

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

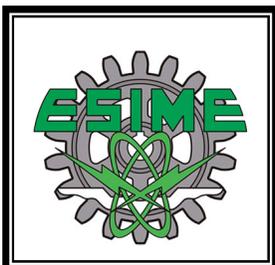
**DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE
MÁQUINAS SÍNCRONAS MEDIANTE LA PRUEBA
DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA CON EL
ROTOR EN REPOSO**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA LÉCTRICA**

PRESENTA:

GUSTAVO TRINIDAD HERNÁNDEZ



MÉXICO, D. F.

2010

RESUMEN

La determinación de los parámetros de las máquinas síncronas es una parte importante en el análisis de los sistemas eléctricos de potencia, debido a que la calidad de las simulaciones digitales que se realizan para la operación y planeación de los grandes sistemas interconectados, depende de manera importante de la exactitud de los parámetros empleados para representar los generadores síncronos.

En este trabajo se describe el proceso experimental de la prueba de respuesta a la frecuencia con la máquina en reposo, aplicado a tres máquinas síncronas de laboratorio, una de polos lisos y dos de polos salientes. También se describe el proceso para la determinación de los parámetros dinámicos empleando un algoritmo computacional basado en el ajuste de curvas por el método de mínimos cuadrados.

Se presenta también el modelo normalizado para cada tipo de máquina de acuerdo a la construcción de su rotor (de polos lisos y salientes), así como los efectos de la inductancia mutua periférica del rotor y la relación que existe entre los parámetros obtenidos y los que se utilizan en el circuito equivalente del generador.

Los parámetros obtenidos con esta prueba se comparan con los parámetros determinados empleando la prueba convencional en el dominio del tiempo y se validan al comparar la corriente de cortocircuito medida en el laboratorio contra las corrientes de cortocircuito calculadas con los parámetros determinados.

La determinación de estos parámetros será útil para la realización de simulaciones digitales y permitirán, en el caso del Grupo de Fenómenos Dinámicos en Redes Interconectadas y Máquinas Eléctricas de la SEPI-ESIME-Zacatenco, la comparación directa entre los resultados de las simulaciones digitales y las experimentales realizadas en el simulador experimental de sistemas eléctricos de potencia.

ABSTRACT

An important aspect of the electric power systems analysis is the determination of the synchronous machines' parameters, mainly because well quality of digital simulations depend on them for planning and operation electric power systems decisions.

This document describes an experimental development of standstill frequency-response test, it was applied to three laboratory synchronuos machines. One with round rotor machine and the other with salient pole machines. Also this work presents the process to get the dynamic parameters applying a computational algorithm based on curves adjustment. Is important to mantion that the algorithm is solved by minimum squares method.

The two kind of machines model were presented in accordance with its rotor construction (salient or round rotor), the effects of the rotor peripheral mutual inductance and the relation between the obtained parameters and the used in the equivalent circuits of the generator.

The obtained results from this test were compared whit the obtained parameters in the time's domain test; also these results are validated with the comprartion between the short circuit current measured in laboratory and the short circuit current calculated with standstill frequency-response test.

The parameters are determined by means of tests that will be used for the realization of digital simulations and they will allow the direct comparison among the results of the digital simulations and the experimental ones carried out in the experimental electric power system simulator of the researching group of dynamic phenomena in interconnected power system and networks and electric machines of the SEPI-ESIME-Zacatenco

DEDICATORIAS

A mis padres Rodrigo **Trinidad Sandoval** y **Antonia Hernández García** por la dedicación y por todos los sacrificios que han hecho en mi educación. Pero sobre todo por el cariño y comprensión que he recibido.

A **Abigain Hernández Zaragoza** gracias por tu comprensión, cariño y apoyo incondicional. En especial por la paciencia que me has tenido y la disposición de planear una vida juntos.

A mis hermanos: Rodrigo, Dalia, Omar, Berenice y José Antonio. Por compartir esta etapa tan importante para mí. Porque siempre están cuando los necesito y por el gran cariño y paciencia que me han demostrado.

A mi ahijado Esteban Trinidad Hernández que como ya lo he mencionado por ser una fuente de alegría y un motivo más para seguirme superando y poder llegar a ser un digno padrino para él.

A mis amigos y compañeros Minoru Javier Ishijara Miyaki, Laura Leticia Juárez Caltzontzin, José Luis Valenzuela Salazar, Miguel Antonio Álvarez Juárez, Jesús Carmona Sánchez, Héctor Manuel Sánchez García, Miguel Velasco Ulises, Flores Ángeles Roberto y todos mis compañeros que me han acompañado durante esta hermosa etapa de mi vida.

A mi amigo Raúl Rodríguez Avilés por ese cariño que siempre nos manifiestas a mí y a mi familia, a mi gran amigo Jesús por recordarme el verdadero valor de las personas.

AGRADECIMIENTOS

A Dios por darme una segunda oportunidad de vida y permitirme vivir esta maravillosa etapa en mi vida.

Al M. en C. Tomás Ignacio Asiaín Olivares por la asesoría en este trabajo, por que no solo me oriento en lo académico, si no también en la manera de disfrutar de la vida.

A la comisión revisora de este trabajo conformada por los doctores: Dr. Leszek Kawecki Zlotkowska, Dr. Daniel Olguín Salinas, David Romero Romero. Dr. Daniel Ruiz Vega y Dr. Fermín P. Espino Cortés, que amablemente aportaron sus sugerencias para el buen término del presente.

A los profesores de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-Zacatenco por sus valiosas enseñanzas. Al M. en C. Arturo Galán Martínez, Dr. Ricardo Octavio Mota Palomino, Dr. David Romero Romero, Dr. Daniel Olguín Salinas al Dr. Fermín P. Espino Cortes, M. en C. Tomas I. Asiaín Olivares, M en C. Jesús Reyes García. En Especial a los doctores Dr. Daniel Ruiz Vega por su apoyo desinteresado y profesional en la elaboración de este trabajo, al Dr. David Sebastian Baltazar, por facilitarnos la fuente de potencia, al Dr. Jaime José Rodríguez Rivas por estar siempre al pendiente de los alumnos, Dr. Jaime Robles García por estar siempre disponible para los alumnos, pero sobre todo por originar esa inquietud de estudiar la maestría cuando era mi profesor en licenciatura.

Al neurocirujano Félix Hernández. Por permitir que Dios guiara sus manos durante la operación, por ser tan humano al transmitir esa fe y humildad.

Al Ing. Rafael Lara Niño exprofesor de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, por animarme a estudiar la maestría.

Al Ing. Ramiro Maldonado Arredondo por el apoyo brindado durante la realización de las pruebas de laboratorio.

A Lilia Cruz Durán, por su paciencia, su disponibilidad y su espíritu de servicio desinteresado, a Ricardo Monterrubio Guerrero por su amabilidad y a Lorenzo González Díaz por su alegría y picardía en especial por su actitud de servicio.

Al CONACYT, por proveer el sustento económico durante año y medio Al Instituto Politécnico Nacional por proporcionarme la beca institucional desde durante el primer y ultimo semestre de mi estancia en la maestría. Al Programa Institucional de Formación de Investigadores (PIFI) por el apoyo económico proporcionado en la maestría.

Al **Instituto Politécnico Nacional** Por ser un semillero de profesionistas, por darme la oportunidad de continuar mi sueño, por tener profesores, que más que ser educadores, son formadores.

