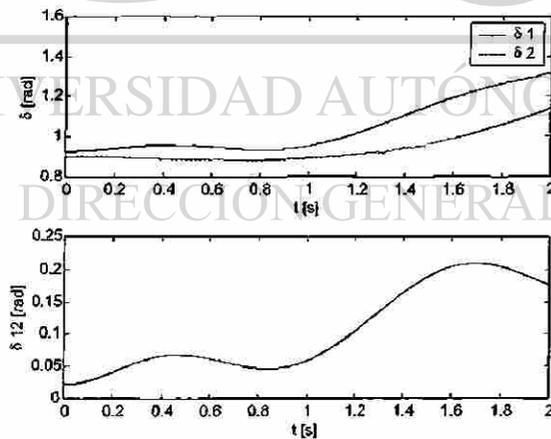


Figura 6.13 Ángulo de carga de los generadores del SMM, análisis transitorio

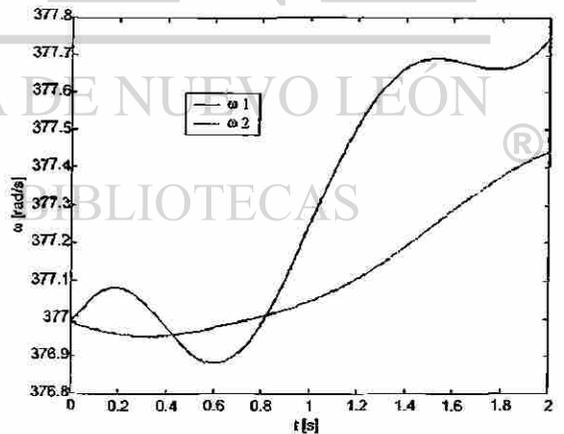


Figura 6.14 Velocidad de los generadores del SMM, análisis transitorio

Las Figuras 6.15 y 6.16 indican el plano de fase de cada generador y el par eléctrico. En las Figuras 6.17 y 6.18 se presentan el voltaje en el nodo de carga y la corriente en la carga RL.

Lo interesante a resaltar de los resultados mostrados es que si observamos el ángulo y

velocidad sin referencia, Figuras 6.13 parte superior y 6.14, se puede concluir que el sistema sale de sincronismo. Sin embargo, tomando como referencia el generador 2 situado en el nodo 4, del comportamiento de ángulo se puede deducir que el sistema llegará eventualmente a su estado de equilibrio, Figura 6.13 parte inferior. Esto último también se observa en las corrientes de los generadores, en el par eléctrico y en las variables de carga. En todas estas variables se ve que eventualmente van a llegar a un estado estable.

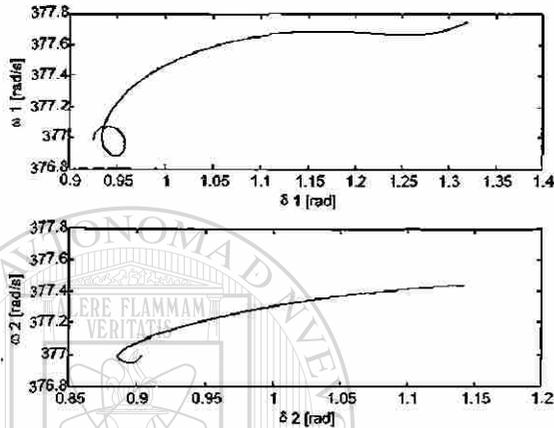


Figura 6.15 Plano de fase de los generadores del SMM, análisis transitorio

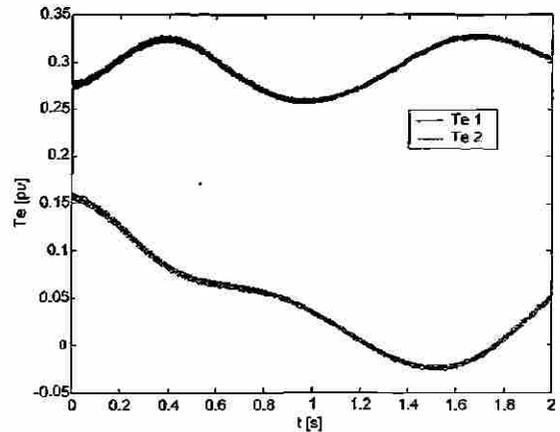


Figura 6.16 Par eléctrico en los generadores del SMM, análisis transitorio

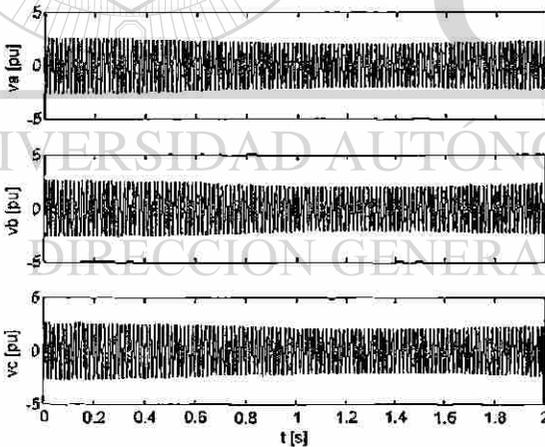


Figura 6.17 Voltaje en el nodo de carga, análisis transitorio

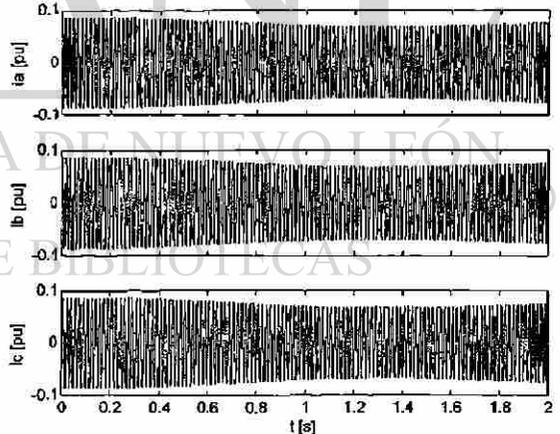


Figura 6.18 Corriente en la carga RL, análisis transitorio

En este estudio no se está considerando que los generadores inyecten armónicos; las oscilaciones montadas sobre la onda fundamental, principalmente de par eléctrico y la corriente del devanado k_d de los generadores se debe a los componentes del SMM.

Es importante hacer notar que para este caso no se puede aplicar aceleración al estado estable

porque como las velocidades y ángulos están creciendo continuamente el proceso de aceleración no converge, debido a la falta de referencia.

6.7.2 SMM con Referencia

Completando el caso anterior, ahora se toma como referencia el generador 2, pero no como se indicó en el caso anterior, graficar el ángulo del generador 1 respecto al del generador 2. Sino que para este caso se toma constante δ_2 con lo que realmente se debe eliminar su correspondiente ecuación diferencial y se deja que su velocidad se pueda mover libremente. Graficando las mismas variables que para el caso anterior, se tienen las Figura 6.19 a 6.26 donde ahora se obtiene el estado estable al aplicar el proceso de aceleración de la convergencia numérica. Principalmente se nota en las variables del rotor, las mecánicas y el par eléctrico. Aquí es importante aclarar que en el modelo de los hidrogenadores, para este caso de estudio, no se está considerando la inyección de armónicos, las oscilaciones que presentan los resultados son debidos a los elementos del sistema únicamente.

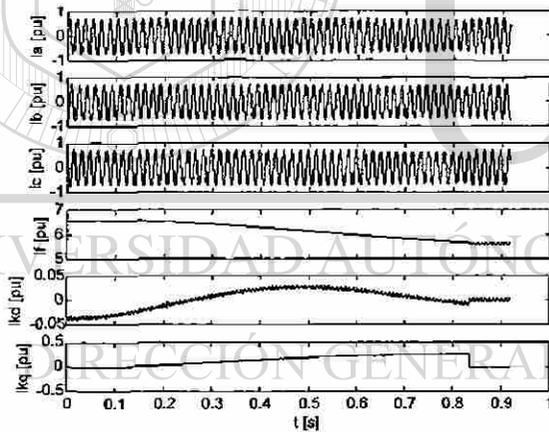


Figura 6.19 Corrientes en el generador1 del SMM, con aceleración al estado estable

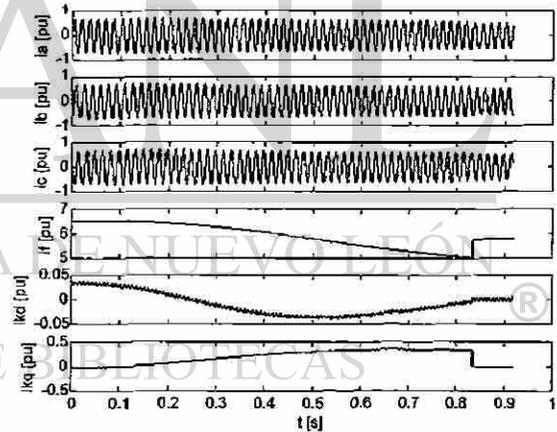


Figura 6.20 Corrientes en el generador2 del SMM, con aceleración al estado estable

Para este caso el sistema requirió de 3 iteraciones Newton en llegar al estado estable con una tolerancia de 10^{-10} p.u. y usando un paso de integración de $h=3.255 \times 10^{-5}$ s, el método de integración usado fue el Runge-Kutta. Revisando el diagrama de flujo de la Figura 5.1 se puede ver que el sistema se evaluó 287 ciclos. Aquí es importante resaltar que el tiempo de la simulación es real hasta antes de aplicar la aceleración numérica. Es decir, por ejemplo en la Figura 6.21, el último punto calculado con la integración numérica normal es para un tiempo de 0.82s y el valor de δ es de 0.975, hasta aquí es tiempo real, posteriormente se aplica el proceso de aceleración y entra el algoritmo de

Newton durante el cual el tiempo real no se mueve, aunque el tiempo de cómputo sí, entonces ignorando éste, parecería que pasamos de un estado transitorio al estable en forma instantánea, aclarando que durante este proceso de solución se toman en cuenta todas las características de la red eléctrica con los datos que se proporcionan de entrada. Por lo tanto de 0.82s en adelante el tiempo indicado en las gráficas ya no corresponde al real. Entonces las líneas que unen los últimos puntos calculados por la integración numérica normal con el valor de estado estable representan el comportamiento del sistema durante la aceleración, simplemente son el paso de un estado transitorio a uno estable. Además nos ayudan a ver el grado de error, con respecto al estado estable, de las variables de estado si detuviéramos la simulación antes de la aceleración.

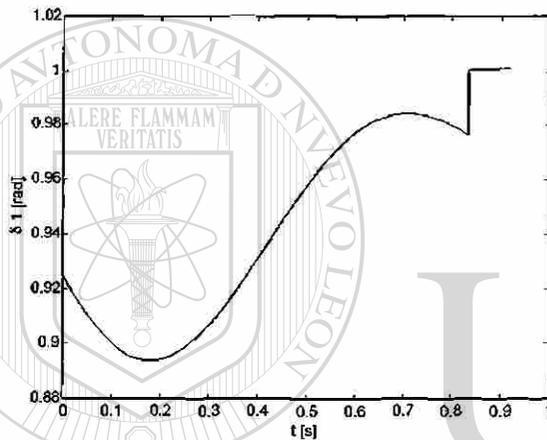


Figura 6.21 Ángulo de carga del generador 1 del SMM, con aceleración al estado estable

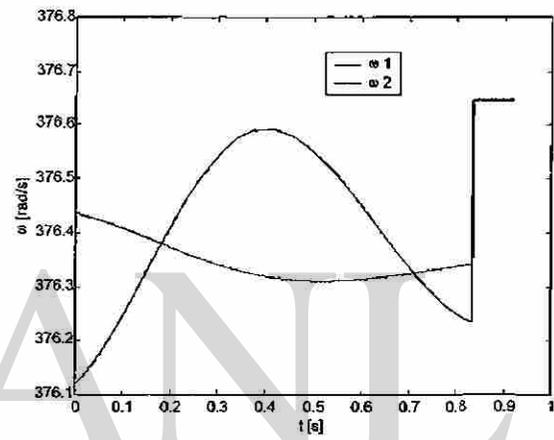


Figura 6.22 Velocidad de los generadores del SMM, con aceleración al estado estable

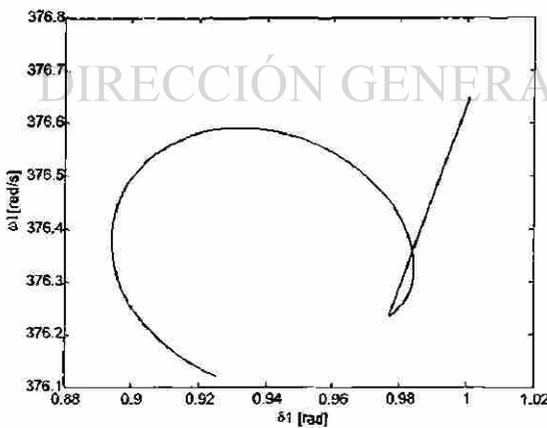


Figura 6.23 Plano de fase del generador 1 del SMM, con aceleración al estado estable

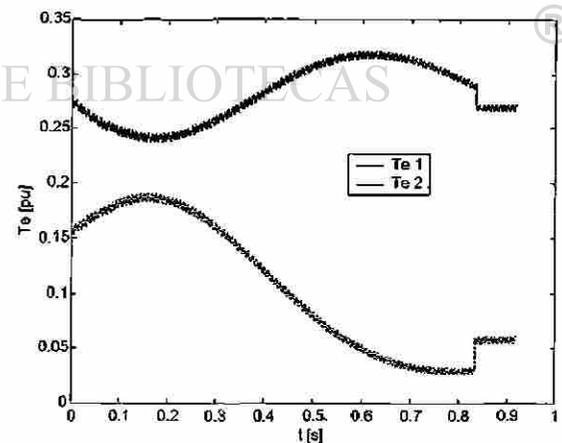


Figura 6.24 Par eléctrico en los generadores del SMM, con aceleración al estado estable

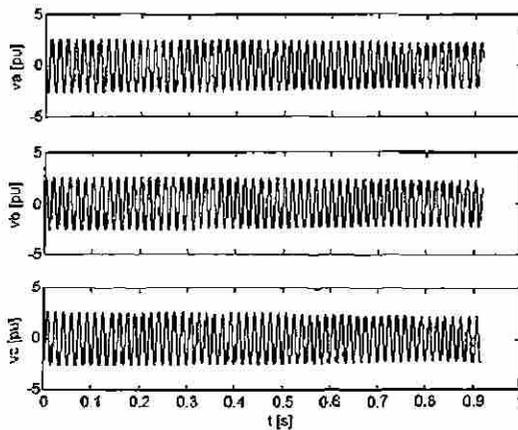


Figura 6.25 Voltaje en el nodo de carga, con aceleración al estado estable

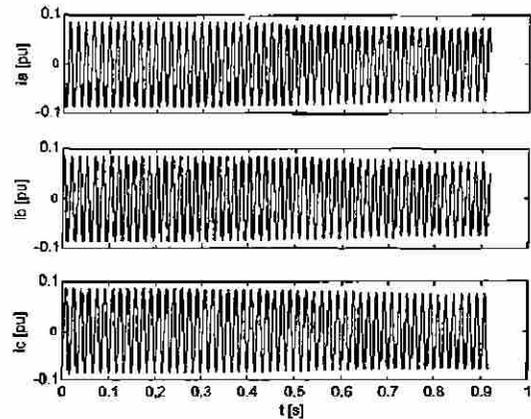


Figura 6.26 Corriente en la carga RL, con aceleración al estado estable

Recuérdese que las evaluaciones del sistema de EDA's por ciclo depende del paso de integración. Aquí parecería que en realidad el proceso de aceleración consume mucho tiempo y la velocidad de solución es relativa. Si evaluamos el sistema con el número de ciclos equivalente a cada aplicación de la aceleración no se llegaría al estado estable; recordando que cada aplicación de la aceleración implica resolver el sistema un número de veces igual al número de estados más dos, esto se comprobó en un sistema más pequeño en §5.3.1.1, Figura 5.3. Cabe aclarar que el proceso de aceleración consume la mayor cantidad de tiempo en calcular el Jacobiano por diferencias finitas. Si se usan técnicas para acelerar este cálculo, el tiempo en la obtención del estado estable se vería reducido en mucho.

Observando las gráficas de las variables de interés se puede analizar la estabilidad transitoria del sistema, así como el estado estacionario al que llegaría. Así como si se parte de una condición de estado estable y se aplica una pequeña perturbación estaríamos en posición de analizar la estabilidad dinámica del sistema.

6.7.3 SMM con Falla Monofásica a Tierra en el Nodo de Carga

Partiendo del estado estable en condiciones nominales, como condiciones iniciales, se simula el SMM aplicándole una falla monofásica a tierra en el instante de 0.05 s y quitándola en 0.15 s. Dicha falla consistió en aterrizar el voltaje de la fase c en el nodo de carga. Posteriormente se deja el transitorio de posfalla hasta que se cumplen 25 ciclos de simulación (0.4167 s) y se aplica el proceso de aceleración numérica.

Las Figuras 6.27-6.34 muestran los resultados de corrientes en el generador 1 y 2, el desplazamiento angular, velocidad, plano de fase y par eléctrico, respectivamente. Se observa que las corrientes en las máquinas son muy similares, la fase más cargada es la c ya que es donde se aplicó la falla en la carga; si observamos los parámetros la diferencia estriba en que una de ellas tiene mayor constante de inercia, es decir la máquina 2 es más grande y por lo mismo se tomó como referencia. En las Figuras 6.29 y 6.30, que muestran el ángulo y la velocidad, respectivamente, se refleja claramente el momento en que se obtiene el estado estable. En la gráfica de velocidades se puede notar que la máquina 1 se tiende a “mover” con más facilidad y por lo mismo también al momento de quitar la falla es la que tiende a tener oscilaciones -en magnitud- más pronunciadas, no así la máquina de referencia que presenta una solución más atenuada, como se puede observar en la Figura 6.30 inmediatamente antes del estado estable. Aquí se modificó el factor de carga del control de velocidad para obtener una ω mayor a la síncrona, para trabajar el sistema acelerado y observar la magnetización de los transformadores, esta comparación se realiza en el último capítulo.

En el plano de fase, Figura 6.31, se muestra la trayectoria de estabilidad del sistema y en las gráficas de par eléctrico, Figura 6.32, se puede observar que el comportamiento de las máquinas es virtualmente idéntico. La comprobación de que la falla está bien aplicada se ilustra en las Figuras 6.33 y 6.34, de voltaje en el nodo de carga y corriente en la carga, respectivamente. Aquí el voltaje en la fase c es cero y se observa el efecto en las dos fases restantes que también tiende a disminuir, esto es debido a las condiciones en que se encuentra el sistema, el cual está proporcionando casi la totalidad de la potencia de los generadores a la carga. Si se observa detenidamente la Figura 6.34 que muestra las corrientes, se ve que éstas no presentan el transitorio de igual manera que el voltaje al aplicar y quitar la falla. Ante esta falla es interesante ver qué es lo que pasa en los transformadores, en las Figuras 6.35 y 6.36 se presentan las corrientes y curvas de saturación para el transformador 1 y en las Figuras 6.37 y 6.38 los resultados de las mismas variables para el transformador 3.