CONTENIDO

	Página
RESUMEN.....	VII
ABSTRACT	IX
DEDICATORIAS.....	XI
AGRADECIMIENTOS	XIII
CONTENIDO	XV
ÍNDICE DE FIGURAS.....	XVIII
ÍNDICE DE TABLAS	XXI
GLOSARIO	XXIII
NOMENCLATURA.....	XXV
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.2 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA	2
1.3 OBJETIVO.....	2
1.4 JUSTIFICACIÓN.....	2
1.5 ANTECEDENTES	2
1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES	4
1.7 APORTACIONES.....	5
1.8 CONTENIDO DE LA TESIS	5
CAPÍTULO 2: PARÁMETROS ESTÁNDAR	7
2.1 INTRODUCCIÓN.....	7
2.2 TIPOS DE MODELOS DISPONIBLES.....	8
2.3 CONSIDERACIONES DE MODELADO EN BASE A LA ESTRUCTURA DEL ROTOR	8
2.3.1 <i>Generadores síncronos de polos salientes</i>	9
2.3.2 <i>Generadores síncronos de polos lisos</i>	10
2.4 MODELO OPERACIONAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA.....	11
2.5 PARÁMETROS ESTÁNDAR DEL MODELO DINÁMICO DEL GENERADOR SÍNCRONO.....	15
2.5.1 <i>Parámetros basados en definiciones clásicas</i>	17
2.5.2 <i>Expresiones exactas para parámetros estándar</i>	20
2.5.3 <i>Parámetros incluyendo efectos mutuos desiguales</i>	22
2.5.4 <i>Parámetros para máquinas de polos salientes</i>	23
2.5.5 <i>Valores típicos de parámetros estándar</i>	24
2.6 CARACTERÍSTICAS DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA	25
CAPÍTULO 3: METODOLOGÍA DE PRUEBA PARA LA DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA MÁQUINA SÍNCRONA MEDIANTE LA TÉCNICA DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA ...	27
3.1 INTRODUCCIÓN.....	27
3.1.1 <i>Ventajas de los procedimientos SSFR</i>	28
3.1.2 <i>Definición de los parámetros operacionales para los ejes directos y de cuadratura</i>	28
3.2 CONDICIONES DE PRUEBA PARA PRUEBAS DE SSFR E INSTRUMENTOS REQUERIDOS	29
3.2.1 <i>Condiciones de la máquina para la prueba de respuesta a la frecuencia para turbina generador</i>	29
3.2.2 <i>Instrumentación y conexiones</i>	30
3.2.3 <i>Estructura típicas de las pruebas</i>	30
3.2.4 <i>Exactitud de las mediciones</i>	32
3.2.5 <i>Precauciones y materiales auxiliares relacionados con la seguridad de la máquina</i>	32
3.2.6 <i>Parámetros medibles disponibles durante la prueba con el rotor en reposo</i>	33

3.3 PROCEDIMIENTO DE PRUEBA.....	34
3.3.1 Mediciones requeridas	34
3.3.2 Posicionamiento del rotor para pruebas de eje directo	35
3.3.3 Pruebas de eje directo	36
3.3.4 Posicionamiento del rotor para pruebas de eje de cuadratura	40
3.3.5 Pruebas de eje de cuadratura.....	40
CAPÍTULO 4: MEDICIONES	43
4.1 INTRODUCCIÓN	43
4.2 PRUEBAS PRELIMINARES.....	44
4.3 PRUEBAS DE EJE DIRECTO DE LA MICROMÁQUINA DE POLOS LISOS.....	44
4.3.1 Posicionamiento del rotor en eje directo.....	44
4.3.2 Medición de la impedancia de armadura $Z_{armd}(s)$	45
4.3.3 Acondicionamiento de la señal de prueba.....	46
4.3.4 Obtención de la inductancia operacional de eje directo $L_d(s)$	47
4.3.5 Medición de la función de transferencia $sG(s)$	49
4.3.6 Medición de la impedancia de transferencia armadura y campo $Z_{af0}(s)$	50
4.4 PRUEBAS DE EJE DE CUADRATURA DE LA MICROMÁQUINA DE POLOS LISOS	50
4.4.1 Posicionamiento del rotor en eje de cuadratura	50
4.4.2 Medición de la impedancia de armadura en el eje de cuadratura $Z_{armq}(s)$	51
4.4.3 Obtención de la inductancia operacional de eje de cuadratura $L_q(s)$	51
4.5 RESULTADOS PARA LA MICROMÁQUINA DE POLOS SALIENTES	53
4.5.1 Pruebas de eje directo.....	53
4.5.2 Pruebas de eje de cuadratura.....	56
4.6 RESULTADOS PARA LA MÁQUINA EDUCACIONAL DE POLOS SALIENTES	57
4.6.1 Pruebas de eje directo.....	57
4.6.2 Pruebas de eje de cuadratura.....	59
CAPÍTULO 5: CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DE LA MÁQUINA SÍNCRONA.....	61
5.1 INTRODUCCIÓN	61
5.2 PROCEDIMIENTO PARA LA DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA MÁQUINA SÍNCRONA	61
5.2.1 Procedimiento en eje directo:.....	61
5.2.2 Procedimiento en eje de cuadratura:	62
5.3 AJUSTE DE CURVAS.....	63
5.3.1 Estimación de los valores iniciales de las constantes de tiempo.....	64
5.3.2 Procedimiento de ajuste de curvas.....	65
5.3.3 Construcción de la matriz Z_j	65
Parcial de $\frac{\partial L_d(s)}{\partial T'_d}$	66
Parcial de $\frac{\partial L_d(s)}{\partial T''_d}$	66
Parcial de $\frac{\partial L_d(s)}{\partial T'_{d0}}$	66
Parcial de $\frac{\partial L_d(s)}{\partial T''_{d0}}$	67
5.4 CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS ESTÁNDAR DE LA MICROMÁQUINA SÍNCRONA DE POLOS LISOS	68
5.4.1 Expresión clásica.....	68
Eje directo	68

Eje de cuadratura.....	71
5.4.2 <i>Expresiones exactas para parámetros estándar</i>	74
Eje directo	74
Eje de cuadratura.....	76
5.4.3 <i>Parámetros incluyendo efectos mutuos desiguales</i>	78
Eje directo	79
Eje de cuadratura.....	83
5.5 DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS DE MÁQUINAS DE POLOS SALIENTES	83
5.5.1 <i>Cálculo de parámetros en eje de cuadratura para una micromáquina de polos salientes MMPS</i>	83
5.6 COMPROBACIÓN DE RESULTADOS	88
CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES.....	91
6.1 CONCLUSIONES.....	91
6.2 APORTACIONES.....	92
6.3 RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.....	92
REFERENCIAS	95
APÉNDICE A: DATOS DE PRUEBA	99
MICROMÁQUINA DE POLOS LISOS.....	99
MICROMÁQUINA DE POLOS SALIENTES.....	103
MÁQUINA EDUCACIONAL DE POLOS SALIENTES.....	107
APÉNDICE B: MÉTODO ITERATIVO PARA EL AJUSTE DE CURVAS.....	111
B.1 FORMA GENERAL LINEAL POR MÍNIMOS CUADRADOS.....	111
<i>B.1.1 Formulación general de una matriz para mínimos cuadrados lineales</i>	<i>111</i>
B.2 REGRESION NO LINEAL.....	113
Método de Gauss-Newton.....	113
APÉNDICE C: CÓGIDO FUENTE	117
A.1 SUBROUTINA PARA EL CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE DIRECTO.....	117
A.2 SUBROUTINAS PARA EL AJUSTE DE CURVAS.....	118
A.2.1 <i>Ajuste de la inductancia operacional $L_d(s)$</i>	<i>118</i>
A.2.2 <i>Modelo clásico eje de cuadratura para una máquina de polos salientes</i>	<i>120</i>
A.3 CÁLCULO DE PARÁMETROS ESTANDAR Y FUNDAMENTALES.....	123
A.3.1 <i>Expresión clásica para el eje d</i>	<i>123</i>
A.3.2 <i>Expresión clásica para el eje q polos salientes</i>	<i>123</i>
A.3.3 <i>Expresión exacta</i>	<i>124</i>
A.3.4 <i>Expresión considerando la inductancia periférica</i>	<i>124</i>

ÍNDICE DE FIGURAS

Página

FIGURA 2.1 TRANSFORMACIÓN DE PARK APLICADA AL MODELO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA PARA TRANSFORMAR LOS DEVANADOS DEL ESTATOR EN LAS FASES A, B Y C EN DOS CONJUNTOS DE DEVANADOS ORTOGONALES [17].	9
FIGURA 2.2 ESTRUCTURA DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MODELO 2.1 EN LOS EJES DIRECTO Y EN CUADRATURA PARA REPRESENTAR MÁQUINAS SÍNCRONAS DE POLOS SALIENTES [3].	10
FIGURA 2.3 ESTRUCTURA DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MODELO 2.2 EN LOS EJES DIRECTO Y EN CUADRATURA PARA REPRESENTAR MÁQUINAS SÍNCRONAS DE POLOS LISOS [3].	11
FIGURA 2.4: REDES DE EJE DIRECTO D Y DE CUADRATURA Q PARA LA IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS.	12
FIGURA 2.5 ESTRUCTURA DE MODELO COMÚNMENTE UTILIZADO.	12
FIGURA 2.6: COMPONENTES TEMPORALES DE LA CORRIENTE DE CORTOCIRCUITO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA EN VACÍO [18].	16
FIGURA 2.7 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA INCREMENTOS DE VALORES INMEDIATOS SIGUIENDO UN DISTURBIO.....	19
FIGURA 2.8 EFECTOS MUTUOS DESIGUALES EN EL EJE D.	22
FIGURA 2.9 VARIACIÓN DE LA MAGNITUD DE $L_d(s)$ [3].	25
FIGURA 3.1 MEDICIÓN DE $Z_d(s)$	31
FIGURA 3.2 MEDICIÓN DE $\Delta i_{fd} / \Delta i_{arm}$	31
FIGURA 3.3 MEDICIÓN DE $\Delta e_{fd} / \Delta i_{arm}$	31
FIGURA 3.4 MEDICIÓN DE $\Delta v_{arm} / \Delta i_{fd}$	31
FIGURA 3.5 POSICIONAMIENTO DEL ROTOR PARA LAS PRUEBAS DE EJE DIRECTO.....	35
FIGURA 3.6 MAGNITUD Y ÁNGULO DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA $Z_d(s)$, [10].	36
FIGURA 3.7 PARTE REAL DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA $Z_d(s)$	37
FIGURA 3.8 INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE DIRECTO $L_d(s)$, [10].	38
FIGURA 3.9 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE LA ARMADURA CON RESPECTO AL CAMPO CON LA MÁQUINA EN REPOSO $sG(s)$, [10].	38
FIGURA 3.10 IMPEDANCIA DE ARMADURA CON RESPECTO AL CAMPO CON LA MÁQUINA EN REPOSOS Z_{afo} , [10].	39
FIGURA 3.11 MAGNITUD Y ANGULO DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA EN EJE DE CUADRATURA $Z_q(s)$, [10].	40
FIGURA 3.12 INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE CUADRATURA $L_q(s)$, [10].	41

FIGURA 4.1 DIAGRAMA DE FLUJO UTILIZADO PARA LA OBTENCIÓN DE LA INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE DIRECTO Y DE CUADRATURA.....	43
FIGURA 4.2 EQUIPO UTILIZADO PARA POSICIONAR UNA MÁQUINA SÍNCRONA.....	45
FIGURA 4.3 POSICIONAMIENTO EN EJE DIRECTO DE UNA MÁQUINA DE LABORATORIO DE 5 KVA.....	45
FIGURA 4.4 POSICIONAMIENTO EN EJE DIRECTO DE UN GENERADOR SÍNCRONO SIN ESCOBILLAS, UBICADO EN EL LABORATORIO DE MOTORES ELÉCTRICOS EN EL INSTITUTO DE INVESTIGACIONES ELÉCTRICAS, CON CAPACIDAD DE 650 KVA.....	46
FIGURA 4.5 DIAGRAMA FÍSICO PARA OBTENER LA IMPEDANCIA DE ARMADURA DE EJE DIRECTO DE LA MMPL.....	47
FIGURA 4.6 MAGNITUD Y ANGULO DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA DE LA MICROMÁQUINA DE POLOS LISOS MMPL, $Z_{armd}(s)$.....	47
FIGURA 4.7 PARTE REAL DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA $Z_d(s)$ DE LA MMPL, PARA OBTENER LA RESISTENCIA ÓHMICA DE ARMADURA.	48
FIGURA 4.8 INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE DIRECTO $L_d(s)$ DE LA MMPL.....	49
FIGURA 4.9 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $sG(s)$ DE LA MMPL.	50
FIGURA 4.10 IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA ARMADURA Y CAMPO $Z_{afo}(s)$ DE LA MMPL.	50
FIGURA 4.11 POSICIONAMIENTO DEL ROTOR DE LA MÁQUINA EDUCACIONAL EN EJE DIRECTO.	51
FIGURA 4.12 MAGNITUD Y ANGULO DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA DE LA MMPL $Z_{armq}(s)$.....	52
FIGURA 4.13 PARTE REAL DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA $Z_q(s)$ DE LA MMPL,.....	52
FIGURA 4.14 INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE DE CUADRATURA $L_q(s)$ DE LA MMPL. .	53
FIGURA 4.15 MAGNITUD Y ANGULO DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA EN EJE DIRECTO DE LA MICROMÁQUINA DE POLOS SALIENTES, MMPS, $Z_{armd}(s)$.....	54
FIGURA 4.16 PARTE REAL DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA $Z_d(s)$ DE LA MMPS, PARA OBTENER LA RESISTENCIA DE ARMADURA.....	54
FIGURA 4.17 INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE DIRECTO $L_d(s)$ DE LA MMPS.	55
FIGURA 4.18 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $sG(s)$ DE LA MMPS.....	55
FIGURA 4.19 IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA ENTRE LA ARMADURA Y EL CAMPO $Z_{afo}(s)$ DE LA MMPS.....	56
FIGURA 4.20 MAGNITUD Y ANGULO DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA EN EJE DE CUADRATURA DE LA MMPS, $Z_{armq}(s)$.....	56
FIGURA 4.21 INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE DE CUADRATURA $L_q(s)$ DE LA MMPS. .	56

FIGURA 4.22 MAGNITUD Y ANGULO DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA EN EJE DIRECTO DE LA MÁQUINA EDUCACIONAL DE POLOS SALIENTES, ME, $Z_{armd}(s)$ 57

FIGURA 4.23 PARTE REAL DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA $Z_d(s)$ DE LA ME, PARA OBTENER LA RESISTENCIA DE ARMADURA.57

FIGURA 4.24 INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE DIRECTO $L_d(s)$ DE LA ME.....58

FIGURA 4.25 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $sG(s)$ DE LA ME.58

FIGURA 4.26 IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA ENTRE LA ARMADURA Y EL CAMPO $Z_{af0}(s)$ DE LA ME.58

FIGURA 4.27 MAGNITUD Y ANGULO DE LA IMPEDANCIA DE ARMADURA EN EJE DE CUADRATURA DE LA ME, $Z_{armq}(s)$ 59

FIGURA 5.1 DIAGRAMA DE FLUJO UTILIZADO PARA EL AJUSTE DE CURVAS63

FIGURA 5.2 APROXIMACIÓN DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO EN EJE DIRECTO64

FIGURA 5.3 INDUCTANCIA OPERACIONAL CON LAS CONSTANTES DE TIEMPO AJUSTADAS.67

FIGURA 5.4 COMPARACIÓN DEL OSCILOGRAMA DE LA PRUEBA DE CORTOCIRCUITO REPENTINO DE LA MMPL A TENSIÓN PLENA [25], CONTRA EL OSCILOGRAMA OBTENIDO A PARTIR DE LOS PARÁMETROS DETERMINADOS EN DOMINIO DE LA FRECUENCIA UTILIZANDO LA EXPRESIÓN EXACTA.89