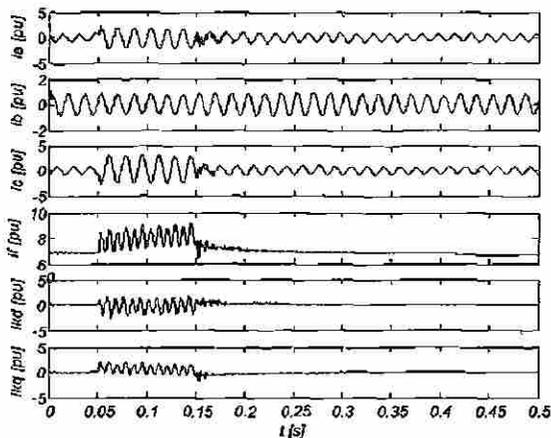


Figura 6.27 Corrientes en el generador 1 del SMM, con falla asimétrica

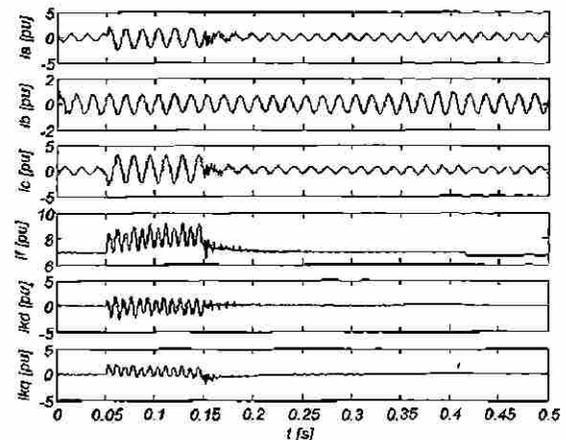


Figura 6.28 Corrientes en el generador 2 del SMM, con falla asimétrica

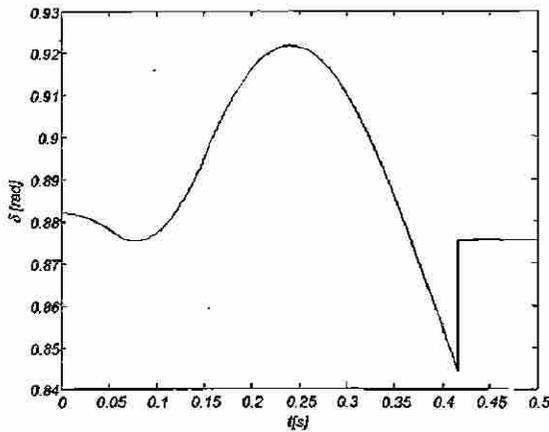


Figura 6.29 Ángulo de carga del generador 1 del SMM, con falla asimétrica

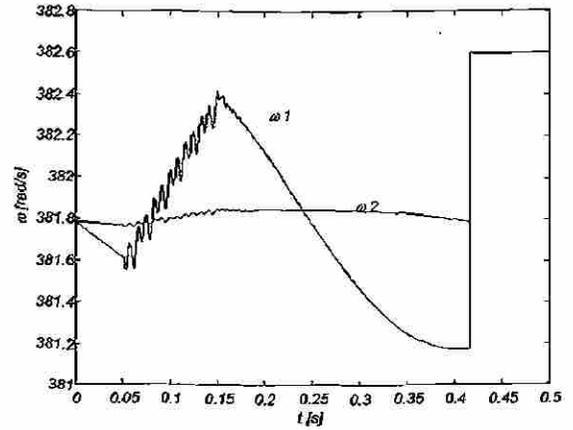


Figura 6.30 Velocidad de los generadores del SMM, con falla asimétrica

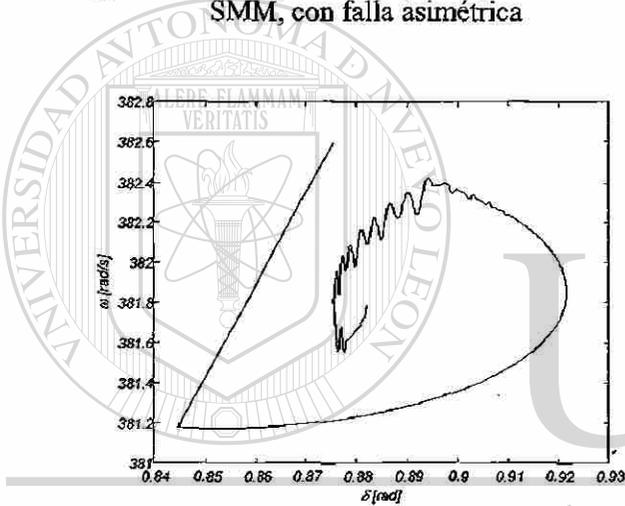


Figura 6.31 Plano de fase del generador 1 del SMM, con falla asimétrica

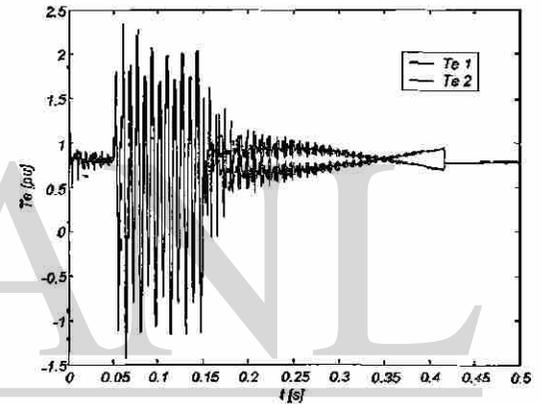


Figura 6.32 Par eléctrico en los generadores del SMM, con falla asimétrica

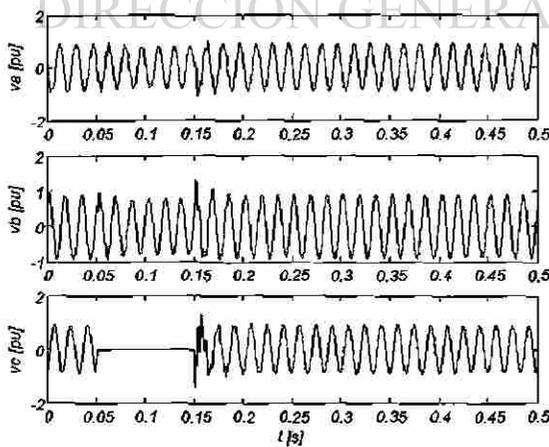


Figura 6.33 Voltaje en el nodo de carga, con falla asimétrica

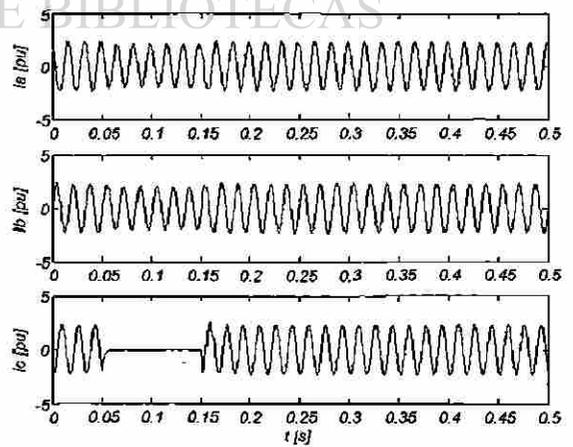


Figura 6.34 Corriente en la carga RL, con falla asimétrica

Es importante recordar que el transformador 1 está conectado en delta-estrella aterrizada y el 3 en estrella aterrizada-estrella aterrizada; analizando las corrientes se puede observar que las corrientes en *c* son las que presentan los mayores incrementos durante la falla. En la fase *b* también se observa incremento, no así para la fase *a* que presenta una disminución en su corriente, esto se puede observar en ambos transformadores, solo que en el transformador 3 se tiene aproximadamente el doble que en el transformador 1 ya que 3 es alimentado a través de 1 y 2 que son idénticos.

Ahora, si se observa el comportamiento magnético de los mismos transformadores, tomando las Figuras 6.36 y 6.38 como matrices los elementos (1,1), (1,2) y (1,3) corresponden a las piernas internas del transformador de 5 columnas, cuyo modelo es el usado en el SMM; los elementos (2,1) y (2,2) corresponden a los yugos y los elementos (2,3) y (3,1) son las piernas externas. En las Figuras 6.36 y 6.38, el tercer eje es solo para poder defasar las tres gráficas y así poder ver sus diferencias.

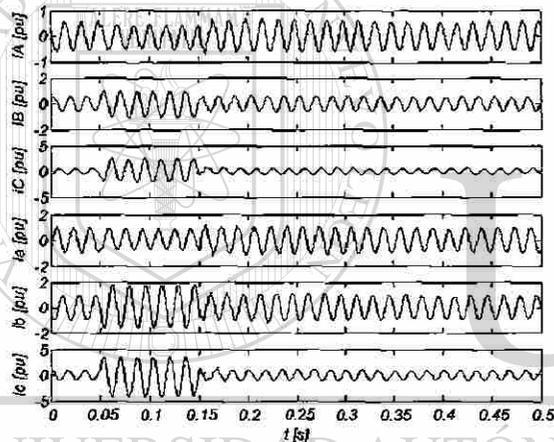


Figura 6.35 Corrientes en el transformador 1 del SMM, con falla asimétrica

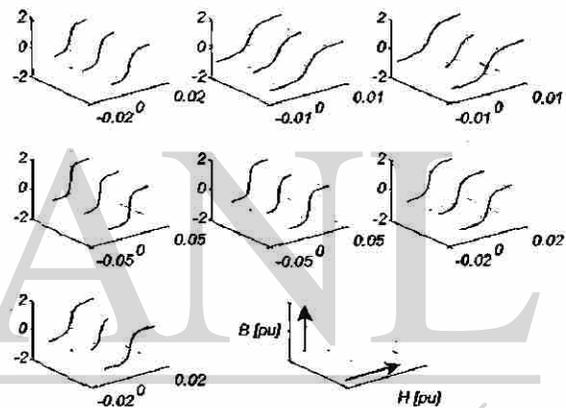


Figura 6.36 Comportamiento magnético del transformador 1 del SMM, con falla asimétrica

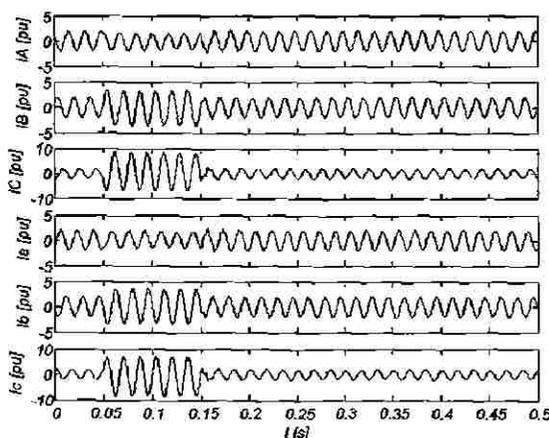


Figura 6.37 Corrientes en el transformador 3 del SMM, con falla asimétrica

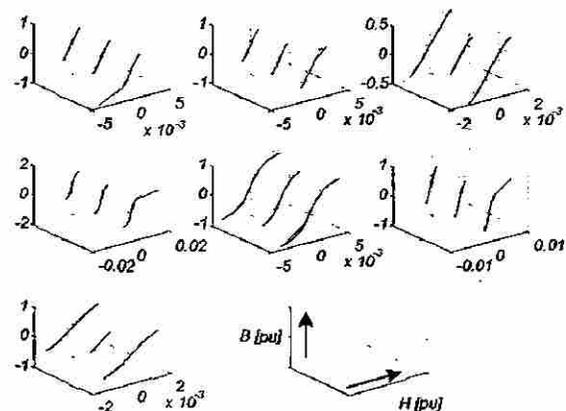


Figura 6.38 Comportamiento magnético del transformador 3 del SMM, con falla asimétrica

Las gráficas de saturación están en tres dimensiones viéndolas de frente hacia el fondo son las correspondientes al estado estable, transitorio al aplicar la falla y estado estable después de la falla y se está graficando solo el primer ciclo en cada situación. Para este tipo de falla es notorio que el transformador 1 presenta un mayor grado de saturación en cada uno de sus elementos comparado con el transformador 3. Aquí no se indica el transformador 2 porque debido a la simetría de los nodos 1 y 2 con 3 y 4 respecto a la carga del sistema de prueba, los resultados de los transformadores 1 y 2 son relativamente iguales.

6.7.4 SMM con Cambio de Impedancia en la Carga

Para el análisis de este disturbio se parte de condiciones de estado estable ya obtenidas. El disturbio consiste en reducir el efecto de la carga **RL**, multiplicando sus valores por 1.5 y disminuyendo el efecto capacitivo equivalente situado en el nodo de carga. El proceso de simulación en tiempo es idéntico a la falla previamente analizada. Para este tipo de disturbio las corrientes, Figuras 6.39 y 6.40, de ambos generadores disminuyen durante el periodo de falla, esto es debido a que la carga requiere de menos potencia, y se sigue observando la simetría de los generadores. Observando las figuras correspondientes al disturbio de disminución de carga, que abarcan de la 6.39 a la 6.50, se ve primeramente que es un disturbio simétrico y las corrientes **a, b, c, f, kd y kq** de los generadores se mueven casi en forma idéntica, así mismo como el disturbio fue una reducción de carga su efecto se muestra en una reducción de corrientes. En las Figuras 6.41-6.43, que indican las variables mecánicas, se observa el comportamiento del sistema durante y después de la falla, por ejemplo si se refiere al tiempo de 0.42 s aproximadamente de la gráfica del ángulo de carga, se podría concluir que el sistema tendería a salirse de sincronismo, sin embargo, al aplicar la aceleración al estado estable se nota que el sistema sí regresa a una posición de equilibrio. Aunque para este caso no es la misma de prefalla sino que, de la Figura 6.42, se observa que el sistema sufre una aceleración.

Respecto a la Figura 6.44 se puede indicar que el par eléctrico durante la falla se reduce por lo que la potencia mecánica es mayor y el sistema tiende a acelerarse, al retirar el disturbio ocurre lo contrario, finalmente al observar el estado estable se aprecia la contribución de cada generador.

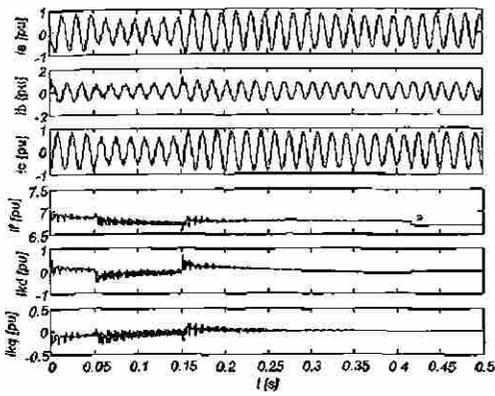


Figura 6.39 Corrientes en el generador1 del SMM, con cambio en la carga

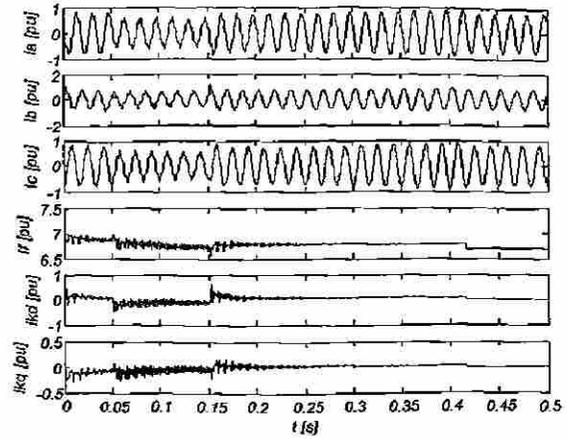


Figura 6.40 Corrientes en el generador2 del SMM, con cambio en la carga

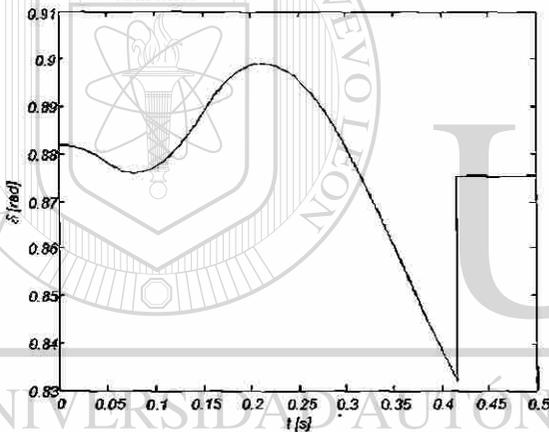


Figura 6.41 Ángulo de carga del generador 1 del SMM, con cambio en la carga

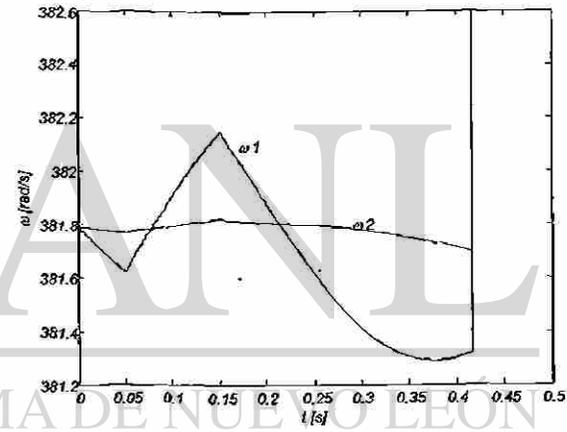


Figura 6.42 Velocidad de los generadores del SMM, con cambio en la carga

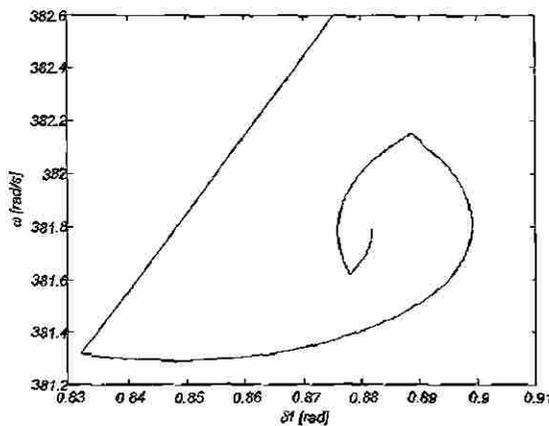


Figura 6.43 Plano de fase del generador 1 del SMM, con cambio en la carga

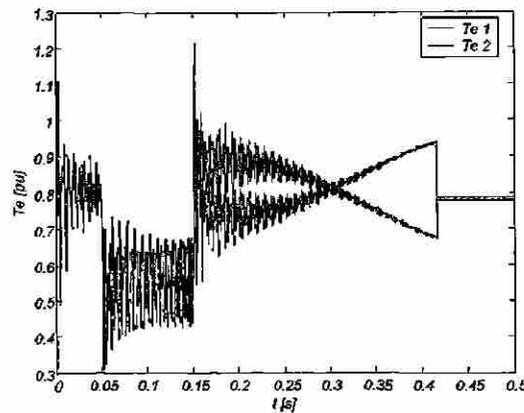


Figura 6.44 Par eléctrico en los generadores del SMM, con cambio en la carga

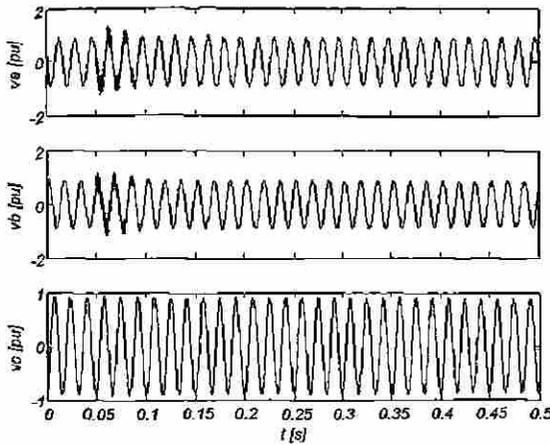


Figura 6.45 Voltaje en el nodo de carga, con cambio en la carga

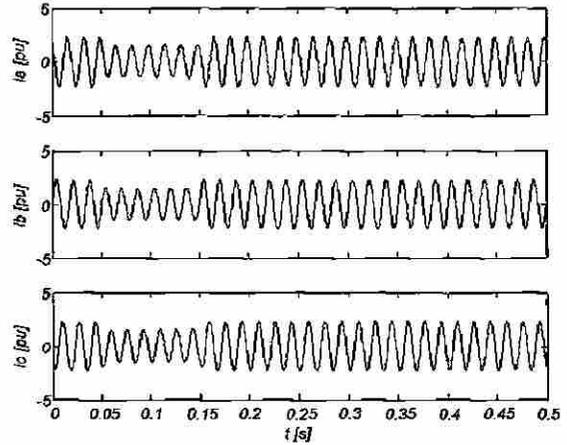


Figura 6.46 Corriente en la carga RL, con cambio en la carga

En las Figuras 6.45 y 6.46 se ilustra la respuesta en el nodo de carga y se observa que la corriente disminuye de acuerdo a que se requiere menos potencia de carga, sin embargo el voltaje aumenta, esto último es más notorio en los primeros ciclos de falla, y es lógico debido a que la dinámica del sistema no cambia instantáneamente, es decir, la respuesta de los controles de velocidad en los generadores requiere de un determinado tiempo.