ÍNDICE DE TABLAS

	Página
TABLA 2.1: EXPRESIONES PARA PARÁMETROS ESTÁNDAR DE MÁQUINAS SÍNCRONAS.....	21
TABLA 2.2 VALORES TÍPICOS DE PARÁMETROS ESTÁNDAR [3]	24
TABLA 4.1 RESISTENCIA ÓHMICA DE LOS DEVANADOS DE LAS DISTINTAS MÁQUINAS BAJO PRUEBA	44
TABLA 4.2 RESUMEN DE VALORES PRELIMINARES.....	59
TABLA 5.1 VALORES INICIALES DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO PARA LA MICROMÁQUINA DE POLOS LISOS	65
TABLA 5.2 RESUMEN DE PARÁMETROS DE LA MICROMÁQUINA SÍNCRONA DE POLOS LISOS MMPL.	86
TABLA 5.3 RESUMEN DE PARÁMETROS DE LA MICROMÁQUINA SÍNCRONA DE POLOS SALIENTES MMPS.	87
TABLA 5.4 RESUMEN DE PARÁMETROS DE LA MÁQUINA EDUCACIONAL.....	88
A.1 IMPEDANCIA DE ARMADURA DE EJE DIRECTO Z_{armd} DE LA MMPL.....	99
A.2 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $sG(s)$ DE LA MMPL.....	100
A.3 IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA $Z_{afo}(s)$ DE LA MMPL.....	101
A.4 IMPEDANCIA DE EJE DE CUADRATURA Z_{armq} DE LA MMPL	102
A.5 IMPEDANCIA DE ARMADURA DE EJE DIRECTO Z_{armd} DE LA MMPS	103
A.6 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $sG(s)$ DE LA MMPS	104
A.7 IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA $Z_{afo}(s)$ DE LA MMPS.....	105
A.8 IMPEDANCIA DE EJE DE CUADRATURA Z_{armq} DE LA MMPS	106
A.9 IMPEDANCIA DE ARMADURA DE EJE DIRECTO Z_{armd} DE LA ME	107
A.10 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $sG(s)$ DE LA ME	108
A.11 IMPEDANCIA DE TRANSFERENCIA $Z_{afo}(s)$ DE LA ME.....	109
A.12 IMPEDANCIA DE EJE DE CUADRATURA Z_{armq} DE LA ME	110

GLOSARIO

Variable

e_d	Voltaje de armadura de eje directo
e_{fd}	Voltaje de campo
$G(s)$	Funcion de transferencia del estator con respecto al campo
i_{arm}	Corriente instantanea de armadura
i_{a0}	Valor nominal de la corriente pico de fase
i_d	Corriente de armadura de eje directo
i_{fd}	Corriente de campo
L_{1d}	Inductancia del devanado de amortiguamiento en eje directo
L_{1q}	Inductancia uno del devanado de amortiguamiento en eje de cuadratura
L_{2q}	Inductancia dos del devanado de amortiguamiento en eje de cuadratura
L_{ad}	Inductancia mutua entre armadura y campo en eje directo
L_{aq}	Inductancia mutua entre armadura y campo en eje de cuadratura
L_{fd}	Inductancia del devanado campo
L_d	Inductancia de eje directo
$L_d(0)$	Valor inicial de la inductancia operacional de eje directo
$L_d(s)$	Inductancia operacional de eje directo
\dot{L}_d	Inductancia Traansitoria de eje directo
L_d''	Inductancia subtrancitoria de eje directo
L_l	Inductancia de dispersión
L_{pl}	Inductancia periferica
L_q	Inductancia de eje de cuadratura
$L_q(0)$	Valor inicial de la inductancia operacional de eje de cuadratura
$L_q(s)$	Inductancia operacional de eje de cuadratura
\dot{L}_q	Inductancia Transitoria de eje de cuadratura
L_q''	Inductancia subtransitoria de eje de cuadratura
$N_{af}(0)$	Razón de vueltas del campo respecto de la armadura.
$s = j\omega$	Operador de Laplace
R_a	Resistencia de armadura

R_{1d}	Resistencia del devanado amortiguador de eje directo
R_{1q}	Resistencia uno del devanado amortiguador de eje de cuadratura
R_{2q}	Resistencia dos del devanado amortiguador de eje de cuadratura
R_{fd}	Resistencia del devanado de campo
$sG(s)$	Es la relación de la corriente del estator con respecto a la corriente de campo
T_d'	Constante de tiempo transitoria de corto circuito de eje directo
T_d''	Constante de tiempo subtransitoria de corto circuito de eje directo
T_{d0}'	Constante de tiempo transitoria de circuito abierto de eje directo
T_{d0}''	Constante de tiempo subtransitoria de circuito abierto de eje directo
T_q'	Constante de tiempo transitoria de corto circuito de eje de cuadratura
T_q''	Constante de tiempo subtransitoria de corto circuito de eje de cuadratura
T_{q0}'	Constante de tiempo transitoria de circuito abierto de eje de cuadratura
T_{q0}''	Constante de tiempo subtransitoria de circuito abierto de eje de cuadratura
Z_{af0}	Impedancia de Transferencia de Transferencia entre Estator y Rotor
$Z_{armd}(s)$	Impedancia de armadura de eje directo
$Z_{armq}(s)$	Impedancia de armadura de eje de cuadratura
$Z_d(s)$	Impedancia de eje directo
Z_{fao}	Impedancia de Transferencia de Transferencia Entre Rotor y Estator.

NOMENCLATURA

EPRI	Electric Power Research Institute
IEEE	The Institute of Electrical and Electronics Engineers
ME	Máquina Educacional
MMPL	Micromáquina de polos lisos
MMPS	Micromáquina de polos salientes
SEP	Sistema Eléctrico de Potencia
SSFR	Standstill Frequency-Response
SSTR	Standstill Time-Response
OLFR	On Line Frequency-Response

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN

La máquina síncrona es un componente complejo cuyo comportamiento es un resultado de la interacción de sistemas eléctricos y mecánicos. Por lo que el detalle de la representación de la máquina síncrona depende mucho del rango de frecuencia a analizar. Para propósito de este trabajo se considera que los parámetros a obtener podrán ser utilizados en estudios de estabilidad donde la frecuencia es baja, por lo que la representación de ambos sistemas eléctricos y mecánicos debe ser a detalle [15].

Actualmente se requiere tener parámetros precisos para realizar modelos de máquina y estudios de sistemas eléctricos de potencia confiables, de tal manera que estos sean obtenidos de manera confiable con técnicas de laboratorio, por esta razón se utilizan técnicas de respuesta a la frecuencia [1, 2, 10, 11] con lo que se permite seguridad en la realización de la prueba así como al personal y el hecho de no tener en operación la máquina durante la prueba.

Históricamente se han determinado tres reactancias y dos constantes de tiempo. Que representan los estados subtransitorios transitorio y permanente de la máquina cuando ocurre un gran disturbio. La prueba tradicional para determinar estos parámetros es en el dominio del tiempo y consiste en aplicar un corto circuito súbito en las terminales de la máquina operando en vacío y a velocidad nominal. Esta técnica representa un riesgo en la operación de la máquina y en su tiempo de vida e incluso un daño mayor si no son controlados bien los tiempos de duración del corto circuito ANSI/IEEE std. 115-1995 [1, 25], por lo que en este trabajo se presenta una técnica que resuelve los problemas antes mencionados, teniendo el adicional de poder determinar parámetros en el eje directo d y cuadratura q .

En trabajos recientes han demostrado que los parámetros utilizados para modelar la máquina síncrona en estudios de estabilidad se pueden obtener por comportamiento de pruebas de respuesta a la frecuencia con la máquina parada (en reposo) los datos de las variables de la respuesta a la frecuencia describen la respuesta de los flujos de la máquina para la corriente del estator y cambios en el voltaje de campo en ambos ejes directo y cuadratura de la máquina síncrona. Algunas ventajas que presenta el método es que se pueden hacer en fábrica o en el sitio donde van a ser instaladas; para máquinas pequeñas o grandes, con baja probabilidad de riesgo al probar. Ofreciendo a su vez datos completos en ambos ejes (d y q). [1, 2, 10, 11, 15].