Las Figuras 6.47 y 6.48 corresponden a las variables del transformador 1 que está conectado en delta-estrella aterrizada y las Figuras 6.49 y 6.50 son las mismas variables pero para el transformador 3 el cual está conectado en estrella aterrizada-estrella aterrizada. Se observa que el efecto en las corrientes durante el disturbio es el mismo que en los demás elementos del sistema, disminuye. Por otro lado, aquí volvemos a corroborar que un transformador delta-estrella aterrizada presenta mayor grado de saturación en sus elementos ferromagnéticos que uno conectado en estrella aterrizada-estrella aterrizada, pero cabe aclarar que para este caso el transformador estrella aterrizada-estrella aterrizada está transformando el doble de capacidad del 1 y 2. De cualquier manera se alcanza a apreciar que los yugos son los elementos que presentan mayor grado de saturación. Cabe señalar que en estas figuras los gráficos de los transitorios se ven segmentadas porque, como se indicó anteriormente, solo se está graficando el primer ciclo del transitorio al aplicar la falla.

Al igual que para los generadores, los transitorios en los transformadores para este caso específico son reducidos en magnitud, debido a que el incremento de la impedancia de carga no fue de una magnitud drástica para él. Otro punto importante a notar es que las corrientes en los devanados primario y secundario de cada fase están defasados 180° como se ve en el modelo del transformador indicado en la Figura 6.2.

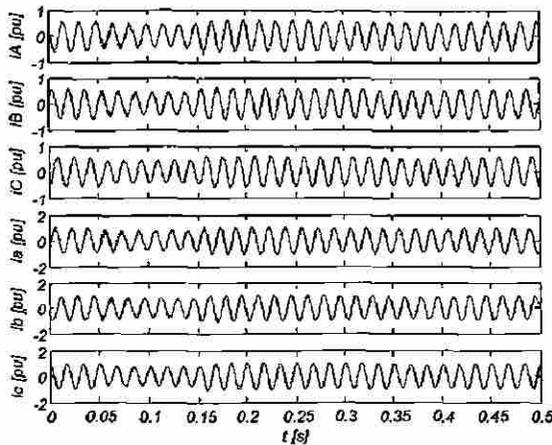


Figura 6.47 Corrientes en el transformador 1 del SMM, con cambio en la carga

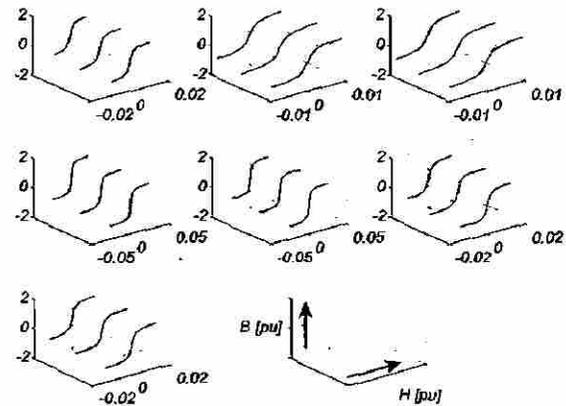


Figura 6.48 Comportamiento magnético del transformador 1 del SMM, con cambio en la carga

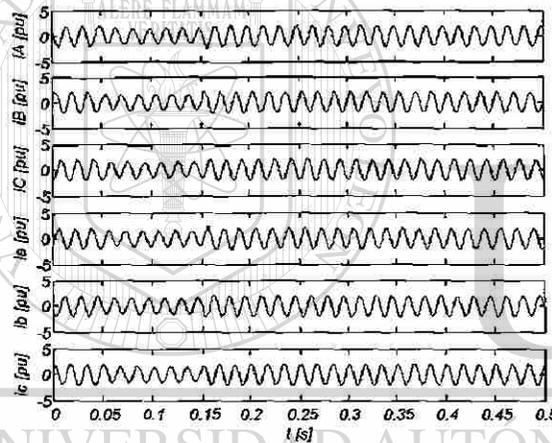


Figura 6.49 Corrientes en el transformador 3 del SMM, con cambio en la carga

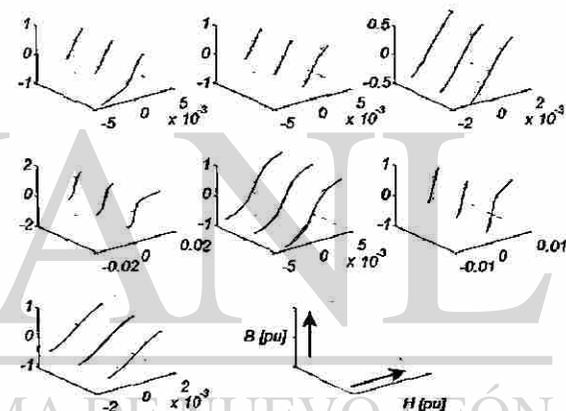


Figura 6.50 Comportamiento magnético del transformador 3 del SMM, con cambio en la carga

En las Figuras 6.48 y 6.50, el tercer eje permite defasar los resultados y visualizar los tres estados del sistema, prefalla, falla y posfalla.

6.8 Conclusiones

La interconexión de los modelos en coordenadas de fase **abc** desarrollados para generadores y transformadores, junto con sus controles, línea y cargas en **abc** forman el SMM cuyo análisis nos proporciona una información más verídica que los modelos tradicionales en **dq0** y secuencias. En **abc**, como se pudo observar, el aplicar cualquier tipo de falla simétrica o asimétrica es directa y tenemos la información de todas las variables. El costo es mayor tiempo de cómputo y mayor

memoria pero a cambio tenemos más precisión para el diseño de sistemas de control y/o protección.

Lo interesante es en el proceso de análisis ya que permite estudiar estabilidad transitoria en el sistema en estudio y posteriormente obtener la aceleración numérica al estado estacionario del mismo. Una nota relevante es que la obtención del estado estacionario aplicando este método, se obtiene solo si el sistema en análisis lo tiene y cuenta con una referencia angular fija, de lo contrario el proceso de aceleración numérica de la convergencia al estado estacionario no converge. Para el caso de SEP se toma como referencia fija el ángulo de carga del generador de mayor capacidad.

Otro punto a favor de la aceleración numérica de la convergencia al estado estable es que se puede estudiar el transitorio de un sistema por un periodo de tiempo suficiente para su análisis en este estado, e inmediatamente después aplicar el proceso indicado y obtener el estado estacionario del sistema, si este lo tiene. El obtener el estado estacionario utilizando el procedimiento descrito si ahorra tiempo en comparación de la integración de punto por punto directa.

Finalmente se está utilizando el método de aceleración numérica de la convergencia tipo Newton, aplicando como método de integración el Runge Kutta de cuarto orden. Se usa éste en lugar de la Regla Trapezoidal, ampliamente usada en los SEP's, debido a que el primero es más exacto en las no linealidades como es en la aplicación o anulación de las fallas.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Capítulo 7

COMPARACIÓN DEL SMM IMPLEMENTADO EN COORDENADAS ABC vs MODELOS CONVENCIONALES



7.1 Introducción

El sistema eléctrico de potencia es uno de los sistemas más complejos diseñados, construidos y operados por ingenieros. Debido a que la electricidad no se puede almacenar en grandes cantidades, la operación del sistema de potencia tiene que ser continua y adaptarse a los requerimientos de la carga. El sistema de potencia realmente nunca está en estado estable ya que la carga siempre está cambiando, el objetivo es mantener en ésta el voltaje y la frecuencia constantes, por lo cual son pertinentes los diferentes controles en las máquinas generadoras, transformadores, líneas de transmisión y compensadores de potencia reactiva. Un sistema interconectado no puede operar sin controles, éstos son una combinación de controles manuales realizados por el operador y controles automáticos. Los primeros se refieren a la potencia que se quiere que el generador proporcione al sistema y los automáticos entran en operación cuando se requiere un ajuste rápido para mantener el voltaje y la frecuencia dentro de los límites de operación después de haber ocurrido un disturbio súbito en el sistema.

De acuerdo con esta dinámica del sistema, es menester simular el comportamiento del mismo ante posibles cambios de crecimiento en un futuro y/o el estudio y análisis de las posibles fallas en los puntos más críticos, es decir, sensibilizarse en la operación del sistema y así tener más herramientas para las acciones de control del mismo.

Estas simulaciones se realizan en su mayoría utilizando la red en secuencia positiva y los generadores en sus coordenadas $dq0$. Actualmente ya se tiene a disposición software, tanto comercial como libre, que utiliza los modelos de la red en coordenadas abc , sin embargo, los generadores siguen teniendo el modelo en $dq0$. Las utilerías de SEP's en SIMULINK® de MatLab llamadas SimPowerSystems (SPS), son uno de éstos últimos y debido a que su utilización está en aumento, en el desarrollo de este capítulo se realiza la comparación del modelo propuesto en este trabajo y el equivalente implementado en SPS-SIMULINK®.

7.2 Utilerías de sistemas de potencia en MatLab-SIMULINK®

El MatLab® es un programa de matemáticas de propósito general dentro del cual se tiene el SIMULINK® que es un software para modelar, simular y analizar sistemas dinámicos. Las herramientas de sistemas de potencia en SIMULINK®, SPS, son desarrolladas por TEQSIM Inc. y Hydro-Quebec [133]. El SIMULINK® provee una interfase gráfica al usuario para construir los modelos a analizar como diagramas de bloques. La librería de sistemas de potencia contiene bloques ya implementados que representan a los dispositivos y elementos más comunes en los sistemas eléctricos de potencia. Existen dos tipos de bloques en SIMULINK®, los primeros son de medición y fuentes controladas que actúan como enlaces entre las señales eléctricas, como son el voltaje y la corriente, y los bloques de SIMULINK® propiamente dichos. Estos últimos son los que representan al sistema y/o sus elementos como funciones transferencia.

Construido el sistema por la interconexión de bloques se procede a su inicialización, para lo cual SIMULINK® contiene librerías para tal efecto, para el caso particular de sistemas eléctricos de potencia se tiene la librería que permite calcular los flujos de potencia y condiciones iniciales de los generadores. Posteriormente se realiza la simulación utilizando el método numérico más adecuado

de acuerdo a las características del sistema, es decir, si un sistema de ecuaciones diferencial-algebraico es rígido o no. El MatLab-SIMULINK® contiene un gran número de métodos numéricos implementados para este efecto. La versión de MatLab® utilizada en este trabajo es la 6.5 y la versión de SIMULINK® es 3.0.

7.3 Caso de estudio modelado en SPS-SIMULINK®

El sistema de potencia analizado en el capítulo 6, Figura 6.7, se modela en SPS-SIMULINK® haciendo las transformaciones y consideraciones necesarias de acuerdo a los parámetros que se requieran en SPS-SIMULINK®. Esto es como sigue, el generador está modelado en la referencia **dq0** y sus parámetros se piden algunos en *p.u.* y otros en unidades reales, los parámetros en unidades reales son normalmente la potencia, voltaje y frecuencia que se usan como base para el sistema *p.u.*; para las líneas de transmisión se solicitan los datos de secuencias en unidades reales así como los elementos en derivación y para las cargas se requieren los valores de potencia en unidades reales. Para los transformadores los datos se piden en forma similar a los generadores, es decir, los valores que nos van a dar la base en unidades reales y todos los demás en *p.u.* Los transformadores trifásicos son modelados en SPS-SIMULINK® mediante tres módulos de transformador monofásico por lo que aquí ya se tiene una gran diferencia a como se modela en la Figura 6.7, donde los transformadores son de núcleo común de 5 columnas. Así mismo, en SPS-SIMULINK® la saturación es modelada para cada fase como se indica en la Figura 4.9 y esta característica no lineal del núcleo es aproximada por segmentos de líneas.

Entonces, realizando las modificaciones a los valores, todos en *p.u.*, del sistema de la Figura 6.7 y ajustando todo a una potencia base de 100 MVA, se implementa el sistema en SPS-SIMULINK® y éste es mostrado en la Figura 7.1. Todos los datos de los elementos a la potencia base y a como son requeridos en SPS-SIMULINK® se indican en el apéndice B.4.

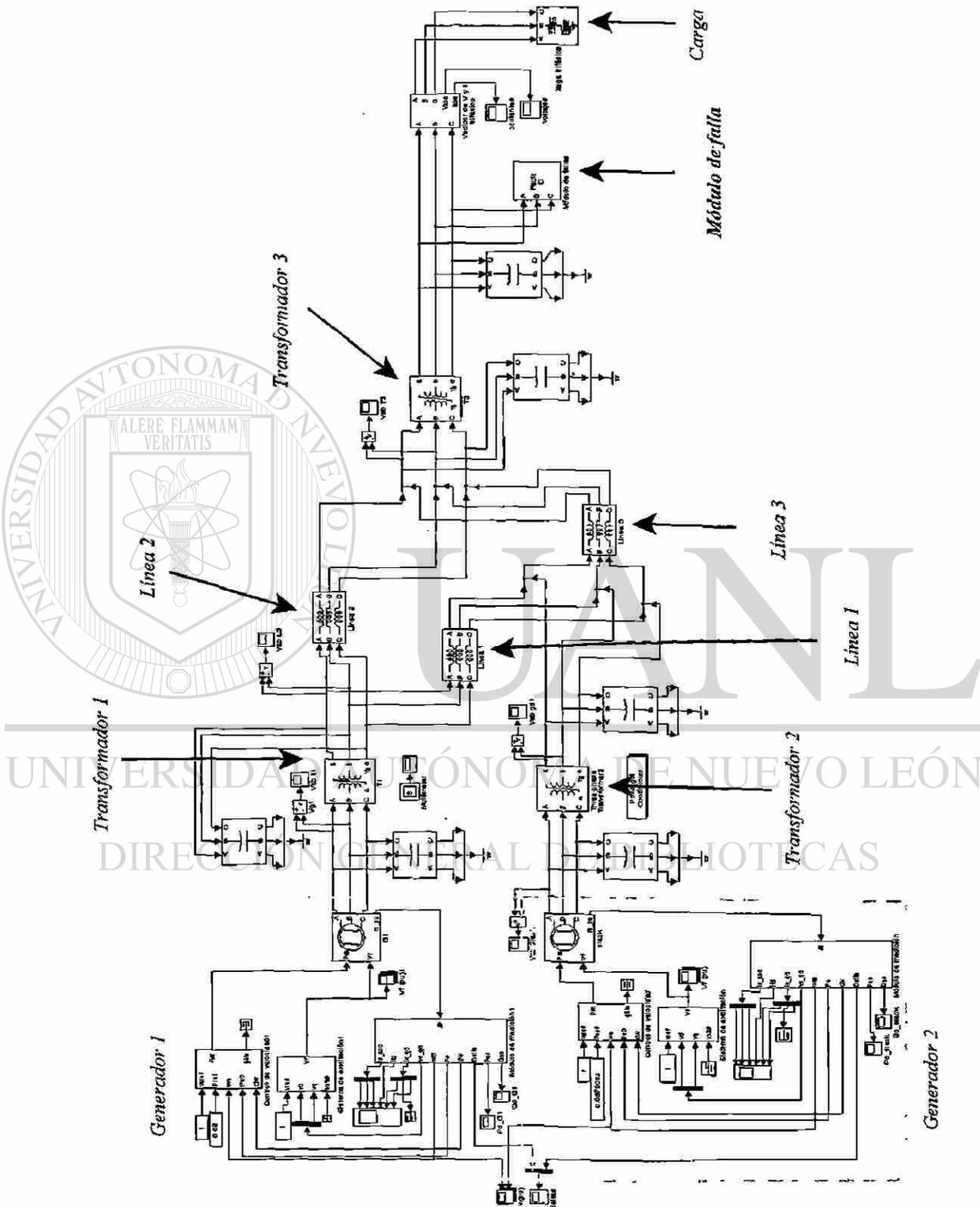


Figura 7.1 Sistema de prueba en SPS-SIMULINK®

7.4 Comparación del SMM resuelto con la metodología abc y con SPS-SIMULINK®

El sistema multimáquina analizado en el capítulo 6 se resuelve utilizando SPS-SIMULINK®. Se decidió usar este programa debido a la gran aceptación que está teniendo en el campo de desarrollo e investigación así como académico. En la Figura 7.1 se muestra el sistema implementado en SPS-SIMULINK®. A continuación se muestran los resultados de simular el SMM indicado en coordenadas abc y en SPS-SIMULINK® que se basa en el modelo dq0. Las figuras que muestran los resultados abarcan de la Figura 7.2 a la 7.17; las figuras del lado izquierdo se refieren a las variables del modelo en coordenadas abc y las figuras del lado derecho son las obtenidas con el sistema implementado en SPS-SIMULINK®.

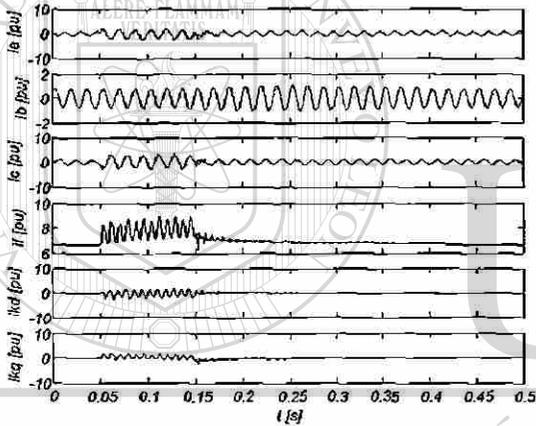


Figura 7.2 Corrientes en el generador 1 del SMM en abc

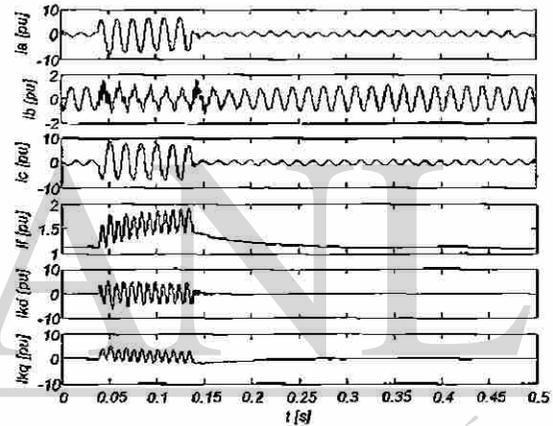


Figura 7.3 Corrientes en el generador 1 del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®

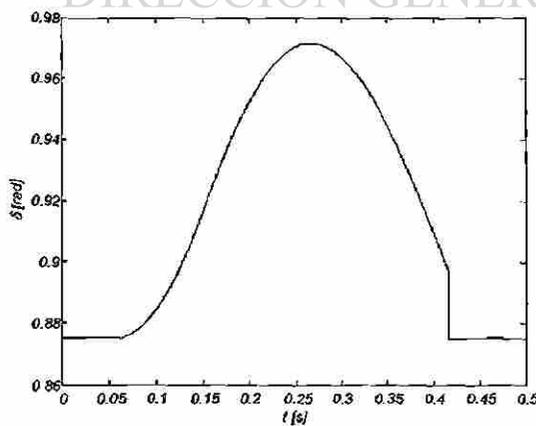


Figura 7.4 Ángulo de carga del generador 1 del SMM en abc

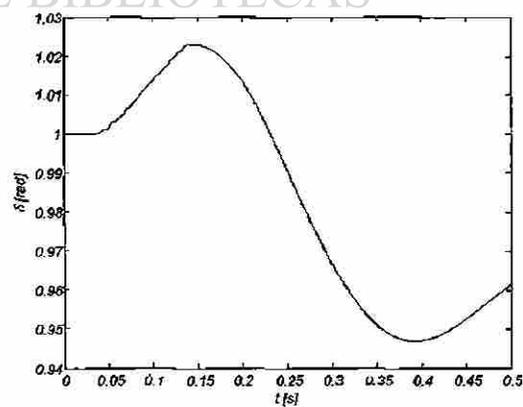


Figura 7.5 Ángulo de carga del generador 1 del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®

Los primeros resultados, Figuras 7.2 y 7.3, corresponden al generador 1, aquí es importante observar que en el estado estable los resultados son congruentes en valor y forma, no siendo así durante el periodo de falla. En el generador del SMM en coordenadas **abc**, los valores de la corriente en el periodo presentan una deformación muy leve mientras que en el modelo en **dq0** en SPS-SIMULINK®, Figura 7.3, esta deformación es más pronunciada y es más visible en la fase **b**. Posteriormente, se tienen los resultados de ángulos de carga donde se puede apreciar que el modelo en **dq0** presenta una respuesta que parece muy diferente a la de **abc**, aquí es donde se puede observar la diferencia que aunque pequeña es muy notoria, las condiciones iniciales, como son dos sistemas con número de ecuaciones diferente las condiciones iniciales son diferentes, en **abc** se obtienen resolviendo el sistema en el tiempo hasta un estado estable, mientras que en **dq0** se obtienen con un estudio de flujos, la principal diferencia estriba en los valores iniciales de la corriente de campo y del ángulo de carga en los generadores. Es por esta razón las diferencias en los resultados mostrados. En las Figuras 7.4 y 7.5 se observa que las condiciones iniciales de ángulo para el modelo en **dq0** y en **abc** son diferentes, esto debido principalmente a las reducciones y/o consideraciones que se hicieron al pasar de **abc** a **dq0** todos y cada uno de los elementos que conforman el SEP. Las Figuras 7.6 y 7.7 ilustran el mismo efecto pero en las variables de velocidad.