1.2 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

El sector eléctrico mexicano tiene la necesidad de contar con los parámetros estándar para poder modelar correctamente las grandes máquinas síncronas en diferentes estudios. El propósito de este trabajo es obtener los parámetros estándar y fundamentales los cuales son utilizados en estudios de estabilidad y en algunas otras aplicaciones, como en protecciones o para sintonizar controles. Uno de los problemas al obtener dichos parámetros, radicaba en los riesgos de daño para las máquinas síncronas las metodologías de prueba convencionales en el dominio del tiempo. Una alternativa de prueba es utilizar técnicas de respuesta a la frecuencia

La determinación de los parámetros en eje d y q se logra mediante la aplicación de diversas pruebas, teniendo la ventaja que la máquina se encuentra fuera de servicio y a niveles bajos de potencia. Se recomienda aplicar 0.05% de la corriente nominal de armadura como señal de entrada [1]. Lo que garantiza que la máquina que se pruebe no sufra daños.

1.3 OBJETIVO

Determinar los parámetros dinámicos de la máquina síncrona en eje directo d y en eje de cuadratura q aplicando pruebas eléctricas de laboratorio de respuesta a la frecuencia en máquinas síncronas de laboratorio de polos lisos y salientes.

1.4 JUSTIFICACIÓN

Hoy en día existen diversas técnicas de prueba para determinar los parámetros eléctricos en generadores síncronos de laboratorio. La prueba convencional en el dominio de tiempo resulta ser del tipo destructivo y con altos requerimientos técnicos para su realización en laboratorios. Esto hace necesario tener alternativas para determinar los parámetros dinámicos en el eje directo d y en eje de cuadratura q , además que no comprometa la funcionalidad de la máquina. Una de las técnicas que ofrece estos beneficios, es la prueba de respuesta a la frecuencia, la cual demuestra ser una prueba confiable, segura tanto para el personal como para la propia máquina síncrona, además de poder obtener los parámetros para los dos ejes d y q ; los cuales son necesarios para un buen modelo de máquina síncrona utilizados en los estudios dinámicos del sistema eléctrico de potencia.

Adicionalmente se muestra a detalle los procedimientos para determinar los parámetros de la máquina síncrona empleando la técnica de respuesta a la frecuencia con la máquina estática, y su comprobación directa con los parámetros obtenidos de la prueba convencional en el dominio del tiempo.

1.5 ANTECEDENTES

Durante mucho tiempo se ha buscado la mejor manera de representar a la máquina síncrona, a través de un modelo. En este trabajo utilizamos modelos que representan a la máquina síncrona en estudios de estabilidad, este modelo consiste en un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales (ecuaciones de voltaje) y un sistema de ecuaciones algebraicas (enlaces de flujo).

En el marco de referencia trifásico (abc), las ecuaciones de la máquina síncrona tienen inductancias que varían con la posición del rotor y del tiempo, por lo que en este marco de referencia, el modelo de la máquina síncrona es un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales con coeficientes variables [3, 4, 5, 15].

La descripción de máquinas eléctricas rotatorias a través de circuitos equivalentes en dos ejes inició con el trabajo de Park a finales de los años 20. La transformación de las variables eléctricas del estator a variables ficticias, asociadas a un marco giratorio fijo (rotor), brinda un esquema simplificado de las máquinas eléctricas rotatorias, definiendo circuitos equivalentes en dos ejes que reproducen su comportamiento [5].

El desarrollo del modelo de la máquina se realiza mediante las transformaciones de Park, que elimina la dependencia del tiempo de las inductancias, obteniendo un sistema de ecuaciones donde dichas inductancias están referidas al marco de referencia del rotor eliminando con esto su dependencia de la posición angular [5].

En el pasado, los modelos de circuitos equivalentes para los generadores síncronos fueron proporcionados en base a los cálculos de diseño y, en algunos casos, bajo pruebas en el dominio del tiempo. A menudo, ésta es todavía la práctica, y, de hecho, la prueba del cortocircuito súbito es la base de la norma actual [1].

El primer antecedente de la norma del IEEE fue publicado en 1945, mientras que la primera versión oficial del estándar de la IEEE fue publicado en 1965 abarcando los periodos de 1945 a 1965, en estos trabajos el modelo de la máquina síncrona consideraba cantidades transitorias y subtransitorias aplicadas para determinar las corrientes de falla para condiciones balanceadas y desbalanceadas [1].

Algunos de estos “parámetros” servían para ser usados en estudios de estabilidad usando computadoras analógicas, estos trabajos comenzaron en los años de 1930 y subsecuentemente continuaron después de los 1950 [1, 10].

Una segunda dificultad surgió con la llegada de los excitadores de respuesta inicial alta y la alta ganancia de los reguladores de voltaje automáticos. Estos sistemas de excitación de acción rápida incrementaron los límites de estabilidad de estado estable, haciendo posible entregar más potencia de un generador por encima de un sistema de transmisión dado [7]. Sin embargo, los ciclos de control auxiliares como estabilizadores de sistema de potencia son esenciales para el funcionamiento normal y estable en la mayoría de éstos, “sistemas de excitación”. Los márgenes de ganancia y fase de estos ciclos de control están en función de los parámetros del generador; por consiguiente, si estos van a ser propiamente diseñados, la respuesta del generador, en el dominio de frecuencia, debe conocerse con precisión por encima de su ancho de banda activo [1,10, 11].

En un inicio se tenía que los procedimientos de prueba en el dominio de tiempo normalizado no han avanzado en proporción con los adelantos de los modelos del turbo-generator [1]. Por ejemplo, la prueba del corto circuito súbita no puede incluso cubrir con detalle los circuitos equivalentes en los ejes d y q del generador publicados hace cuarenta años, mucho menos con los modelos más recientes [2, 8, 9]. Por consiguiente, no ha habido un método normalizado reconocido para verificar la exactitud del más avanzado y detallado de los modelos del turbo-generator; este hecho ha retrasado su aceptación por la industria [10].

En 1980 se comenzaron a investigar métodos de prueba para obtener los parámetros de la máquina síncrona con técnicas de respuesta a la frecuencia por parte de la empresa Ontario Hidro, entiendo que en ese momento y hasta la actualidad representa un problema obtener los parámetros de la máquina sin poner en riesgo la seguridad de esta. Esta empresa dirigió sus primeros experimentos con pruebas a rotor parado y en marcha [10, 11, 12].

Aproximadamente al mismo tiempo, la industria también estaba poniendo interés en el funcionamiento de los modelos de la máquina síncrona existentes en los programas de estabilidad transitoria [13]. El IEEE formó un grupo de trabajo para "*La Determinación de Constantes de Estudio de Estabilidad para Máquinas Síncronas*" para estudiar el problema. Este grupo, formado de prestadores de servicios, fabricantes y miembros universitarios bastante activos, proporcionaron el fundamento para la revisión de normas y proporcionando el apoyo para la investigación en la mejora de los modelos del generador [14].

El centro de investigación EPRI respondió a la necesidad estableciendo un proyecto de investigación, RP 997, en "*La Determinación de Constantes de Estudio de Estabilidad para Máquinas Síncronas*", y proporcionando fondos para la investigación del tema [10, 11].

En los últimos años se continua investigando sobre esta metodología de prueba en dominio de la frecuencia con la máquina en reposo para la obtención de parámetros estándar o fundamentales, siendo esta prueba de gran aceptación por las ventajas que ofrece sobre la prueba convencional en el dominio del tiempo; Así también se han desarrollado otro tipo de pruebas para la obtención de estos parámetros, como pruebas de respuesta a la frecuencia pero con la máquina rodando y conectada al sistema (online), la prueba de rechazo de carga, y pruebas con el rotor en reposo de respuesta en el tiempo mejor conocidas como escalón de voltaje [15, 16].

1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES

Se logró la determinación de parámetros dinámicos de tres máquinas, **Reactancias Síncronas, Transitorias y Subtransitorias, y sus Constantes de Tiempo respectivas**, así como el conjunto de parámetros fundamentales de los distintos circuitos equivalentes empleados en estudios de estabilidad, utilizando estas pruebas de laboratorio de respuesta a la frecuencia con la máquina estática.

1.7 APORTACIONES

La aportación principal de este trabajo es la obtención de los parámetros estándar y fundamentales de las micromáquinas de polos lisos, y polos salientes de una microrred de laboratorio que existe actualmente en los laboratorios Pesados II de la ESIME Zacatenco. Adicionalmente se determinaron los parámetros de una máquina síncrona de polos salientes educacional que forma parte del sistema interconectado en el laboratorio, debido a que fue reparada. Dichos parámetros son necesarios para realizar diversos estudios de estabilidad dentro del grupo de “Investigación de Fenómenos Dinámicos en Redes Interconectadas y Máquinas Eléctricas”.

1.8 CONTENIDO DE LA TESIS

- En el capítulo uno se hace una descripción del problema, el objetivo de la tesis, la justificación, los alcances y limitaciones y una presentación de la estructura de la tesis.
- En el capítulo dos se describen los distintos modelos y circuitos equivalentes utilizados para representar a la máquina síncrona en estudios de estabilidad así como los parámetros estándar utilizados en estudios del sistema eléctrico de potencia.
- En el capítulo tres se presenta la metodología del proceso de prueba para obtención de los parámetros de las máquinas síncronas mediante técnicas de respuesta a la frecuencia.
- En el capítulo cuatro se presenta la aplicación de las pruebas de respuesta a la frecuencia y resultados obtenidos a tres máquinas síncronas de laboratorio. Mostrando a detalle las pruebas aplicadas a la micromáquina de polos lisos (MMPL).
- En el capítulo cinco se presenta el análisis de los datos obtenidos de las pruebas que son utilizados para la determinación de los parámetros de la máquina síncrona. Dicho procedimiento se muestra en detalle para la MMPL, así como los parámetros determinados para el resto de las máquinas probadas.
- En el capítulo seis se presentan las conclusiones y recomendaciones derivadas de este trabajo.

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

CAPÍTULO 2:

PARÁMETROS ESTÁNDAR

2.1 INTRODUCCIÓN

Los primeros trabajos para normalizar las pruebas de obtención de parámetros (norma IEEE std115) fueron publicados en 1945, y la primera versión “oficial” data de 1965. Antes del periodo de 1945 a 1965, los valores transitorios y subtransitorios en máquinas síncronas habían sido originalmente desarrollados y aplicados para determinar corrientes de falla bajo condiciones balanceadas o desbalanceadas.

Algunos de estos parámetros de cortocircuito fueron propuestos para su uso en estudios de estabilidad, utilizando computadoras (o redes) analógicas, comenzando en los años 30s y continuando subsecuentemente hasta los años 50's. Estos estudios analógicos relativamente simples consideraron la respuesta de la máquina síncrona representada por una fuente de voltaje constante detrás de la reactancia transitoria. Esta simplificación proporcionaba respuestas satisfactorias para la mayoría de los analistas de sistemas de potencia.

El advenimiento de sistemas de excitación de alta-respuesta-inicial, junto con el desarrollo de computadoras digitales, trajo el requisito de un modelado más sofisticado de las propiedades dinámicas de máquinas y sus controladores de excitación asociados. Además de las simulaciones digitales en el dominio del tiempo, los estudios de estabilidad a pequeños disturbios utilizando el análisis lineal de eigenvalores llegaron a prevalecer para las máquinas síncronas interconectadas a través de las redes de los sistemas de potencia.

Toda esta actividad de análisis, comenzando con la primera publicación de IEEE Std115 en 1965, ha acentuado los requisitos de métodos adicionales para la determinación de la estabilidad de las máquinas síncronas o de sus parámetros eléctricos. Algunos requisitos como la determinación de los parámetros (constantes de tiempo y reactancias) o modelos de circuitos eléctricos de máquinas síncronas en redes eléctricas para estudios estabilidad representados en los ejes directo y en cuadratura se volvieron norma. Mientras los modelos de segundo orden han sido usados excesivamente desde 1945 hasta 1965 y más adelante, el modelo de tercer orden (o de orden superior, hasta quinto o sexto) apareció, por ser requerido en algunos tipos de estudios de sistemas de excitación, a partir de la década de 1970. Estos requerimientos condujeron a que la norma IEEE Std 115A-1987 considerara las pruebas de determinación de los parámetros por respuesta a la frecuencia con el rotor inmóvil. Estas pruebas se desarrollaron principalmente para representar circuitos de turbogeneradores utilizando modelos de tercer orden en los ejes directo y cuadratura [1].

2.2 TIPOS DE MODELOS DISPONIBLES

Los generadores síncronos están contruidos comúnmente con un devanado de armadura trifásico en el estator (aunque otros arreglos polifásicos son también encontrados) y un devanado de excitación (conocido como devanado de campo) en el rotor. Además, los rotores de los generadores síncronos incluyen otras trayectorias conductoras en las cuales las corrientes pueden ser inducidas durante un transitorio. En algunos casos estas trayectorias son intencionalmente incluidas por el fabricante. En otros casos, son inherentes al diseño de la máquina, como es el caso de corrientes que pueden ser inducidas en el cuerpo del rotor de un rotor sólido de un turbogenerador.

Durante el proceso de desarrollo de las técnicas de análisis de máquinas síncronas fue reconocido pronto ya que los análisis podían ser simplificados en gran parte si son realizados con referencias de rotación fijas en el rotor. Para tales análisis, las corrientes de armadura y voltajes son transformados en dos conjuntos de variables ortogonales. Uno de los conjuntos se encuentra alineado con el eje magnético del devanado de campo, conocido como el eje directo (eje d) del rotor mientras que el segundo conjunto está alineado a lo largo del rotor a una posición de 90° eléctricos en retraso con respecto del eje del devanado de campo magnético. Mucha de la simplificación es asociada como una aproximación originada de dos características claves de éste análisis:

1. Bajo condiciones de operación en estado estacionario, todas las corrientes y flujos incluyendo tanto aquellos de los devanados del rotor como de los devanados de armadura transformados tienen valores constantes en corriente directa (cd).
2. Estableciendo los dos ejes con una separación de 90° eléctricos, los flujos producidos por las corrientes en los devanados en un eje no producen enlaces de flujos en el devanado en el otro eje. De este modo, estos conjuntos de variables del devanado son ortogonales. Estas grandes simplificaciones del modelo dan origen a una estructura que consiste en dos redes independientes, una del eje directo y la otra del eje de cuadratura [16].

La figura 2.1 muestra en forma esquemática la transformación del devanado trifásico de los circuitos del estator en los dos conjuntos de circuitos de corriente directa (cd) en los ejes directo y en cuadratura [17].

2.3 CONSIDERACIONES DE MODELADO EN BASE A LA ESTRUCTURA DEL ROTOR

Las máquinas síncronas pueden ser modeladas tan detalladamente como sea posible en el estudio de la mayoría de las categorías de la estabilidad del sistema eléctrico de potencia. Esto incluye una representación apropiada de la dinámica del circuito de campo, el sistema de excitación y los circuitos de barras de amortiguamiento del rotor. Con las nuevas herramientas computacionales no existe una dificultad para simplificar los modelos para tipos específicos de estudios de estabilidad de corto plazo [16].