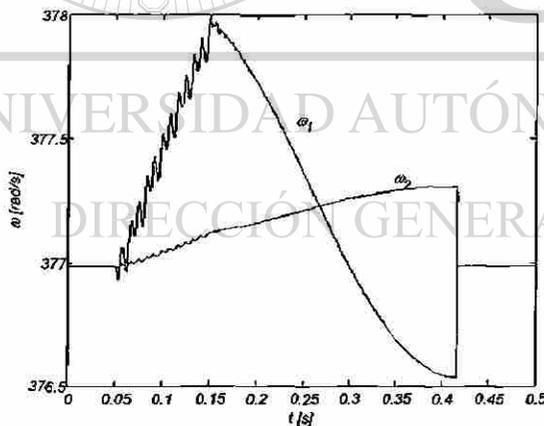


Figura 7.6 Velocidad de los generadores del SMM en abc

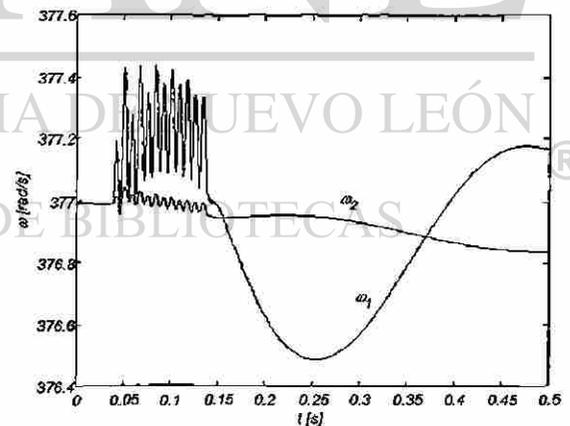


Figura 7.7 Velocidad de los generadores del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®

Las gráficas de velocidades, Figuras 7.6 a 7.7, son una excelente herramienta de análisis y aquí existe una diferencia considerable en ambos métodos. Durante la falla asimétrica en el SMM en coordenadas **abc** se observa que los generadores se aceleran y al quitar la falla inicia el proceso de oscilación, luego se aplica el acercamiento rápido al estado estable y se observa que regresa a su

velocidad inicial mientras que en el sistema implementado en SPS-SIMULINK®, es decir en coordenadas $dq0$, durante la falla sí hay oscilaciones de la velocidad pero no presentan una aceleración más o menos uniforme como en el caso de abc .

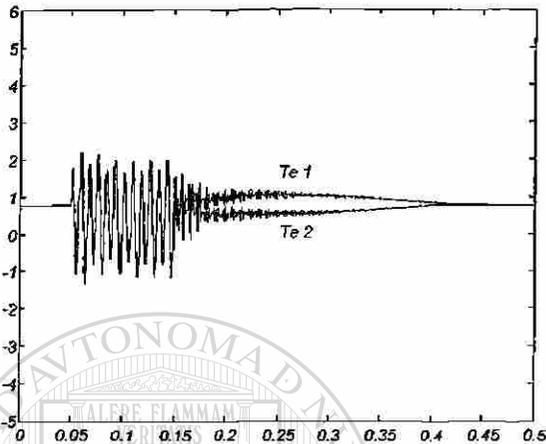


Figura 7.8 Par eléctrico en los generadores del SMM en abc

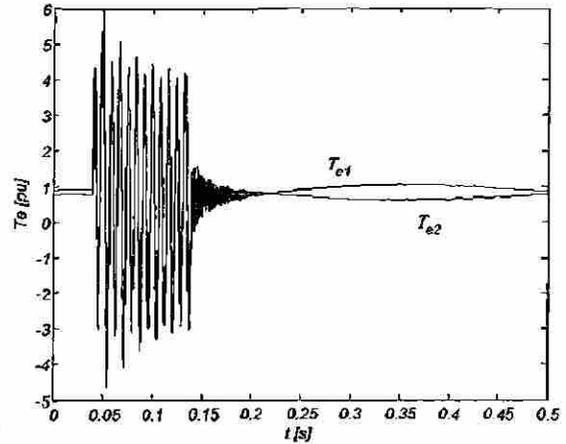


Figura 7.9 Par eléctrico en los generadores del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®

Las respuestas del par eléctrico son muy similares, la diferencia primordial es en el sentido de que en el modelo $dq0$ el transitorio del par eléctrico es mayor en magnitud, pero por otro lado, en el periodo de posfalla el modelo en abc presenta más variaciones.

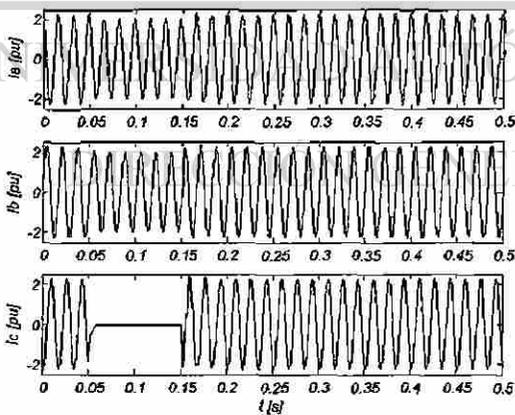


Figura 7.10 Corriente en el nodo de carga del SMM en abc

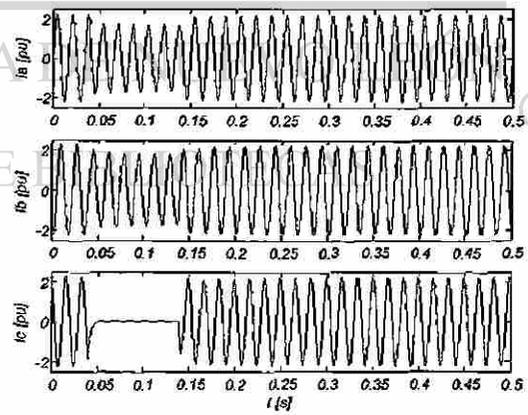


Figura 7.11 Corriente en el nodo de carga del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®

En las Figuras 7.10 y 7.11 se tiene el comportamiento de la corriente en la carga, en este caso sucede algo muy similar y lógico como en el generador en estado estable, es decir, sus formas y valores de las respuestas de corriente son muy similares, la diferencia estriba en el periodo de falla,

donde en el modelo en $dq0$ se tienen pequeñas oscilaciones, debido a que es una falla monofásica, esto no pasa en el sistema en coordenadas abc . Este resultado es el mismo que para las respuestas en los voltajes de carga, donde aquí es menester resaltar que en los voltajes sus transitorios de cuando entra y se limpia la falla presentan más oscilaciones que en el modelo en abc .

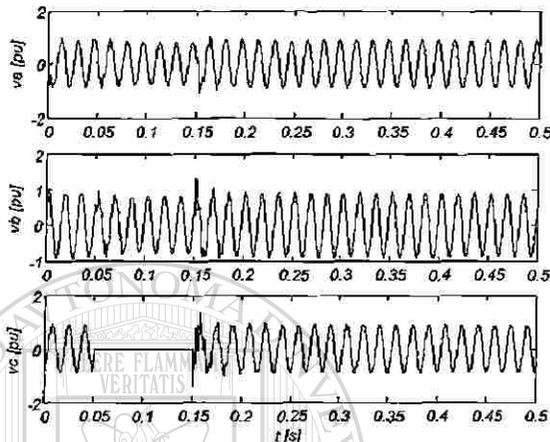


Figura 7.12 Voltaje en el nodo de carga, con falla asimétrica del SMM en abc

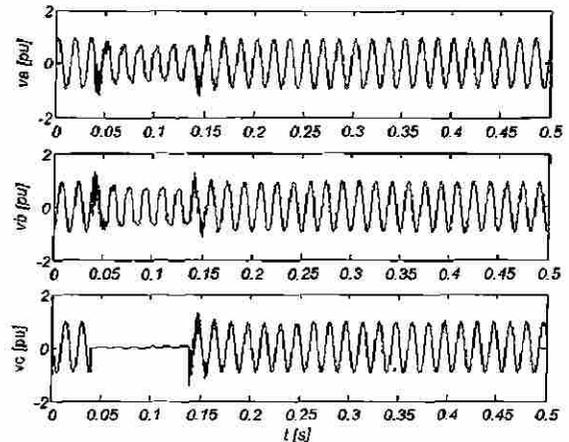


Figura 7.13 Voltaje en el nodo de carga, con falla asimétrica del SMM en $dq0$ con SPS-SIMULINK®

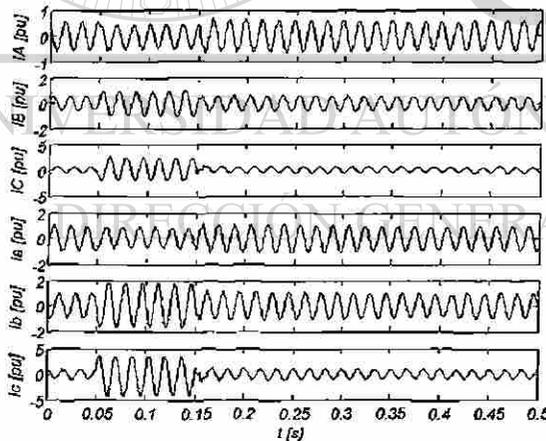


Figura 7.14 Corrientes en el transformador 1 del SMM en abc

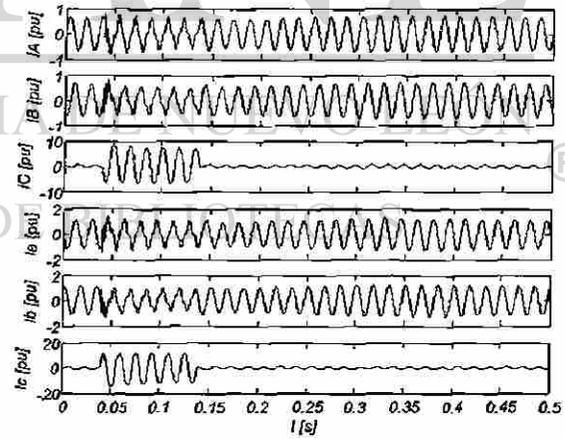


Figura 7.15 Corrientes en el transformador 1 del SMM en $dq0$ con SPS-SIMULINK®

Algo que no debe pasar desapercibido es la respuesta de los voltajes y corrientes en las fases **a** y **b** cuando se presenta la falla de fase a tierra en la fase **c**, Figuras 7.10 a 7.13. Se puede observar que tanto el voltaje como la corriente disminuyen, lo cual es lógico desde el momento en que el SMM está operando en condiciones muy cercanas a las nominales, entonces al exigirle más potencia para

alimentar la falla, el sistema tiende a colapsarse.

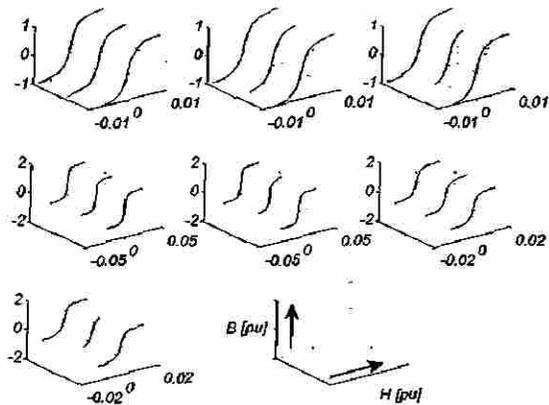


Figura 7.16 Comportamiento magnético del transformador 1 del SMM en abc

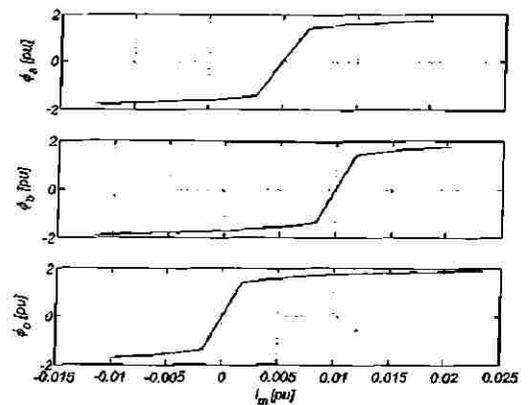


Figura 7.17 Comportamiento magnético del transformador 1 del SMM en dq0 con SPS-SIMULINK®

Para el transformador se tiene el mismo efecto mencionado para el generador y carga con respecto a sus corrientes, Figuras 7.14 y 7.15. Aquí lo que hay que recalcar es el defasamiento de 180° que hay entre los devanados de cada fase en ambos modelos. En las Figuras 7.16 y 7.17 se puede apreciar el efecto de la saturación en los elementos, el realizar aquí una comparación es por demás puesto que el modelo utilizado en este trabajo es el transformador trifásico de 5 columnas y en el SPS-SIMULINK® es el transformador trifásico formado por 3 unidades monofásicas. Aún así no esta por demás comparar las respuestas de los bancos con respecto a los yugos que es donde se tiene la mayor saturación en el transformador de 5 columnas y se puede apreciar que sus valores no difieren en demasía. Aquí es importante aclarar que el SMM en el capítulo 6 está trabajando a una ω mayor a la síncrona, es decir, el sistema está acelerado, esto se logra modificando el factor de carga del control de velocidad y aquí en este capítulo se está operando a la ω síncrona con el fin de que se pueda obtener una conclusión respecto a la magnetización en los transformadores cuando se tiene mayor frecuencia angular. Observando las Figuras 6.36 y 7.16 se puede corroborar que la corriente de magnetización es mayor cuando la frecuencia angular es mayor. En la Figura 7.16 el tercer eje se utiliza para poder defasar las gráficas y que éstas se observen mejor.

7.5 Validación del SMM modelado en abc

En realidad las simulaciones realizadas en el anterior apartado en sí ya presentan una validación al modelo en abc expuesto, puesto que el SPS-SIMULINK® está respaldado en estudios y programas ya validados extensamente. Solo para complementar se realizó lo siguiente. Basándonos en la respuesta de voltaje y corriente obtenidas para la carga, Figuras 7.10 y 7.12, donde se indica que éstas durante la falla disminuyen, lo cual parecería estar mal, para validar esto se procedió de la siguiente manera. Se implementó físicamente el sistema de generador-carga, tomando un generador de 2 KW, 208 V_{LL} del sistema LabVolt® y una carga resistiva, como se indica en la Figura 7.18.

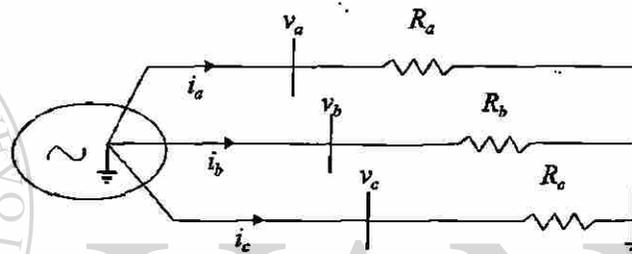


Figura 7.18 Sistema generador-carga

Se operó hasta sus condiciones nominales en voltaje, corriente y velocidad, bajo la carga indicada. Además se utilizó un medidor de calidad de energía Dranetz PP1 para obtener las mediciones, durante el transitorio de voltaje y corriente. Teniendo aterrizado el neutro del generador y el neutro de la carga, se aplica la falla de la fase c a tierra y los resultados del voltaje y corriente medidos son los indicados en las Figuras 7.19 y 7.20. Se puede observar como ante la falla el voltaje y la corriente se abaten.

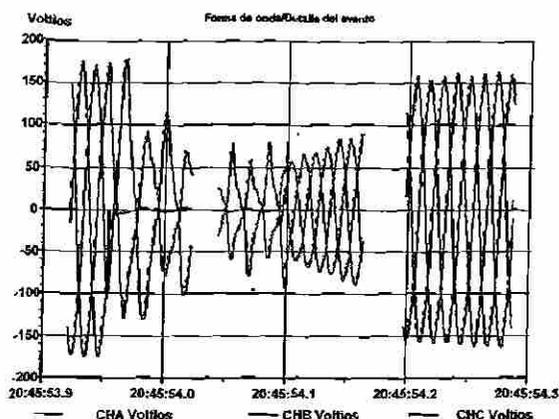


Figura 7.19 Voltaje medido en el generador con falla asimétrica, con neutro aterrizado

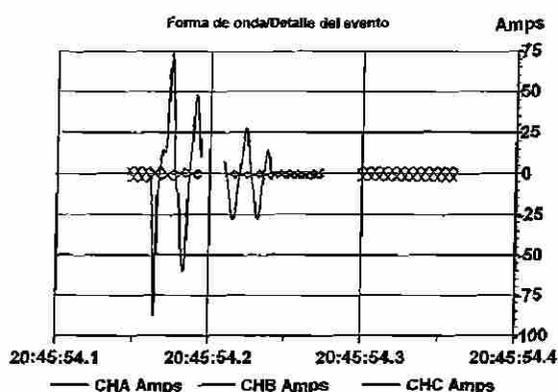


Figura 7.20 Corriente medida en el generador con falla asimétrica, con neutro aterrizado

Ahora se simuló el circuito de la Figura 7.18 utilizando el modelo del generador en abc propuesto en el capítulo 3, para las mismas condiciones indicadas en el sistema de la Figura 7.18, es decir los neutros del generador y cargas están aterrizados. Los resultados de las variables de voltaje y corriente son mostradas en las figuras 7.21 y 7.22.

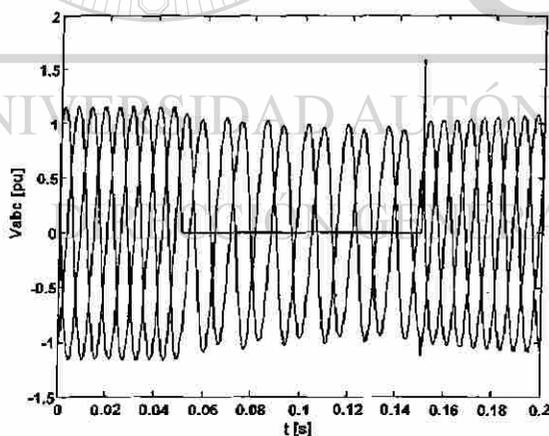


Figura 7.21 Voltaje en el generador con falla asimétrica usando el modelo en abc, con neutro aterrizado

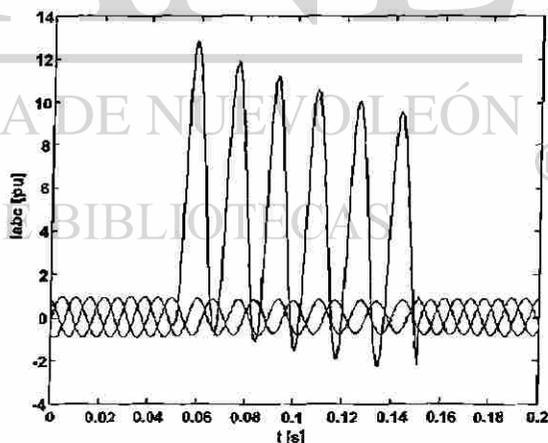


Figura 7.22 Corrientes en el generador con falla asimétrica usando el modelo en abc, con neutro aterrizado

Comparando, en forma cualitativa, las gráficas de voltaje y corriente, respectivamente, observamos que estas variables durante la falla disminuyen, lo cual concuerda con las mediciones realizadas y mostradas en las Figuras 7.19 y 7.20. Esta simulación no se puede realizar en SPS-

SIMULINK® debido a que el módulo del generador en $dq0$ no nos permite aterrizar el neutro, ya que no se tiene acceso a él, es un neutro flotante. Este es un detalle importante para el análisis de fallas y sobre todo para la coordinación y diseño de esquemas de protección y control.

Esta simulación es el equivalente que se tiene en la carga en el sistema de prueba de la Figura 7.1, donde el generador estaría sustituyendo al secundario del transformador 3, que está conectado en estrella aterrizada. Con lo cual, en forma indirecta, estamos demostrando los resultados en la carga indicados en las Figuras 7.10 a 7.13, obtenidas tanto con el sistema multimáquina en abc y el SPS-SIMULINK® usando $dq0$.

A continuación se realizaron las mediciones para el sistema de la Figura 7.18 pero ahora con el neutro del generador flotando, las respuestas en voltaje y corriente se indican en las Figuras 7.23 y 7.24.

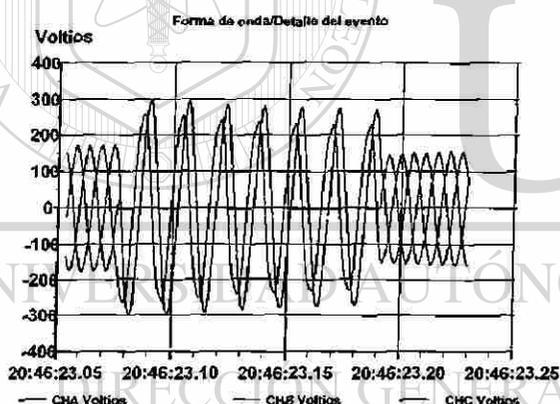


Figura 7.23 Voltaje medido en el generador con falla asimétrica, con neutro flotando

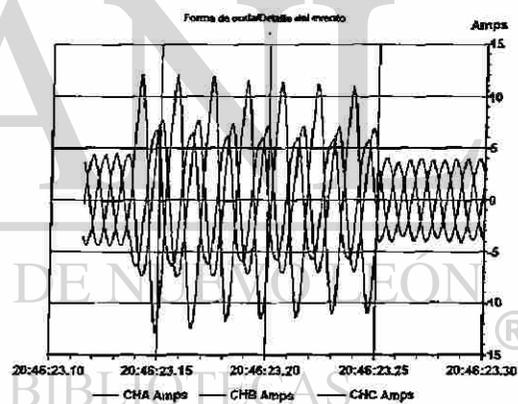


Figura 7.24 Corriente medida en el generador con falla asimétrica, con neutro flotando

Aquí se puede observar que el comportamiento de estas variables durante la falla es a aumentar. Estos resultados se corroboraron cualitativamente con el modelo en abc y $dq0$, este último es el utilizado por SPS-SIMULINK®. Las Figuras 7.25 y 7.26 son las obtenidas con el modelo en abc y las Figuras 7.27 y 7.28 con el SPS-SIMULINK®.

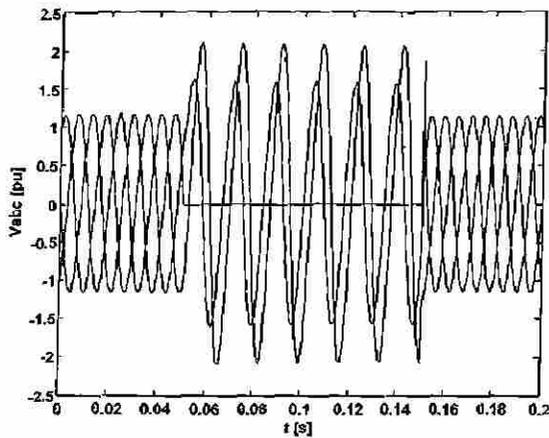


Figura 7.25 Voltaje en el generador con falla asimétrica usando el modelo en abc, con el neutro flotando

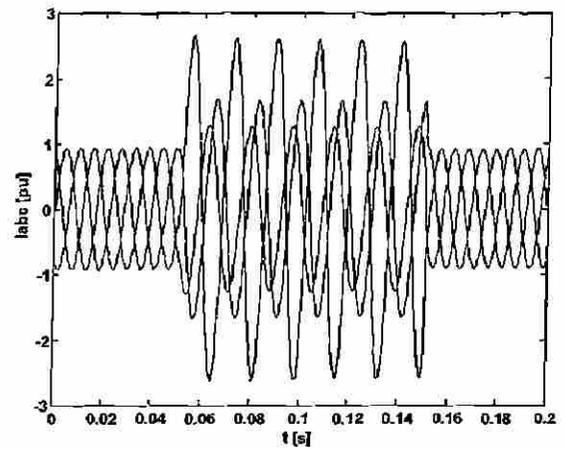


Figura 7.26 Corrientes en el generador con falla asimétrica usando el modelo abc, con el neutro flotando

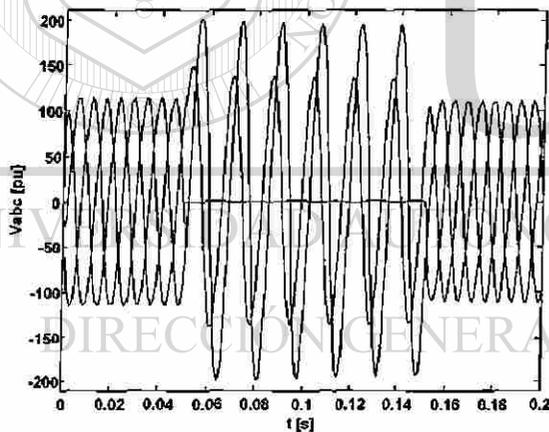


Figura 7.27 Voltaje en el generador con falla asimétrica usando el SPS-SIMULINK®, con neutro flotando

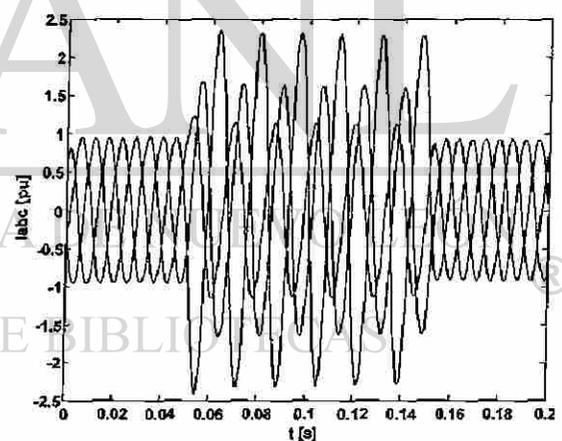


Figura 7.28 Corriente en el generador con falla asimétrica usando el SPS-SIMULINK®, con neutro flotando

Entonces se puede ver cómo es que el voltaje y la corriente ante una falla a tierra, tienden a aumentar durante la misma, pero hay que resaltar que el neutro del generador está flotando. Con estas pruebas se pueden observar los resultados, muy diferentes, que se obtienen cuando se tiene un buen aterrizamiento en nuestro sistema o cuando éste es muy pobre o no existe ya sea por conveniencia o por falla.

7.6 Conclusiones

El modelo del SMM incluyendo los transformadores modelados desde sus parámetros primitivos y los generadores en sus coordenadas en **abc**, presentan mejores resultados que el SPS-SIMULINK® pero suficientemente acordes con ellos como para afirmar que es correcto el modelo propuesto.

Se puede resaltar que para cuestiones de análisis al detalle, presente mucho más ventajas el modelado en **abc**, sobre todo si el análisis es para diseñar y/o para ajustar los sistemas de protección y/o control.

Otro detalle importante de SPS-SIMULINK® es en lo que se refiere a las condiciones iniciales de los sistemas, específicamente en los generadores ya que las variables mecánicas no se pueden modificar externamente para así poder cambiar condiciones diferentes de arranque.

Se demostraron los resultados que se obtienen al tener un generador sólidamente aterrizado en el neutro y con el neutro flotando, tanto en mediciones como en simulaciones. Lo cual permite valorar la gran importancia que tiene el considerar adecuadamente los aterrizamientos en el análisis de los SEP's.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Capítulo 8

CONCLUSIONES



8.1 Introducción

UANL

Todos los resultados obtenidos indican que el modelado en coordenadas **abc** del SEP con todos sus elementos en esta referencia presenta grandes ventajas en los estudios de estabilidad ante fallas asimétricas, principalmente. Más ahora cuando el mercado abierto de energía eléctrica a nivel mundial se está extendiendo, razón por la cual cada empresa productora, transportadora o consumidora, requiere conocer a fondo su sistema para asegurar que vende o compra la energía eléctrica con la mayor calidad posible. Por este motivo, los modelos y resultados aportados por este trabajo pretenden ser una herramienta de gran importancia en la privatización de las compañías de energía ya que entre más detalle se tiene del sistema, se tiene mayor respaldo en el diseño y planeación de sistemas de protección y control.

8.2 Resumen de resultados

Para el análisis de la estabilidad transitoria y el estado estable de los SEP's en coordenadas originales **abc**, fue necesario desarrollar modelos de los elementos principales como el generador y transformador, así como revisar métodos numéricos en las solución de EDA's. Las aportaciones de este trabajo son:

- Revisión de los métodos numéricos para la solución de estabilidad transitoria, dinámica y estado estable utilizados con mayor acierto en el análisis de los SEP's.
- Una corroboración de que los métodos de la Regla Trapezoidal y el Runge-Kutta son los mejores métodos numéricos para el estudio y análisis de la estabilidad transitoria.
- La aplicación de un proceso para acelerar la solución del estado estable de los SEP's sobre todo al SMM en **abc**, utilizando un método tipo Newton, dándonos resultados excelentes.

Respecto a los modelos desarrollados que se presentaron:

- Se desarrolló un modelo para la máquina síncrona desde el punto de vista magnético donde se consideran los armónicos espaciales de las ranuras del rotor y del estator.
- Se presentó el modelo reducido de la máquina síncrona en **abc** considerándolo como una fuente de armónicos.
- Se propuso un nuevo modelo para la representación de la saturación e histéresis en los elementos electromagnéticos de los SEP's utilizando la función arcotangente la cual resultó en una mayor rapidez en su aplicación y sencillez en su comprensión.
- Se complementó el modelo del transformador trifásico para cualquier conexión trifásica partiendo desde sus parámetros primitivos magnéticos y eléctricos e incluyendo el nuevo

método propuesto para la representación de la saturación de los elementos magnéticos.

- Se interconectaron todos los elementos para formar el SMM regulado y no regulado en **abc** y lograr tener hasta la más mínima información ante cualquier tipo de disturbio, simétrico y/o asimétrico.
- Se realizó una comparación del SMM en **abc** con su implementación en SIMULINK®, obteniéndose resultados excelentes que enriquecen el análisis de la estabilidad de los SEP's.
- Se realizó una validación real utilizando un sistema equivalente y los resultados fueron positivos.
- Las utilerías para SEP's de la herramienta para desarrollo MATLAB-SIMULINK® son muy prácticas para el análisis de SEP's en la referencia **dqo**.
- Se validaron los resultados de las simulaciones que se obtienen del generador sólidamente aterrizado en el neutro y con el neutro flotando, con mediciones de laboratorio. Lo cual permite valorar la gran importancia que tiene el considerar adecuadamente los aterrizamientos en el análisis de los SEP's.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

8.3 Trabajos futuros

La importancia de este trabajo radica en que aparte de los resultados presentados se abre un gran número de puertas de investigación incipiente entre las que se mencionan las siguientes directrices:

- Estudiar más a fondo los métodos numéricos de Runge-Kutta implícitos de orden superior aplicados al análisis de estabilidad de los SEP's.

- En el proceso de aceleración al estado estable del SMM, mientras más elementos contenga el tiempo de obtención del estado estable se incrementa, esto se debe principalmente a la evaluación numérica del Jacobiano, una opción a probar es evaluar el Jacobiano mediante diferenciación automática con lo que se ganaría en tiempo y haría más atractiva aún la obtención del estado estable mediante esta secuencia Newton.
- Probar otras opciones de acercamiento al estado estable que han sido probadas en circuitos de electrónica más no en SEP's, entre las que destacan: extrapolación y los métodos de Broyden y Bukowski, que prometen dar mejores resultados en lo referente a rapidez.
- Incluir el modelo del transformador con la nueva opción de la inclusión de saturación al programa de transitorios electromagnéticos ATP (Alternative Transient Program).
- Incluir el modelo del transformador con la nueva opción de la inclusión de saturación al ambiente de SIMULINK®.
- Adicionar al ATP y al SIMULINK® el modelo de la máquina síncrona completo, requiriendo sus parámetros primitivos y/o el reducido que requiere los parámetros clásicos en $dq0$ y permite manejarlo como una fuente de armónicos con cualquier número de éstos a la magnitud deseada.
- Continuar con los modelos desarrollados en variables originales para el generador y transformador, partiendo de sus parámetros primitivos y características magnéticas del material.
- Implementar en la plataforma de MATLAB-SIMULINK® las técnicas de acercamiento rápido al estado estable.
- Realizar el análisis de estabilidad de voltaje en abc en forma dinámica.
- Estudiar las influencias de los FACTS en las oscilaciones electromecánicas en el SMM en

coordenadas de fase **abc**.

- Desarrollar equivalentes dinámicos en coordenadas de fase **abc**.
- Analizar los enlaces de alto voltaje de corriente directa entre dos equivalentes dinámicos en coordenadas **abc**.
- Aplicar algoritmos numéricos utilizando la programación en paralelo, para así lograr mayor rapidez en el estudio y análisis de los SMM en coordenadas de fase **abc**.

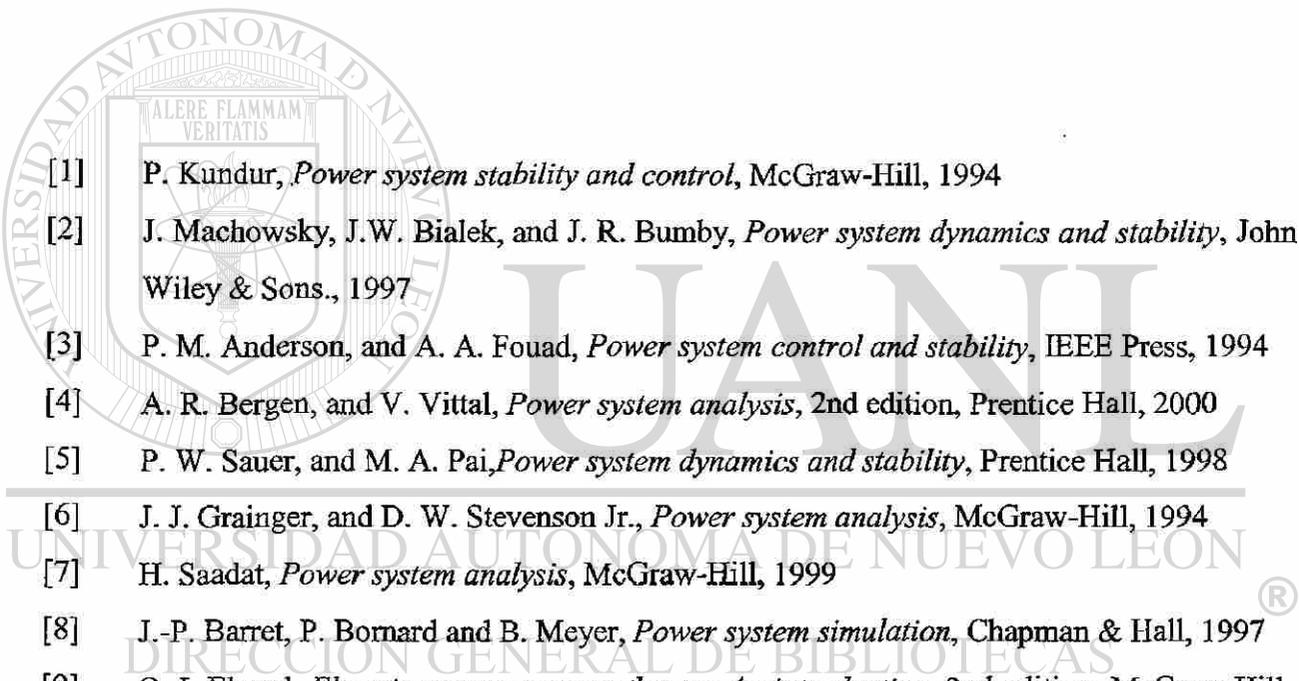
- Una área poco investigada hasta el momento es la de modelado de protecciones, en coordenadas de fase, la inclusión de tales modelos en la herramienta de simulación permitirá estudiar los efectos que tienen en los SEP's las protecciones de los elementos asimétricos del mismo, ante problemas de estabilidad dinámica. Lo que presenta mayor importancia, estudiar si alguna protección es la causante del problema de alguna inestabilidad. Estos modelos permitirán realizar la evaluación los esquemas de protección clásicos, así como experimentar con esquemas de protección novedosos para diferentes regímenes asimétricos, sin tener necesidad de realizar pruebas destructivas.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



Referencias

- 
- [1] P. Kundur, *Power system stability and control*, McGraw-Hill, 1994
- [2] J. Machowsky, J.W. Bialek, and J. R. Bumby, *Power system dynamics and stability*, John Wiley & Sons., 1997
- [3] P. M. Anderson, and A. A. Fouad, *Power system control and stability*, IEEE Press, 1994
- [4] A. R. Bergen, and V. Vittal, *Power system analysis*, 2nd edition, Prentice Hall, 2000
- [5] P. W. Sauer, and M. A. Pai, *Power system dynamics and stability*, Prentice Hall, 1998
-
- [6] J. J. Grainger, and D. W. Stevenson Jr., *Power system analysis*, McGraw-Hill, 1994
- [7] H. Saadat, *Power system analysis*, McGraw-Hill, 1999
- [8] J.-P. Barret, P. Bornard and B. Meyer, *Power system simulation*, Chapman & Hall, 1997
- [9] O. I. Elgerd, *Electric energy systems theory: An introduction*, 2nd edition, McGraw-Hill, 1982
- [10] M. Ilić, and J. Zaborzky, *Dynamics and control of large electric power systems*, John Wiley & Sons., 2000
- [11] M. Pavella, and P. G. Murthy, *Transient stability of power systems*, John Wiley & Sons., 1994
- [12] Y. Tang,, A. P. S. Meliopoulos, "Power sistem small signal stability analysis with FACTS elements", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, No. 3, Julio 1997, pp. 1352-1361
- [13] A. P. S. Meliopolous, G. J. Cokkinides, R. A. Dougal, "Small signal stability analysis of

- switching dynamical systems”, *IEEE Conference on Decision and Control*, Sydney, Australia, Diciembre 12-15, 2000
- [14] H. Beides, A. P. S. Meliopoulos, F. Zhang, “Modeling and analysis of power systems under periodic steady state conditions”, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 10, No. 3, Agosto 1992, pp. 1436-1439,
- [15] H. W. Dommel, “Digital computer solution of electromagnetic transient in single and multiphase networks”, *IEEE Transactions on Apparatus and Systems*, Vol. PAS-88, No. 4, Abril 1969, pp. 388-399
- [16] I. A. Hiskens, “Energy functions, transient stability, and voltage behaviour in power systems with nonlinear loads”, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 4, No. 4, Noviembre 1989, pp. 1525-1533
- [17] O. Samuelsson, “Power system damping, structural aspects of controlling active power”, Ph. D. Thesis, Lund Technology Institute, Sweden, 1997
- [18] T. J. Aprille, T. N. Trick, “A Computer Algorithm to Determine the Steady-State Response of Nonlinear Oscillators”, *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-19, No. 4, July 1972, pp. 354-360.
- [19] S. García, A. Medina, C. Pérez-Rojas, “A State Space Single-Phase Transformer Model Incorporating Nonlinear Phenomena of Magnetic Saturation and Hysteresis for Transient and Periodic Steady-State Analysis”, *IEEE Summer Meeting*, Seattle, Washington, EEUU, July 2000, pp. 2417-2421.
- [20] S. García, A. Medina, C. Pérez-Rojas, “Análisis de la Operación en Estado Transitorio y en Estado Estacionario del Transformador Monofásico Mediante Eficiente Metodología en el Dominio del Tiempo”, *RVP/AI-2000, IEEE*, Acapulco, Gro., México, Julio 2000, pp. 311-315.
- [21] A. Semlyen, A. Medina, “Computation of the Periodic Steady State in Systems with Nonlinear Components Using a Hybrid Time and Frequency Domain Methodology”, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 10, No. 3, Agosto 1995, pp. 1498-1504.
- [22] C. Pérez Rojas, S. García, “Análisis de la Estabilidad del Generador Síncrono con Armónicos a Bus Infinito Utilizando Aceleración al Estado Estacionario. Parte I: No Regulado”, *IEEE-RVP/AI-2001*, Acapulco, Gro., México, Julio del 2001, pp. 305-310
- [23] C. Pérez Rojas, S. García, “Análisis de la Estabilidad del Generador Síncrono con Armónicos