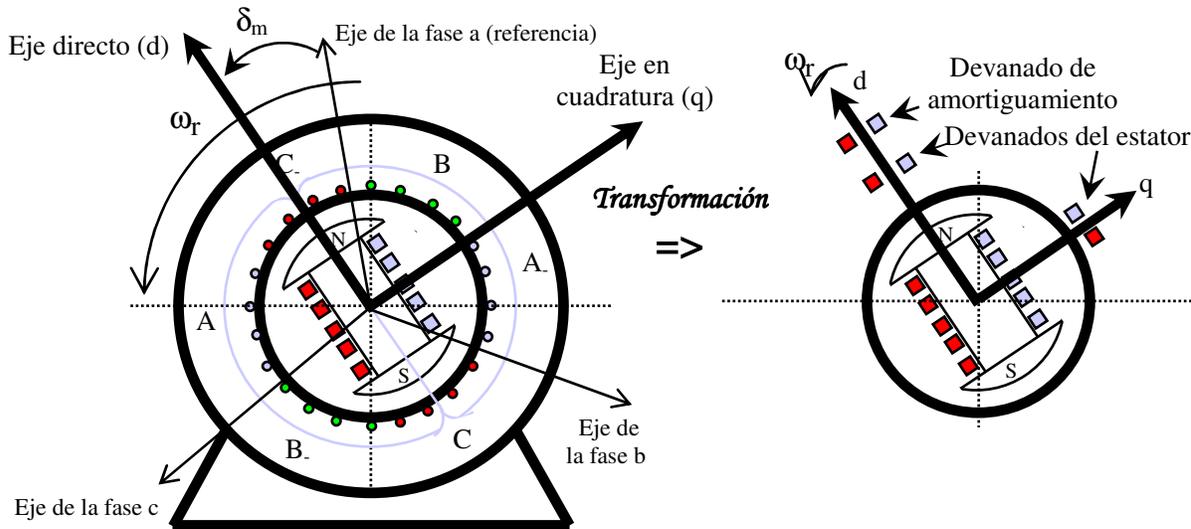


Figura 2.1 Transformación de Park aplicada al modelo de la máquina síncrona para transformar los devanados del estator en las fases a, b y c en dos conjuntos de devanados ortogonales [17].

Para el análisis de muchos problemas de estabilidad de voltaje y estabilidad de frecuencia usando simulaciones en el dominio del tiempo, los periodos de estudio están en el rango de décimas de segundo hasta varios minutos. En muchas ocasiones, para estos períodos de tiempo de estudio largos, se simplifican los modelos para mejorar la eficiencia computacional en simulaciones dinámicas. En vez de simplificar el modelo despreciando procesos transitorios rápidos, es mejor usar técnicas de perturbaciones singulares para separar la dinámica rápida de la lenta y aproximar apropiadamente a los transitorios rápidos [16].

Una de las principales restricciones en la elección del modelo de la máquina síncrona es la disponibilidad de los parámetros. Los modelos descritos en las siguientes secciones son en general adecuados para estudios de estabilidad transitoria, en los que el sistema tiene desviaciones pequeñas de la frecuencia a 60Hz, debido a que reproducen correctamente el comportamiento dinámico de la máquina en este rango de frecuencias y a que los datos de estos modelos pueden ser obtenidos (aunque de manera indirecta) utilizando el procedimiento de prueba convencional o son proporcionados por el fabricante [1,16].

2.3.1 Generadores síncronos de polos salientes

Los generadores de polos salientes con rotores laminados están construidos generalmente con barras amortiguadoras de aleación de cobre localizadas en las caras polares. Dichas barras están conectadas frecuentemente con anillos continuos y así forman un circuito amortiguador tipo jaula de ardilla que es efectivo en ambos ejes, directo y de cuadratura. El circuito de amortiguamiento en cada eje puede ser representado efectivamente por un circuito, por lo que el modelo 2.1 mostrado en la Figura 2.2 es recomendado para la mayoría de los generadores de polos salientes. Este modelo está expresado en términos de los parámetros utilizados en el modelo de Park de la máquina. Los datos de placa proporcionados por los fabricantes están usualmente basados en la estructura del modelo 2.1 [1,16].

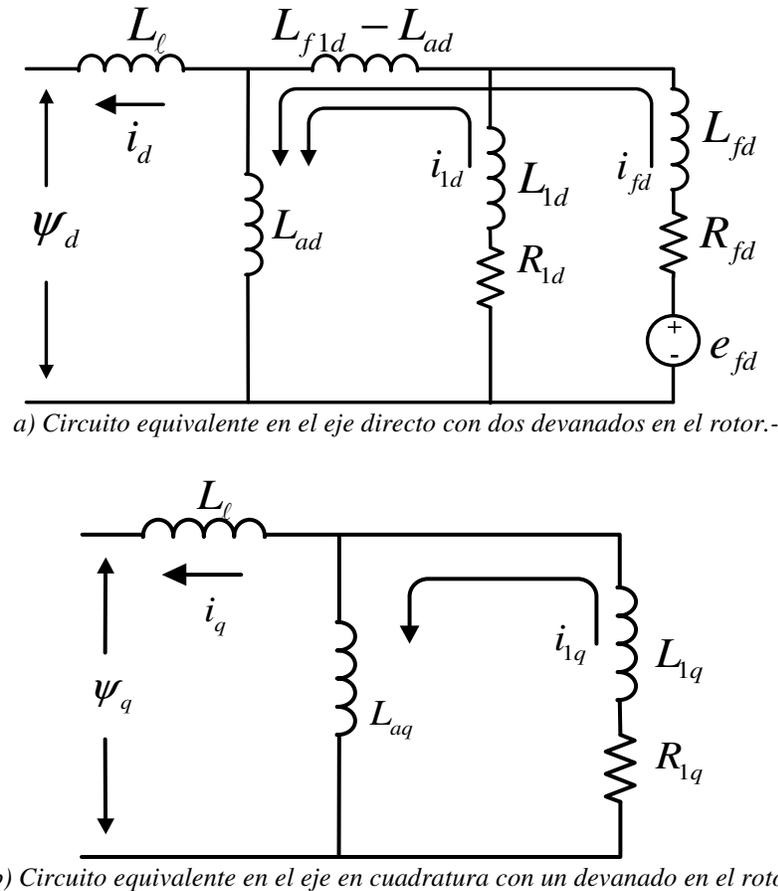


Figura 2.2 Estructura del circuito equivalente del modelo 2.1 en los ejes directo y en cuadratura para representar máquinas síncronas de polos salientes [3].

2.3.2 Generadores síncronos de polos lisos

En máquinas de polos lisos, las ranuras están presentes en una parte de la circunferencia para acomodar el devanado de campo. Las partes superiores de estas ranuras contienen cuñas para la retención mecánica de los devanados. Estas cuñas están hechas generalmente de un metal no magnético y pueden ser segmentadas o de longitud completa. En muchas construcciones, se coloca un anillo conductor bajo el anillo de retención del devanado de campo, con tiras que se extienden por debajo de los extremos de las cuñas que es usado para mejorar la conducción en esos puntos de conexión.

Los turbogeneradores con barras no conductoras debajo de las cuñas, y sin barras de amortiguamiento en la región de la cara polar, pueden ser adecuadamente representados por el modelo 2.2 (ver figura 2.3) [16].

En los circuitos equivalentes de las figuras 2.2 y 2.3 se utilizan letras “L” para denotar a las reactancias de la máquina. Esto se debe a que, en p.u., las inductancias y reactancias de la máquina son equivalentes.