- a Bus Infinito Utilizando Aceleración al Estado Estacionario. Parte II: Regulado", IEEE-RVP/AI-2001, Acapulco, Gro., México, Julio 2001, pp. 311-316
- [24] J. Usaola, J. G. Mayordomo, "Fast steady-state technique for harmonic analysis", *IV. Int. Conf. on Harmonics in Power Systems*, Budapest/Hungria 1990, pp. 336-342
- [25] J. Usaola, J. G. Mayordomo, "Multi-frequency analysis with time domain simulation", *ETEP* Vol. 6, No. 1, Enero/Febrero 1996, pp. 53-60
- [26] J. Usaola, "Régimen permanente de sistemas eléctricos de potencia con elementos no lineales mediante un procedimiento híbrido en los dominios del tiempo y la frecuencia", Tesis Doctoral, ETS de II, Madrid, España, 1990
- [27] D. P. Koester, S. Ranka, G. C. Fox, "Power systems transient stability- A grand computing challenge", NPAC Technical Report- SCCS 549, Syracuse University, Syracuse, N. Y., Agosto 1992
- [28] P. M. Anderson, B. Dembart,, "Computational aspects of transient stability analysis", In A. M. Erisman, K. W. Neves, M. H. Dwarakanath, editors, *Electrical Power Problems: The mathematical challenge*, pp. 159-180, *SIAM*, 1980.
- [29] M. Jerosolimsky, P. Erhard, D. Descause, J. Y. Boussion, "Real-time simulation of electromagnetic transients for interactive testing of power system relays and control systems: General trend at EDF", in *Proceedings of the IEEE/NTUA Athens Power Tech. Conference*, Septiembre 1993, pp. 732-737
- [30] M. Jerosolimsky, D. Descause, O. Devaux, O. Huet, L. Levacher, B. Meyer, "A real time digital transient network analyser for testing equipment on a general purpose computer", *First International Conference on Digital Power Systems Simulators-ICDS '95*, College Station, Texas, USA, Abril 5-7 1995, pp. 3-8
- [31] J. Y. Astic, A. Bihain, M. Jerosolimsky, "The mixed Adams-BDF variable step size algorithm to simulate transient and long term phenomena in power systems", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 9, No. 2, Mayo 1994, pp. 929-935
- [32] C. W. Liu, J. S. Thorp, "New methods for computing power system dynamic response for real-time transient stability prediction", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 47, No. 3, Marzo 2000, pp. 324-337
- [33] A. Abur, H. Singh, "Time domain modeling of external systems for electromagnetic transients programs", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 8, No. 2, Mayo 1993, pp. 671-679

- [34] J. J. Sanchez-Gasca, R. D'Aquila, J. J. Paserba, W. W. Price, D. B. Klapper, I. Hu, "Extended-Term dynamic simulation using variable time step integration", *IEEE Computer Applications in Power*, Vol. 6, No. 4, Octubre 1993, pp. 23-28
- [35] J. J. Sanchez-Gasca, D. W. Matthews, W. A. Hadi, "Small-signal stability assessment based on transient events", *IEEE PES Summer Meeting*, Vol. 1, Julio 1999, pp. 1292-1296
- [36] E. V. Solodovnik, G. J. Cokkinides, A. P. S. Meloipoulos, "On stability of implicit numerical methods in nonlinear dynamical systems simulation", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 12, No. 3, Julio 1997, pp. 1352-1361
- [37] E. V. Solodovnik, G. J. Cokkinides, A. P. S. Meloipoulos, "Comparison of implicit integration techniques on the non-ideal transformer example", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 10, No. 3, Agosto 1998, pp. 32-37
- [38] M. Jerosolimsky, D. Descause, L. Levacher, "A new method for fast calculation of jacobian matrices: Automatic differentiation for power system simulation", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 9, No. 2, Mayo 1994, pp. 700-706
- [39] M. Stubbe, A. Bihain, J. Deuse, J. C. Baader, "STAG, a new unified software program for the study of the dynamics behaviour of electrical power systems", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 4, No. 1, Febrero 1989, pp. 129-138
- [40] G. Gross, A. R. Bergen, "A class of new multistep integration algorithms for the computation of power system dynamical response", *IEEE Transactions on Apparatus and Systems*, Vol. PAS-96, No. 1, Enero/Febrero 1977, pp. 293-306
- [41] A. Kurita, H. Okubo, K. Oki, D. B. Klapper, N. W. Miller, W. W. Price, J. J. Sanchez-Gasca, K. A. Wirgau, T. D. Younkins, "Multiple time-scale power system dynamic simulation", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 8, No. 1, Febrero 1993, pp. 216-223
- [42] U. M. Ascher, and L. R. Petzold, *Computer methods for ordinary differential equations and differential-algebraic equations*, SIAM, 1998
- [43] K. Brenan, S. Campbell, and L. R. Petzold, *Numerical solution of initial value problems in differential-algebraic equations*, 2nd edition, SIAM, 1996
- [44] C. W. Gear, *Numerical initial value problems in ordinary differential equations*, Prentice Hall, 1973
- [45] C. W. Gear, "Simultaneous numerical solution of differential-algebraic equations", *IEEE Transactions on Circuits Theory* Vol. CT18, No. 1, Enero 1971, pp. 89-95

- [46] V. Venkatasubramanian, H. Schättler, J. Zaborszky, "On the dynamics of differential-algebraic systems such as the balanced large electric power system", *IMA Proceedings. Berlin, Springer-Verlag*, 1993.
- [47] D. J. Hill, I. Mareels, "Stability theory for differential-algebraic systems with application to power systems", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 37, No. 11, Noviembre 1990, pp. 1416-1423
- [48] V. Venkatasubramanian, H. Schättler, J. Zaborszky, "Local bifurcations and feasibility regions in differential-algebraic systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 40, No. 12, Diciembre de 1995, pp. 1992-2013
- [49] A. E. A. Araujo, H. W. Dommel, J. R. Martí, "Simultaneous solution of power and control systems equations", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 8, No. 4, Noviembre 1993, pp. 1483-1489
- [50] F. P. de Mello, J. W. Feltes, T. F. Laskowsky, L. J. Opperl, "Simulating fast and slow dynamic effects in power systems" *IEEE Computer Applications in Power*, Vol. 5, No. 3, Julio 1992, pp. 33-38
- [51] H. Fankhauser, K. Aneros, A. Edris, S. Torseng, "Advanced simulation techniques for the analysis of power systems dynamics", *IEEE Computer Applications in Power*, Vol. 3, No. 4, Octubre 1990, pp. 31-36
-
- [52] B. Kasztenny, M. Kezunovic, "A method for linking different modeling techniques for accurate and efficient simulation", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15, No. 1, Febrero 2000, pp. 65-72
- [53] A. I. Zečević, N. Gačić, "A partitioning algorithm for the parallel solution of differential-algebraic equations by waveform relaxation", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 46, No. 4, Abril 1999, pp. 421-434
- [54] G. P. Granelli, M. Montagna, M. La Scala, F. Torelli, "Relaxation-Newton methods for transient stability analysis on a vector/parallel computer", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 9, No. 2, Mayo 1994, pp. 637-643
- [55] F. Iavernaro, M. La Scala, F. Mazzia, "Boundary values methods for time-domain simulation of power system dynamic behavior", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 45, No. 1, Enero 1998, pp. 50-63
- [56] M. La Scala, A. Bose, D. J. Tylavsky, J. S. Chai, "A highly parallel method for transient

- stability analysis", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 5, No. 4, Noviembre 1990, pp. 1439-1446
- [57] D. M. Falcao, E. Kaszkurewicz, H. Almeida, "Application of parallel processing techniques to the simulation of power system electromagnetic transients", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 8, No. 1, Febrero 1993, pp. 90-96
- [58] M. La Scala, A. Bose, "Relaxation/Newton methods for concurrent time step solution of differential-algebraic equations in power system dynamic simulations", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 40, No. 5, Mayo 1993, pp. 317-330
- [59] H. Olsson, G. Söderlind, "Stage value predictors and efficient newton iterations in implicit Runge-Kutta methods", *SIAM, Sci. Comput.* Vol. 20, No. 1, 1998, pp. 185-202
- [60] H. Olsson, "Practical implementation of Runge-Kutta methods for initial value problems, Licenciate Thesis, Lund Institute of Technology, Sweden, 1995
- [61] S. García, "Modelado del Transformador Trifásico en el Dominio del Tiempo y Análisis de su Operación en Estado Transitorio y Estado Estacionario Periódico", Tesis de Maestría, Morelia, Mich., Diciembre 2000.
- [62] S. García, A. Medina, C. Pérez-Rojas, "Modelo Monofásico del Transformador en Variables de Estado Incorporando Efectos no Lineales de Saturación e Histéresis: Análisis de su Operación en Estado Estacionario Periódico", *RVP/IA-99*, IEEE, Acapulco, Gro., México, Julio, 1999, pp. 188-193.
- [63] J. S. Mayer, O. Wasynczuk, "An efficient method of simulating stiffly connected power systems with stator and network transient included", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 6, No. 3, Agosto 1991, pp. 922-929
- [64] D. A. Woodford, A. M. Gole, R. W. Menzies, "Digital simulation of DC links and AC machines", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-102, No. 6, Junio 1983, pp. 1616-1623
- [65] S. R. Prasad, R. O. Dunlop, "Three phase simulation of the dynamic interaction between synchronous generators and power systems using the continuous modeling program (CSMP III)", *IEEE Power Industry Computer Applications Conference*, 1979, pp. 29-36
- [66] G. J. Barclay, D. F. Griffiths, D. J. Higham, "Theta method dynamics", Technical Report NA/189, University of Dundee, 1999

- [67] D. R. Fokkema, G. L. G. Sleijpen, H. Van Der Vordt, "Accelerated inexact Newton schemes for large systems of nonlinear equations", *SIAM, J. Sci. Comput.* Vol. 19, No. 2, Marzo, 1998, pp. 657-674
- [68] D. Vanderstraeten, "Acceleration techniques for Newton's nonlinear iterative scheme", Report TW 303, Katholieke Universiteit Leuven, Marzo, 2000
- [69] K. Engelborghs, K. Lust, D. Roose, "A Newton Picard method for accurate computation of period doubling bifurcation points of large scale systems of ODE's", Report TW 251, Katholieke Universiteit Leuven, Diciembre, 1996
- [70] D. Li, and R. Tymersky, "Comparison of simulation algorithms for accelerated determination of periodic steady state of switched networks", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 6, Diciembre 2000, pp. 1278-1285
- [71] S. Skelboe, "Computation of the Periodic Steady-State Response of Nonlinear Networks by Extrapolation Methods", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. CAS-27, No. 3, March 1980, pp. 161-175.
- [72] J. E. Tolsma, P. I. Barton, "Efficient calculation of sparse jacobians", *SIAM, J. Sci. Comput.* Vol. 20, No. 6, 1999, pp. 2282-2296
- [73] A. Ushida, T. Adachi, L. O. Chua, "Steady-state analysis of nonlinear circuits based on hybrid methods", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 39, No. 8, Agosto 1992, pp. 649-1993
- [74] S.H.M.J. Houben, J. M. Maubach, "An accelerated poincaré map method for autonomous oscillators", pre-print, Eindhoven University of Technology, The Netherlands, 2000
- [75] S.H.M.J. Houben, J. M. Maubach, "An accelerated poincaré map method for finding the PSS of autonomous oscillators", pre-print, Eindhoven University of Technology, The Netherlands, 2000
- [76] S.H.M.J. Houben, J. M. Maubach, "Periodic steady state analysis of free running oscillators", pre-print, Eindhoven University of Technology, The Netherlands, 2000
- [77] L. F. Shampine, M. W. Reichelt, J. A. Kierzenka, "Solving index-1 DAEs in MATLAB and Simulink", *SIAM, Review*, Vol. 41, No. 3, 1999, pp. 538-552
- [78] C. Pérez-Rojas, "Modelado del generador síncrono en coordenadas de fase, incluyendo los efectos de saturación y saliencia en el rotor y estator", Proyecto de investigación 1997, FIE-UMSNH

- [79] Carlos Pérez Rojas, "Formulación trifásica de sistemas eléctricos en coordenadas de fase abc", Tesis de Maestría, 1993, UANL.
- [80] P.C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, 1987.
- [81] J.R. Martí, and K.W. Louie, "A Phase Domain Synchronous Generator Model Including Saturation Effects", *96 WM 269-1 PWRs*, Winter Meeting, January 1996.
- [82] J.E. Brown, K.P. Kovacs, and P. Vas, "A Method of Including Effects of Main Flux Path Saturation in The Generalized Equations of A.C. Machines", *IEEE, Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. 102, No. 1. pp. 96-103, January 1983.
- [83] J. Matsuki, T. Okada, and M. Yamanaka, "Monitoring of Magnetic Saturation Level of a Synchronous Generator Under Load", *94 SM 357-4 EC*, Summer Meeting, July 1994.
- [84] J. O. Ojo and T. A. Lipo, "An improved model for saturated salient pole synchronous motor", *IEEE, Trans. on Energy Conversion*, Vol. 4, No. 1. pp. 135-142, March 1989.
- [85] A. M. El-Serafi *et al.*, "Experimental study of the saturation and the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines", *IEEE, Trans. on Energy Conversion*, Vol. 3, No. 4. pp. 815-823, December 1988.
- [86] A. M. El-Serafi, and A. S. Abdallah, "Saturated synchronous reactance of synchronous machines", *IEEE, Trans. on Energy Conversion*, Vol. 7, No. 3. pp. 405-408, September 1992.
- [87] E. Levi, "Modelling of magnetic saturation in smooth air-gap synchronous machines", *IEEE, Trans. on Energy Conversion*, Vol. 12, No. 2. pp. 151-156, June 1997.
- [88] S. A. Tahan and I. Kamwa, "A two-factor saturation model for synchronous machines with multiple rotor circuits", *IEEE, Trans. on Energy Conversion*, Vol. 10, No. 4. pp. 609-616, December 1995.
- [89] J. C. Moreira, and T. A. Lipo, "Modeling of saturated ac machines including air gap flux harmonic components", *IEEE, Trans. on Industry Applications*, Vol. 28, No. 2. pp. 343-349, March/April 1992.
- [90] J. A. Melkebeek, and J. L. Willems, "Reciprocity relations for the mutual inductances between orthogonal axis windings in saturated salient-pole machines", *IEEE, Trans. on Industry Applications*, Vol. 26, No. 1. pp. 107-114, January/February 1990.
- [91] G. R. Slemon, "An equivalent circuit approach to analysis of synchronous machines with saliency and saturation", *IEEE, Trans. on Energy Conversion*, Vol. 5, No. 3. pp. 538-545, September 1990.

- [92] S. D. Pekarek, E. A. Walters, B. T. Kuhn, "An efficient and accurate method of representing magnetic saturation in physical variable model of synchronous machines", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 1, Marzo 1999, pp. 72-79
- [93] T. A. Haskew, H. P. Stern, Z. Chen, "Efficient dynamic synchronous machine simulation with harmonics", *IEEE 96 WM 134-7 EC*, 1996
- [94] H. Chen, P. Zhang, "More sophisticated synchronous machine model and the relevant harmonic power flow study", *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 146, No. 3, Mayo 1999, pp. 261-268
- [95] Y. Xiao, G. R. Slemon, and M. R. Iravani, "Implementation of an equivalent circuit approach to the analysis of synchronous machines", *IEEE, Trans. on Energy Conversion*, Vol. 9, No. 4, pp. 717-723, December 1994.
- [96] J. D. Greene, C. A. Gross, "Nonlinear Modeling of Transformers", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, No.3, May 1988, pp. 434-438.
- [97] J. Avila-Rosales, F.L. Alvarado, "Nonlinear Frequency Dependant Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. PAS101, No.11, November 1982, pp. 4281-4288.
- [98] C. T. Kelley, *Iterative methods for linear and nonlinear equations*, SIAM, 1995.
- [99] N. Rajakovic, A. Semlyen, "Investigation of the Inrush Phenomenon a Quasi-Stationary Approach in the Harmonic Domain", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 4, No.4, October 1989, pp. 2114-2120.
- [100] H. W. Dommel, "Extension of the Basic Solution Methods", *IEEE Tutorial Course Digital Simulation of Electrical Transient Phenomena*, 81. EHO173-5-PWR 82/03281, pp. 20-29, 1982.
- [101] G. W. Swift, "Power Transformer Core Behavior Under Transient Conditions", *IEEE Power Engineering Society*, 71 TP 88-PWR, February 1971, pp. 2206-2210.
- [102] E. P. Dick, W. Watson, "Transformer Models for Transient Studies Based on Field Measurements", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-100, No.1, January 1981, pp. 409-419.
- [103] N. Janssens, "Static Models of Magnetic Hysteresis", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. MAG13, No.5, September 1977, pp. 1379-1381.
- [104] M. A. Rahman, "Digital Simulation of Magnetizing Inrush Currents in Three-Phase

- Transformer", *IEEE Transactions on Power Delivery*, No 4., October 1986, pp. 79-85.
- [105] B. Stein, "A Transformer model for Electromagnetic Transients Programs", *Proceedings of the 7th Power Systems Computation Conference, Lousane, July 1981*, pp. 900-904.
- [106] I. J. Binard, I. J. Maun, "Hysteresis Model for Power Transformer Transient Simulation Program", *IMACS-TCI '90 Nancy*, September 1990, pp. 539-544,
- [107] I. J. Binard, I. J. Maun, "Power Transformer Simulation Including Inrush Currents and Internal Faults", *IMACS-TCI'90 Nancy*, September 1990, pp. 57-62.
- [108] H. L. Nakra, T. H. Barton, "Three Phase Transformer Transients", *IEEE Power Engineering Society*, T74 243-2, February 1974, pp. 1810-1819.
- [109] D. N. Ewart, "Digital Computer Simulation Model of a Steel-Core Transformer", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. PWRD-1, No.3, July 1986, pp. 174-183.
- [110] D. Dolinar, J. Pihler, B. Grčar, "Dynamic Model of a Three-Phase Power Transformer", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8, No 4, October 1993, pp. 1811-1819.
- [111] E. C. Cherry, "The Duality Between Interlinked Electric and Magnetic Circuits and the Formulation of Transformer Equivalent Circuits", *Proceedings of the Physical Society*, Part 62, February 1949, pp 101-110.
- [112] G. R. Slemon, "Equivalent Circuits for Transformers and Machines Including Nonlinear Effects," *Proc. IEE, Part IV*, Vol. 100, 1953, pp. 129-143.
- [113] B. A. Mork, "Five-Legged Wound-Core Transformer Model: Derivation, Parameters, Implementation, and Evaluation", *PE-414-PWRD-0-12-1997*.
- [114] B. A. Mork, "Ferroresonance and Chaos - Observation and Simulation of Ferroresonance in a Five-Legged Core Distribution Transformer", Ph. D. Thesis, North Dakota State University, © May 1992.
- [115] X. S. Chen, S. S. Venkata, "A Three-Phase Three-Winding Core-Type Transformer Model For Low-Frequency Transient Studies", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, No. 2, April 1997, pp. 775-782.
- [116] A. Narang, R.H. Brierley, "Topology Based Magnetic Model for Steady-State and Transient Studies for Three-Phase Core-Type Transformers", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 9, No. 3, August 1994, pp. 1337-1349.
- [117] X. S. Chen, P. Neudorfer, "Digital Model for Transient Studies of a Three-Phase Five-Legged Transformer", *IEE Proceedings-c*, Vol. 139, No. 4, 1992, pp. 351-358.

- [118] X. S. Chen, "A Three-Phase Multi-Legged Transformer Model in ATP Using the Directly-Formed Inverse Inductance Matrix", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 11, No. 3, July 1996, pp. 1554-1562.
- [119] S. Ray, "Digital simulation of B/H excursions for power system studies", *IEE Proceedings*, Vol. 135, No.3, May. 1998.
- [120] H. Lippelt, "The magnetic hysteresis curve", *AIEE*, Feb, 1926.
- [121] N. Menemenlis, "Noniterative dynamic modelling for real time implementation", *IEEE, PWRD*, Vol. 13, No. 4, Nov. 1998
- [122] C. E. Lin, *etal*, "A new model for transformer saturation characteristics including hysteresis loops", *IEEE, Trans. on Mag*, Vol. 25, No. 3. Pp. 2706-2712, May. 1989.
- [123] Locci, N., Muscas, C., "Hysteresis and Eddy currents compensation in current transformers", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 16, No. 2, Abril 2001, pp. 154-159
- [124] D. Dolinar, *etal*, "Dinamic model of a three-phase power transformer", *IEEE, PWRD*, Vol. 8, No. 4, Oct. 1993.
- [125] J.R. Martí, "Ferroresonance in power systems: Fundamental solutions", *IEE Proceedings-c*, Vol. 138, No.4, July 1991.
- [126] F. de León, A. Semlyen, "A simple representation of dinamic hysteresis losses in power transformers", *IEEE, PWRD*, Vol. 10, No. 1, Jan. 1995.
- [127] C. E. Lin, *etal*, "A new method for representation of hysteresis loops", *IEEE, PWRD*, Vol. 4, No. 1, Jan. 1989.
- [128] K.A. Corzine, *etal*. "An improved method for incorporatins magnetic saturation in the q-d synchronous machine model"
- [129] C. Pérez-Rojas, "Representación de la Saturación e Histéresis, Aproximando Mediante la Función Arcotangente ", *RVP/IA-99, IEEE*, Acapulco, Gro., México, Julio, 1999, pp. 118-121.
- [130] M.M. Hassani, *etal*, "Numerical simulation of the magnetic core of a transformer in transient operations", Université de Sherbrooke, Québec, Canada, J1K2RI
- [131] J.R. Lucas, P.G. McLaren, "B-H loop representation for transient studies", *Int. Journal Enging. Educ.* Vol. 28, pp 261-270, 1991.
- [132] C. Pérez Rojas, "Fitting saturation and hysteresis via arctangent functions", *IEEE Power Engineering Review*, EEUU, 2000, pp. 55-57.

- [133] L. V. D. Sluis, "*Transients in power systems*", Wiley, 2001.
- [134] G. Rogers, "*Power system oscillations*", Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [135] F. Saccomanno, "*Electric power systems analysis y control*", Wiley, 2003.
- [136] C. Pérez Rojas, S. Acha Daza, "Modelo del Generador Síncrono en Coordenadas de Fase, Incluyendo los Efectos de Saturación y Saliencia en el Rotor y Estator" *RVP 97, IEEE*, Acapulco, Gro., México, Julio 1997.
- [137] J. L. Willems, "*Space harmonics in unified electrical-machine theory*", *IEE Proceedings*, Vol. 118, No.10, October 1971, pp. 1408-1412.
- [138] M. A. Abdel-Halim, C. D. Manning, "Direct phase modelling of synchronous generators", *IEE Proceedings*, Vol. 137, No. 4, July 1990, pp. 239-247.
- [139] P. M. Hart, W. J. Bonwick, "Harmonic modelling of synchronous machines", *IEE Proceedings*, Vol. 135, No. 2, March 1988, pp. 52-58.
- [140] M. S. Nakhla, J. Vlach, "A Piecewise Harmonic Balance Technique for Determination of Periodic Response of Nonlinear Systems", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. CAS-23, No. 2, February 1976, pp. 85-91.
- [141] A. Semlyen, J. F. Eggleston, J. Arrillaga, "Admittance Matrix model of a synchronous machine for harmonic analysis", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 2, No. 4, 1987, pp. 833-840.

Apéndice A

A.1 Introducción

En un sistema de potencia interconectado los controles de frecuencia y voltaje son instalados para cada generador. La Figura A.1 representa el esquema de un generador con sus controles. Pequeños cambios en la potencia real inducen un cambio en el ángulo de carga δ y por lo tanto en la frecuencia. La potencia reactiva está en relación directa a la magnitud de voltaje, es decir, la excitación del generador

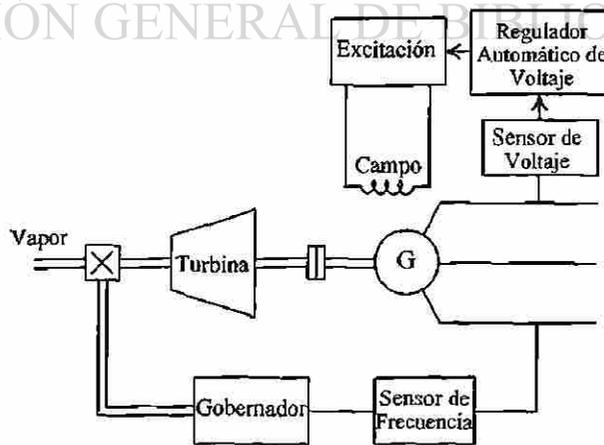


Figura A.1 Generador con sus controles

A.2 Sistema de excitación. Control Automático de Voltaje

El control de voltaje en los generadores se lleva a cabo mediante los sistemas de excitación. Cada fabricante por lo general, presenta diferentes sistemas de excitación, en *IEEE Std 421.5-1992* se resumen varios tipos de excitadores para tratar de homogenizar los diferentes modelos existentes. Para este caso en particular se utiliza un sistema de excitación típico compensado, el cual se ilustra en la Figura A.2.

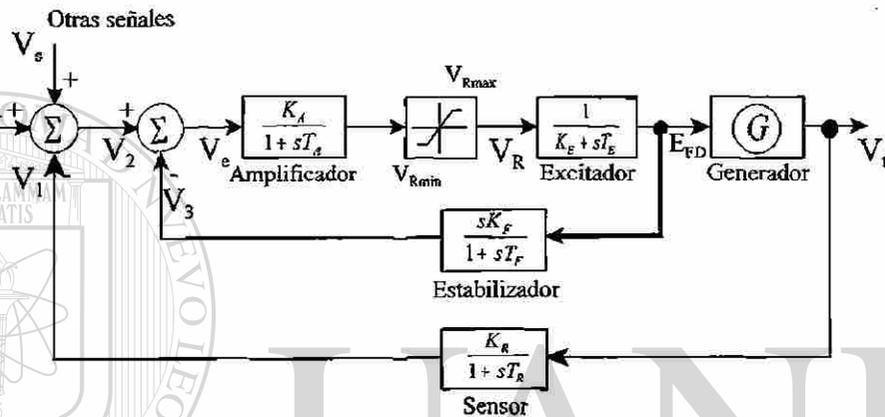


Figura A.2 Sistema de excitación típico compensado

A.2.1 Amplificador

El amplificador del sistema de excitación puede ser magnético, rotatorio o electrónico. El amplificador se representa por una ganancia K_A y una constante de tiempo T_A y su función transferencia es:

$$\frac{V_R(s)}{V_e(s)} = \frac{K_A}{1 + sT_A} \tag{A.1}$$

los valores típicos de K_A se encuentran en el rango de 10-400. La constante T_A es muy pequeña entre el rango de 0.02-0.2 s..

A.2.2 Excitador

La función transferencia de un excitador moderno puede ser representada por una constante de tiempo T_E , una ganancia K_E , esto es:

$$\frac{E_{FD}(s)}{V_R(s)} = \frac{1}{K_E + sT_E} \quad (\text{A.2})$$

Los valores típicos de K_E se encuentran en el rango de 0.8-0.95, con $K_E=1$ se tendría un campo paralelo con excitación separada. La constante T_E se encuentra entre 0.5-1.0 s.

A.2.3 Estabilizador

El adicionar una retroalimentación al control de lazo abierto implica sumar un cero a este control con lo cual se incrementa la estabilidad quedando un control de lazo cerrado. Con un ajuste adecuado de la ganancia K_F y de la constante de tiempo T_F se obtiene una respuesta adecuada, la función de transferencia para este bloque es:

$$\frac{V_3(s)}{E_{FD}(s)} = \frac{sK_F}{1 + sT_F} \quad (\text{A.3})$$

donde los valores típicos para la ganancia K_F están en el rango de 0.02-0.1 y para la constante de tiempo T_F están en el rango de 0.35-2.2 s.

A.2.4 Sensor de medición

El voltaje en terminales es rectificado a través de un puente de diodos de potencia para obtener su equivalente en corriente continua, el cual se filtra mediante una función de transferencia de primer orden, dada por:

$$\frac{V_1(s)}{V_t(s)} = \frac{K_R}{1 + sT_R} \quad (\text{A.4})$$

en donde la constante de tiempo T_R es muy pequeña, en el rango de 0.01-0.006 s y la ganancia K_R normalmente es 1.

A.2.5 Ecuaciones del sistema de excitación en variables de estado

El modelo del sistema de excitación en el dominio del tiempo se obtiene al pasar todas las funciones transferencia (A.1)-(A.4) a este dominio relacionándolas de acuerdo a la Figura A.2, en forma matricial se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_3 \\ \dot{V}_R \\ \dot{E}_{FD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_R} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_F} & \frac{K_F}{T_R T_E} & -\frac{K_F K_E}{T_R T_E} \\ -\frac{K_A}{T_A} & -\frac{K_A}{T_A} & -\frac{1}{T_A} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_E} & -\frac{K_E}{T_E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \\ V_R \\ E_{FD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_t K_R}{T_R} \\ 0 \\ (V_s + V_r) K_A \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

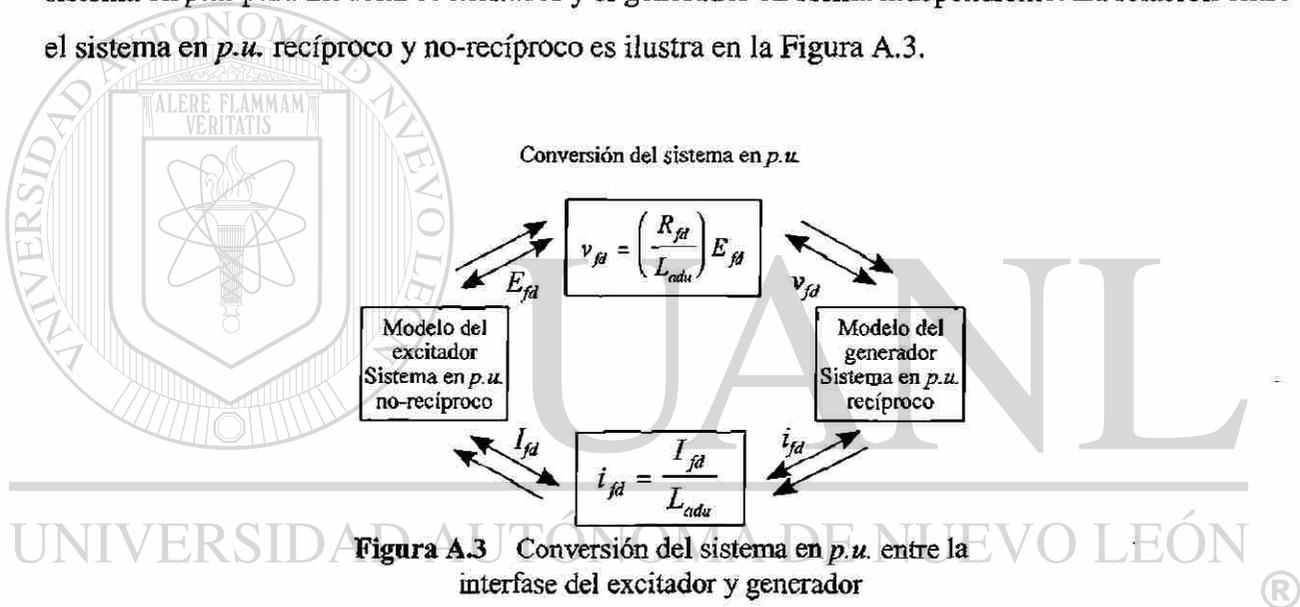
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS
 donde la variable de estado que está limitada es el voltaje amplificado como $V_{Rmin} < V_R < V_{Rmax}$.

A.3 Sistema en p.u.

El sistema de excitación interacciona con el generador, con el voltaje en terminales de la máquina, como entrada al regulador de voltaje y la corriente del campo del generador, como salida del excitador. Para los cálculos del bloque del sistema de excitación es conveniente usar un sistema en p.u. adecuado, de manera que estos valores no sean muy pequeños en estado estable. Se elige el voltaje de salida del generador como 1 en p.u. y es igual al voltaje de campo requerido para producir el voltaje nominal en terminales del generador. La corriente de salida del excitador es la de campo

del generador. Este sistema es conocido como el no-recíproco, el recíproco es el usado en el modelo de la máquina síncrona, son los sistemas en *p.u.* normalmente usados en los estudios de estabilidad de los sistemas de potencia.

La interfase entre el excitador y el generador son el campo y estator del generador. Las cantidades del estator son las entradas al excitador y éstas son expresadas en el mismo sistema en *p.u.* que la máquina. Las variables del campo del generador son las salidas del excitador y éstas si requieren un cambio del sistema en *p.u.*, aunque realmente las cantidades del campo del generador son las mismas que las salidas del excitador, voltaje y corriente. La distinción se realiza solo en el sistema en *p.u.* para modelar el excitador y el generador en forma independiente. La relación entre el sistema en *p.u.* recíproco y no-recíproco es ilustra en la Figura A.3.



donde L_{adu} es la pendiente de la línea del entrehierro.

A.4 Primo-motores, Control Automático de Generación

La finalidad del Control Automático de Generación es mantener la potencia real de salida de una unidad generadora así como controlar la frecuencia de un sistema interconectado para mantenerla, idealmente, constante. Un estricto control de la frecuencia asegura una velocidad constante en los motores de inducción y síncronos. Mientras que una desviación considerable en la

frecuencia ocasiona altas corrientes de magnetización en motores de inducción y transformadores.

La frecuencia de un sistema depende del balance de potencia real en el mismo; por lo tanto un cambio en la potencia activa inducirá un cambio en la frecuencia, entonces lo que debe realizar el control de generación es compensar este cambio de potencia real desde o hacia el primo-motor y regresar en el menor tiempo posible a la frecuencia nominal. El modelo simplificado para el control de la frecuencia-carga es ilustrado en la Figura A.4.

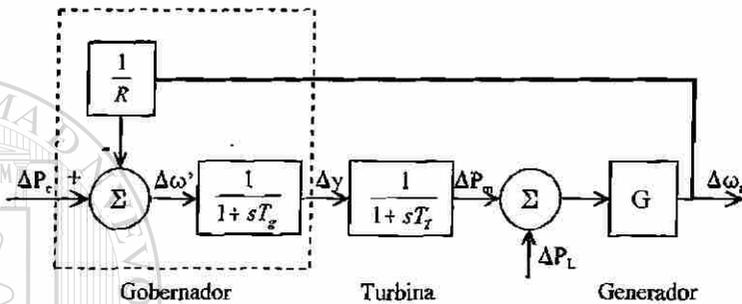


Figura A.4 Modelo simplificado para el control de la frecuencia-carga

La Figura A.4 es el diagrama de bloques correspondiente al Control Automático de Generación para un turbogenerador donde el gobernador y turbina están modelados en forma lineal y reducida. Los valores típicos de las constantes de tiempo y regulación de este diagrama de bloques son $T_g=0.2$ s, $T_T=0.3$ s y $R=0.05$.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Los parámetros de entrada-salida que interactúan con la máquina síncrona o las referencias son:

- $\Delta\omega_r$ Cambio de velocidad de salida a la vez que se retroalimenta para comparar el error.
- ΔP_L Cambio en la potencia de carga.
- ΔP_{Ref} Potencia de referencia.

Las funciones transferencia se pueden obtener por inspección como en § A.2, para la Figura A.4. Como el objetivo es realizar la simulación en el dominio del tiempo directamente se obtiene el sistema en esta referencia. De la Figura A.4 el modelo en variables de estado del control de

generación del turbogenerador es:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{y} \\ \Delta \dot{P}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_g} & 0 \\ \frac{1}{T_T} & -\frac{1}{T_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta y \\ \Delta P_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\Delta \omega'}{T_g} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

El control automático de generación correspondiente a un hidrogenerador es similar al de la Figura A.4 con los cambios respectivos en el gobernador y en la turbina. El gobernador requiere un compensador de abatimiento transitorio para lograr un control de velocidad estable. El modelo de la turbina hidráulica difiere del de la de vapor como se ilustra en la Figura A.5 donde se presenta el control de carga de un hidrogenerador.

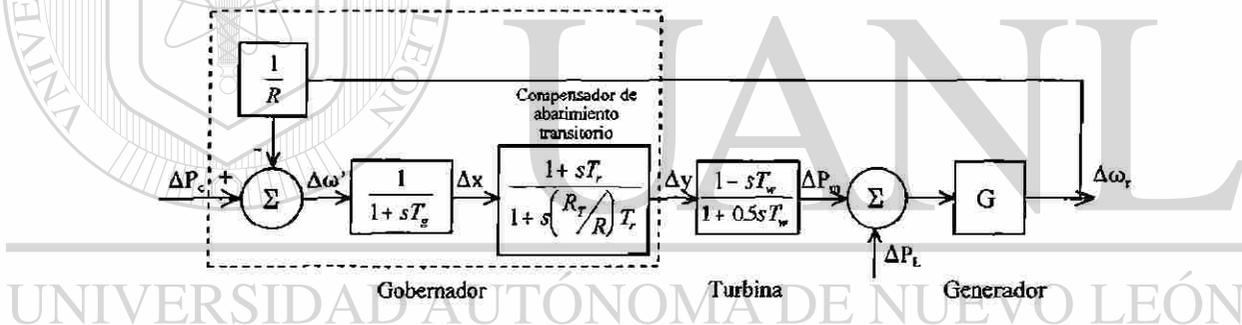


Figura A.5 Control de carga de un hidrogenerador

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Los valores típicos del control de la Figura A.5 son: $R=0.05$, $R_r=0.38$, $T_g=0.2$ s, $T_w=1.0$ s y

$T_r=5.0$ s.

La representación en variables de estado del control de carga para el hidrogenerador es

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x} \\ \Delta \dot{y} \\ \Delta \dot{P}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_g} & 0 & 0 \\ \frac{R}{R_T T_r} \left(1 - \frac{T_r}{T_g}\right) & -\frac{R}{R_T T_f} & 0 \\ -\frac{2R}{R_T T_r} \left(1 - \frac{T_r}{T_g}\right) & \frac{2}{T_w} \left(1 + \frac{T_w R}{R_T T_r}\right) & -\frac{2}{T_w} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta P_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_g} \\ \frac{R}{R_T T_g} \\ \frac{2R}{R_T T_g} \end{bmatrix} \Delta \omega' \quad (\text{A.7})$$

A.5 Circuito convertidor

El requerimiento en la presente investigación es la conversión de un voltaje trifásico en el dominio del tiempo a un voltaje equivalente de corriente continua. Se utiliza un puente convertidor de diodos de potencia considerándolos ideales, cuya respuesta se puede observar en la Figura A.6.

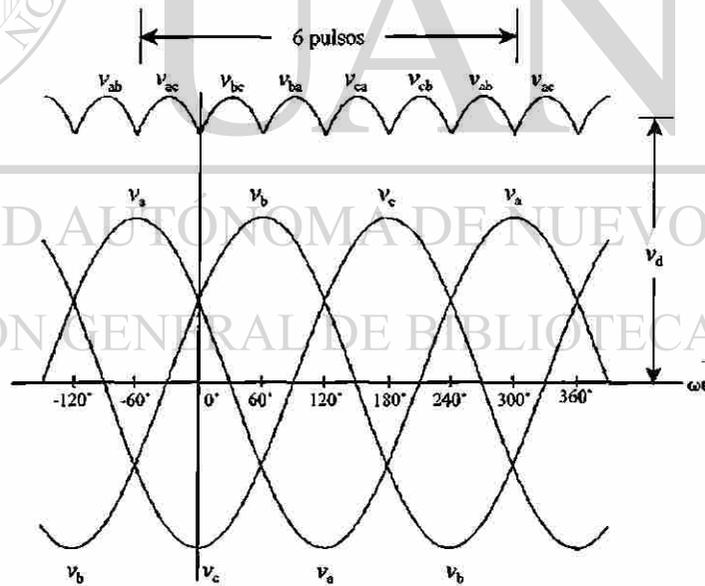


Figura A.6 Puente convertidor de 6 pulsos

La secuencia de conmutación de los diodos se ilustra en la Figura A.7.

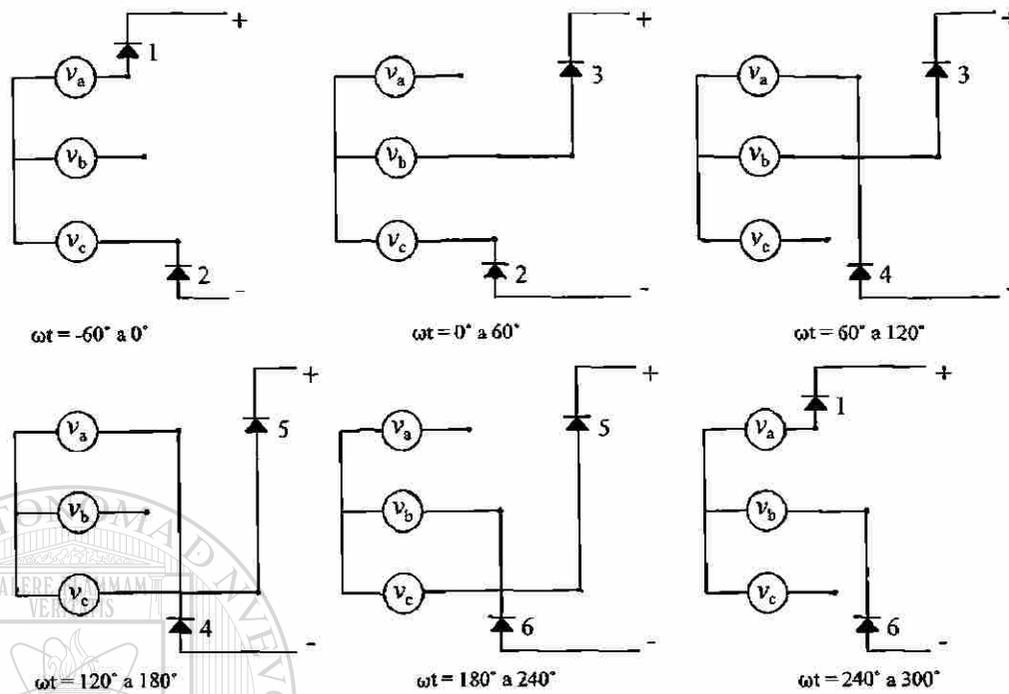


Figura A.7 Secuencia de conmutación de los diodos del convertidor

Para cada instante de tiempo el voltaje de corriente continua se obtiene del diagrama de flujo ilustrado en la Figura A.8.

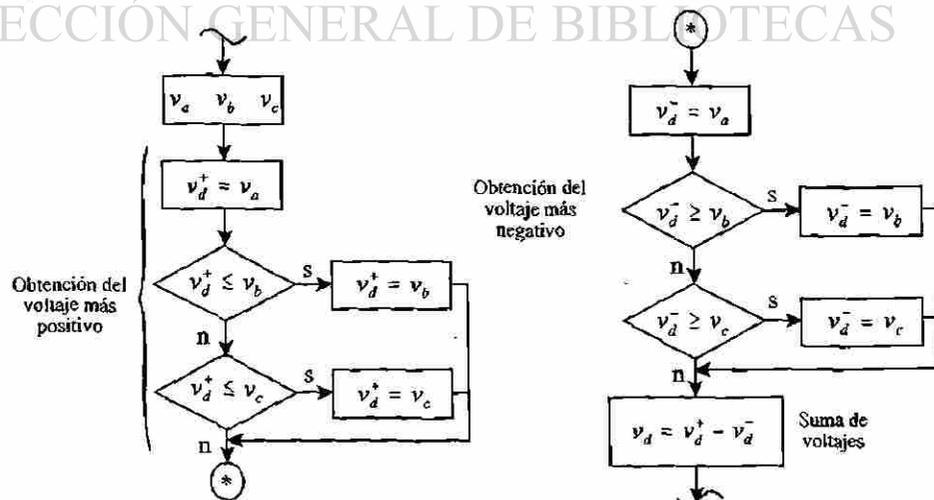
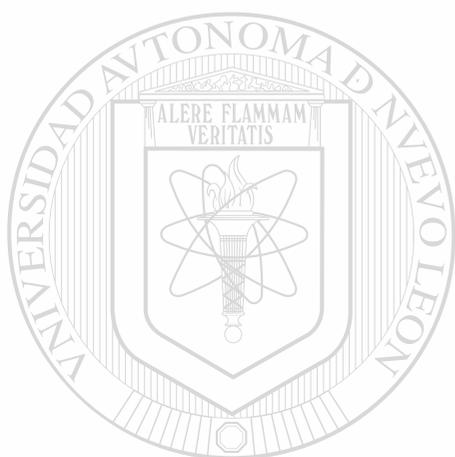


Figura A.8 Diagrama de flujo de voltaje de corriente continua para cada instante de tiempo

La descripción matemática de la salida del rectificador es

$$V_d = \max(v_a \quad v_b \quad v_c) + \text{abs}(\min(v_a \quad v_b \quad v_c)) \quad (\text{A.8})$$



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Apéndice B

B.1

A continuación se proporcionan los valores de los parámetros para los elementos del sistema generador-barra infinita con controles, potencia base 100 MVA a 20KV

Los parámetros del turbogenerador son los siguientes:

$$V_{\text{bus infinito}} = 1.0 \text{ p.u.}$$

$$V_f = 0.00172 \text{ p.u.}$$

$$\omega_{\text{base}} = 377 \text{ rad/s}$$

$$T_m = 0.99 \text{ p.u.}$$

$$H = 5.6 \text{ s}$$

$$L_\theta = 0.19 \text{ p.u.}$$

$$L_d = 1.8 \text{ p.u.}$$

$$L_q = 1.8 \text{ p.u.}$$

$$L_f = 0.1414 \text{ p.u.}$$

$$L_g = 0.8125 \text{ p.u.}$$

$$L_{kd} = 0.08125 \text{ p.u.}$$

$$L_{kq} = 0.0939 \text{ p.u.}$$

$$R_a = R_b = R_c = 0.003 \text{ p.u.}$$

$$R_f = 9.29e-4 \text{ p.u.}$$

$$R_g = 0.00178 \text{ p.u.}$$

$$R_{kd} = 0.01334 \text{ p.u.}$$

$$R_{kq} = 0.00821 \text{ p.u.}$$

Parámetros del excitador

$$T_R = 0.06 \text{ s}$$

$$T_F = 0.715 \text{ s}$$

$$T_A = 0.05 \text{ s}$$

$$T_E = 0.5 \text{ s}$$

$$K_R = 1.0$$

$$K_F = 0.04$$

$$K_A = 40$$

$$K_E = -0.05$$

Parámetros del control de velocidad

$$T_g = 0.2 \text{ s}$$

$$T_i = 0.3 \text{ s}$$

$$R_h = 0.05$$

B.2

A continuación se proporcionan los valores de los parámetros para los elementos del sistema generador-transformador-línea-barra infinita con controles, potencia base 100 MVA a 20KV.

Los parámetros del hidrogenador son los siguientes:

$$V_{\text{bus infinito}} = 1.0 \text{ p.u.}$$

$$V_f = 0.00059 \text{ p.u.}$$

$$\omega_{\text{base}} = 377 \text{ rad/s}$$

$$T_m = 0.8 \text{ p.u.}$$

$$H = 5.6 \text{ s}$$

$$L_l = 0.0369 \text{ p.u.}$$

$$L_d = 0.2615 \text{ p.u.}$$

$$L_q = 0.1477 \text{ p.u.}$$

$$L_f = 0.06305 \text{ p.u.}$$

$$L_{kd} = 0.04923 \text{ p.u.}$$

$$L_{kq} = 0.03166 \text{ p.u.}$$

$$R_a = R_b = R_c = 0.000585 \text{ p.u.}$$

$$R_f = 1.3e-4 \text{ p.u.}$$

$$R_{kd} = 0.00418 \text{ p.u.}$$

$$R_{kq} = 0.00434 \text{ p.u.}$$

Parámetros del excitador

$$T_R = 0.05 \text{ s}$$

$$T_F = 0.04 \text{ s}$$

$$T_A = 0.1 \text{ s}$$

$$T_E = 0.4 \text{ s}$$

$$K_R = 1.0$$

$$K_F = 2.0$$

$$K_A = 10$$

$$K_E = -1.0$$

Parámetros del control de velocidad

$$T_g = 0.2 \text{ s}$$

$$T_w = 0.5 \text{ s}$$

$$T_{RH} = 4.0 \text{ s}$$

$$R_h = 0.05$$

$$R_t = 0.38$$

Parámetros para el transformador en p.u.

reluctancias de dispersión = [15 15 15 5.37 5.37 5.37]

longitudes = [1 1 1 1.16 1.16 1.9 1.9]

sección transversal = [1 1 1 1.77 1.77 1.77 1.77]

Número de vueltas = [1.732 1.732 1.732 1 1 1]

Constantes para la curva de saturación = [0.7 754 0.95];

Matriz de resistencia = [0.0015 0 0 0 0 0

0 0.0015 0 0 0 0

0 0 0.0015 0 0 0

0 0 0 0.0015 0 0

0 0 0 0 0.0015 0

0 0 0 0 0 0.0015]

Parámetros para la línea de transmisión en p.u.

Resistencia1 = [0.0064 0.0032 0.0032

0.0032 0.0064 0.0032

0.0032 0.0032 0.0064]

Inductancia = [0.0152 0.0076 0.0076

0.0076 0.0152 0.0076

0.0076 0.0076 0.0152]

Parámetros para la línea de transmisión en p.u.

C1=[0.15 0 0

0 0.15 0

0 0 0.15]

$$C2 = \begin{bmatrix} 0.15 & 0 & 0 \\ 0 & 0.15 & 0 \\ 0 & 0 & 0.15 \end{bmatrix}$$

B.3

A continuación se proporcionan los valores de los parámetros para los elementos del SMM y sus controles, potencia base 100 MVA a 20KV.

Los parámetros del hidrogenerador 1 son los siguientes:

$$V_f = 0.00059 \text{ p.u.}$$

$$\omega_{\text{base}} = 377 \text{ rad/s}$$

$$T_m = 0.8 \text{ p.u.}$$

$$H = 5.6 \text{ s}$$

$$L_q = 0.0369 \text{ p.u.}$$

$$L_d = 0.2615 \text{ p.u.}$$

$$L_q = 0.1477 \text{ p.u.}$$

$$L_f = 0.06305 \text{ p.u.}$$

$$L_{kd} = 0.04923 \text{ p.u.}$$

$$L_{kq} = 0.03166 \text{ p.u.}$$

$$R_a = R_b = R_c = 0.000585 \text{ p.u.}$$

$$R_f = 1.3e-4 \text{ p.u.}$$

$$R_{kd} = 0.00418 \text{ p.u.}$$

$$R_{kq} = 0.00434 \text{ p.u.}$$

Parámetros del excitador

$$T_R = 0.05 \text{ s}$$

$$T_F = 0.04 \text{ s}$$

$$T_A = 0.1 \text{ s}$$

$$T_E = 0.4 \text{ s}$$

$$K_R = 1.0$$

$$K_F=2.0$$

$$K_A=10$$

$$K_E=-1.0$$

Parámetros del control de velocidad

$$T_g=0.2 \text{ s}$$

$$T_w=0.5 \text{ s}$$

$$T_{RH}=4.0 \text{ s}$$

$$R_h=0.05$$

$$R_t=0.38$$

Para el hidrogenerador 2 son los mismos parámetros cambiando solamente

$$T_m = 0.1 \text{ p.u.}$$

$$H = 50 \text{ s}$$

Parámetros para los transformadores en p.u. son los mismos solo cambia la configuración deseada.

$$\text{reluctancias de dispersión} = [15 \ 15 \ 15 \ 5.37 \ 5.37 \ 5.37]$$

$$\text{longitudes} = [1 \ 1 \ 1 \ 1.16 \ 1.16 \ 1.9 \ 1.9]$$

$$\text{sección transversal} = [1 \ 1 \ 1 \ 1.77 \ 1.77 \ 1.77 \ 1.77]$$

$$\text{Número de vueltas} = [1.732 \ 1.732 \ 1.732 \ 1 \ 1 \ 1]$$

$$\text{Constantes para la curva de saturación} = [0.7 \ 754 \ 0.95];$$

$$\text{Matriz de resistencia} = [0.0015 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0$$

$$0 \ 0.0015 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0$$

$$0 \ 0 \ 0.0015 \ 0 \ 0 \ 0$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0.0015 \ 0 \ 0$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.0015 \ 0$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.0015]$$

Parámetros para las líneas de transmisión en p.u.

$$\text{Resistencia 1} = \begin{bmatrix} 0.00057 & 0.00028 & 0.00028 \\ 0.00028 & 0.00057 & 0.00028 \\ 0.00028 & 0.00028 & 0.00057 \end{bmatrix}$$

$$\text{Inductancia 1} = \begin{bmatrix} 0.0053 & 0.0026 & 0.0026 \\ 0.0026 & 0.0053 & 0.0026 \\ 0.0026 & 0.0026 & 0.0053 \end{bmatrix}$$

$$\text{Resistencia 2} = \begin{bmatrix} 0.9905 & 0.8987 & 0.8987 \\ 0.8987 & 0.9905 & 0.8987 \\ 0.8987 & 0.8987 & 0.9905 \end{bmatrix} \times 10^{-3}$$

$$\text{Inductancia 2} = \begin{bmatrix} 0.0173 & 0.0081 & 0.0081 \\ 0.0081 & 0.0173 & 0.0081 \\ 0.0081 & 0.0081 & 0.0173 \end{bmatrix}$$

$$\text{Resistencia 3} = \begin{bmatrix} 0.7048 & 0.2130 & 0.2130 \\ 0.2130 & 0.7048 & 0.2130 \\ 0.2130 & 0.2130 & 0.7048 \end{bmatrix} \times 10^{-3}$$

$$\text{Inductancia 3} = \begin{bmatrix} 0.0173 & 0.0081 & 0.0081 \\ 0.0081 & 0.0173 & 0.0081 \\ 0.0081 & 0.0081 & 0.0173 \end{bmatrix};$$

Carga

$$\text{Rcarga} = \begin{bmatrix} 0.3 & 0 & 0 \\ 0 & 0.3 & 0 \\ 0 & 0 & 0.3 \end{bmatrix}$$

$$\text{Lcarga} = \begin{bmatrix} 0.25 & 0 & 0 \\ 0 & 0.25 & 0 \\ 0 & 0 & 0.25 \end{bmatrix}$$

Parámetros para la línea de transmisión en p.u.

$$C8 = \begin{bmatrix} 0.0142 & -0.0034 & -0.0034 \\ -0.0034 & 0.0142 & -0.0034 \\ -0.0034 & -0.0034 & 0.0142 \end{bmatrix}$$

$$C9 = \begin{bmatrix} 0.0142 & -0.0034 & -0.0034 \\ -0.0034 & 0.0142 & -0.0034 \\ -0.0034 & -0.0034 & 0.0142 \end{bmatrix}$$

$$C11 = \begin{bmatrix} 0.0142 & -0.0034 & -0.0034 \\ -0.0034 & 0.0142 & -0.0034 \\ -0.0034 & -0.0034 & 0.0142 \end{bmatrix}$$

$$C7 = \begin{bmatrix} 0.525 & -0.117 & -0.117 \\ -0.117 & 0.525 & -0.117 \\ -0.117 & -0.117 & 0.525 \end{bmatrix}$$

$$C10 = \begin{bmatrix} 0.525 & -0.117 & -0.117 \\ -0.117 & 0.525 & -0.117 \\ -0.117 & -0.117 & 0.525 \end{bmatrix}$$

$$C12 = \begin{bmatrix} 0.525 & -0.117 & -0.117 \\ -0.117 & 0.525 & -0.117 \\ -0.117 & -0.117 & 0.525 \end{bmatrix}$$

B.4

A continuación se proporcionan los valores de los parámetros para los elementos del SMM y sus controles implementado en SIMULINK®, potencia base 100 MVA a 20KV.

Parámetros generador 1

Tipo de rotor: Polos salientes

Valores nominales:

$$\text{Potencia [VA]} = 100\,000\,000$$

$$V_{LL} [\text{Volts}] = 20000$$

$$f [\text{Hz}] = 60$$

Reactancias [pu]

$$X_d = 0.2615$$

$$X_d' = 0.08613$$

$$X_d'' = 0.06152$$

$$X_q = 0.1477$$

$$X_q' = 0.0369$$

$$X_q'' = 0.0369$$

Constantes de tiempo en el eje d y q a circuito abierto [s]

$$T_{do}' = 5.87$$

$$T_{do}'' = 0.062$$

$$T_{qo}'' = 0.019$$

Resistencia en el estator [pu]

$$R_s = 0.000585$$

Coefficiente de inercia [s]

$$H = 5.6$$

Factor de fricción [pu]

$$F = 0$$

Pares de polos

$$p = 64$$

Parámetros generador 2

Tipo de rotor: Polos salientes

Valores nominales:

$$\text{Potencia [VA]} = 100\,000\,000$$

$$V_{LL} [\text{Volts}] = 20000$$

$$f [\text{Hz}] = 60$$

Reactancias [*pu*]

$$X_d = 0.2615$$

$$X_d' = 0.08613$$

$$X_d'' = 0.06152$$

$$X_q = 0.1477$$

$$X_q' = 0.0369$$

$$X_q'' = 0.0369$$

Constantes de tiempo en el eje d y q a circuito abierto [s]

$$T_{do} = 5.87$$

$$T_{do}'' = 0.062$$

$$T_{qo}'' = 0.019$$

Resistencia en el estator [*pu*]

$$R_s = 0.000585$$

Coefficiente de inercia [s]

$$H = 50$$

Factor de fricción [*pu*]

$$F = 0$$

Pares de polos

$$p = 64$$

Parámetros para el transformador 1 y 2, el transformador 3 tiene los mismos parámetros solo cambia la conexión de los devanados.

Valores nominales:

$$\text{Potencia [VA]} = 100\,000\,000$$

$$f [\text{Hz}] = 60$$

Conexión en el devanado 1: Delta

$$V_{1LL} [\text{rms}] = 20\,000$$

$$R1 [pu] = 0.0015$$

$$L1 [pu] = 0.00075$$

Conexión en el devanado 2: Estrella aterrizada

$$V_{2LL} [\text{rms}] = 20\,000$$

$$R2 [pu] = 0.0015$$

$$L2 [pu] = 0.00075$$

Resistencia de magnetización [pu]

$$R_m = 500$$

Característica de saturación [pu]

$$i_m = (0, 0.002, 0.005, 0.012, 0.025, 0.048, 0.105, 0.2)$$

$$\phi_m = (0, 0.8, 0.9, 1, 1.1, 1.15, 1.2, 1.24)$$

Capacitores [F]

$$C7 = 216.75e-6$$

$$C8 = 11.161e-6$$

$$C9 = 11.161e-6$$

$$C10 = 216.75e-6$$

$$C11 = 11.161e-6$$

$$C12 = 12.3e-6$$

Elementos serie de las líneas de transmisión 1 y 3

Secuencia positiva

$$R1 [\Omega] = 0.00063$$

$$L1 [H] = 0.46e-3$$

Secuencia cero

$$R1_0 [\Omega] = 0.019$$

$$L1_0 [H] = 2.06e-5$$

Elementos serie de las líneas de transmisión 2

Secuencia positiva

$$R2 [\Omega] = 0.0007$$

$$L2 [H] = 0.45e-4$$

Secuencia cero

$$R2_0 [\Omega] = 0.00014$$

$$L2_0 [H] = 2.08e-6$$

Carga

$$P[\text{MW}] = 180e6$$

$$Q[\text{MVars}] = 150e6$$

Los parámetros de los controles son los mismos que para el SMM de la Figura 6.7