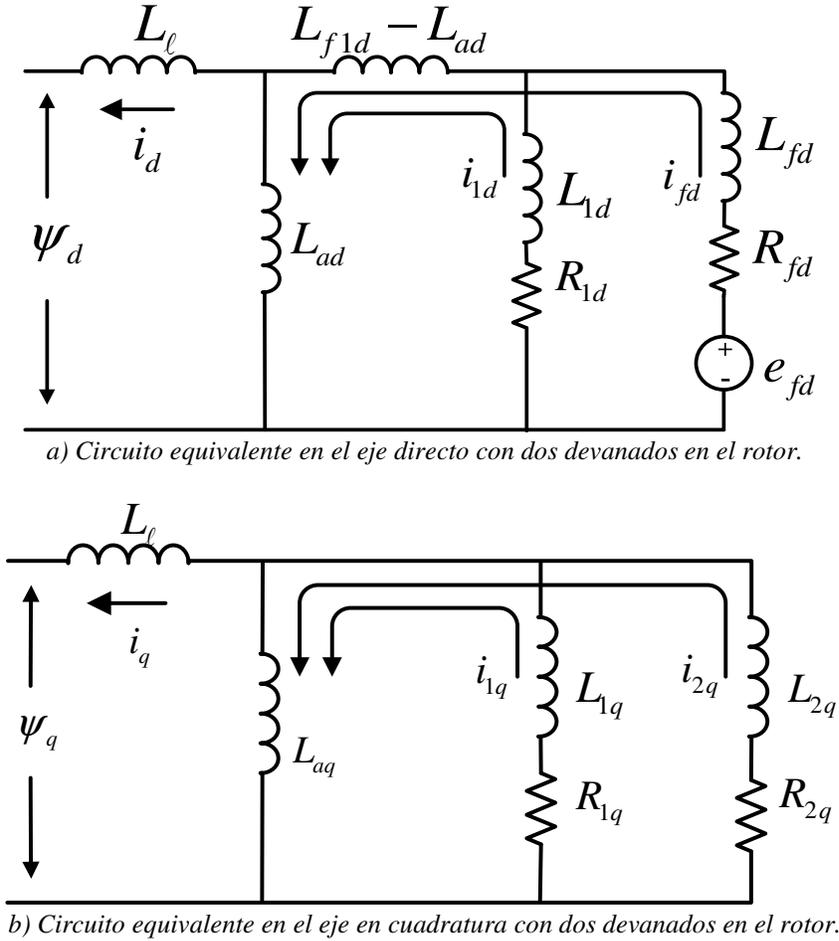


Figura 2.3 Estructura del circuito equivalente del modelo 2.2 en los ejes directo y en cuadratura para representar máquinas síncronas de polos lisos [3].

2.4 MODELO OPERACIONAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA

Un método conveniente para identificar las características eléctricas de la máquina está en términos de parámetros operacionales relacionando las cantidades en las terminales de la armadura y campo. Se puede observar de la figura 2.4, la relación entre los valores incrementados en las cantidades terminales pueden ser expresados en la forma operacional siguiente:

$$\Delta\psi_d(s) = G(s)\Delta e_{fd}(s) - L_d(s)\Delta i_d(s) \quad (2.1)$$

$$\Delta\psi_q(s) = -L_q(s)\Delta i_q(s) \quad (2.2)$$

Donde

$G(s)$ Es la función de transferencia del estator con respecto al campo.

$L_d(s)$ Es la inductancia operacional del eje d
 $L_q(s)$ Es la inductancia operacional del eje q .

En las ecuaciones anteriores, s es el conocido operador de Laplace y el prefijo Δ denota el incremento o la perturbación de los valores.

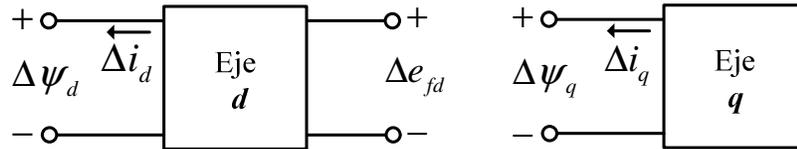


Figura 2.4: Redes de eje directo d y de cuadratura q para la identificación de parámetros.

Las ecuaciones 2.33 y 2.34 son confiables para cualquier número de circuitos de rotor. En efecto, R. H. Park en su reporte original expresó las ecuaciones de flujo del estator sin especificar el número de circuitos de rotor [5]. Con las ecuaciones en forma operacional, el rotor puede ser considerado como un sistema con parámetros distribuidos. Los parámetros operacionales pueden ser determinados ya sea mediante cálculos de diseño o más fácilmente de mediciones de respuesta a la frecuencia.

Cuando se considera un número finito de circuitos de rotor, los parámetros operacionales pueden ser expresados como una razón de polinomios en s . El orden de los polinomios del numerador y del denominador de $L_d(s)$ y $L_q(s)$ son igual al número de circuitos del rotor considerados en sus respectivos ejes, y $G(s)$ tiene el mismo denominador que $L_d(s)$, pero con el numerador menor en un orden que el denominador [3].

A continuación se desarrollarán las expresiones para los parámetros operacionales del modelo representado por los circuitos equivalentes de la figura 2.5. Esta estructura de modelo es generalmente considerada adecuada para estudios de estabilidad y es ampliamente utilizada en programas de estabilidad. Las características del rotor son representadas por el devanado de campo y un devanado de amortiguamiento en el eje d y dos devanados de amortiguamiento en el eje q . Las inductancias mutuas L_{f1d} y L_{ad} se consideran iguales; esto hace que todas las inductancias mutuas en el eje d sean iguales. En la próxima sección se considerará el efecto de no hacer esta simple consideración.

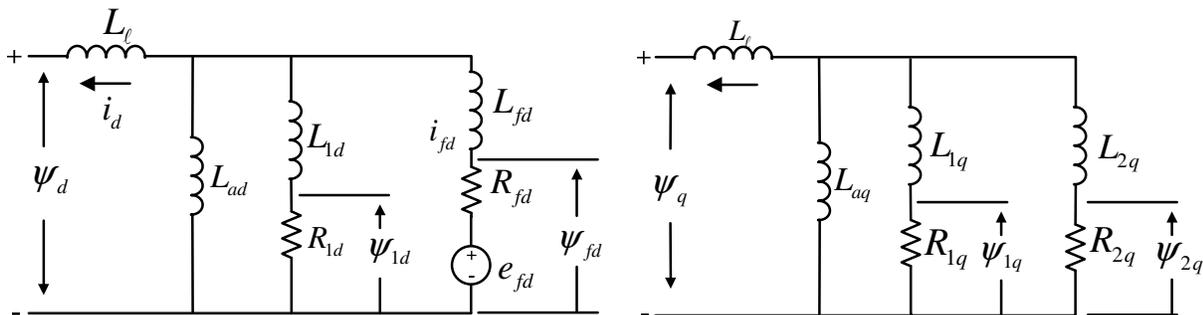


Figura 2.5 Estructura de modelo comúnmente utilizado.

Con inductancias mutuas iguales, las ecuaciones de la referencia [3] para los enlaces de flujo del eje d en la forma operacional son:

$$\psi_d(s) = -L_d i_d(s) + L_{ad} i_{fd}(s) + L_{ad} i_{1d}(s) \quad (2.3)$$

$$\psi_{fd}(s) = -L_{ad} i_d(s) + L_{ffd} i_{fd}(s) + L_{ad} i_{1d}(s) \quad (2.4)$$

$$\psi_{1d}(s) = -L_{ad} i_d(s) + L_{ad} i_{fd}(s) + L_{11d} i_{1d}(s) \quad (2.5)$$

La forma operacional de las ecuaciones para voltajes de rotor son [3]:

$$e_{fd}(s) = s\psi_{fd}(s) - \psi_{fd}(0) + R_{fd} i_{fd}(s) \quad (2.6)$$

$$0 = s\psi_{1d}(s) - \psi_{1d}(0) + R_{1d} i_{1d}(s) \quad (2.7)$$

Donde $\psi_d(0)$, $\psi_{fd}(0)$ y $\psi_{1d}(0)$ denotan valores iniciales de los enlaces de flujo. Es preferible expresar las ecuaciones anteriores en términos de valores incrementales en función de las condiciones de operación iniciales de manera tal que el valor inicial desaparezca; esto hace más conveniente la manipulación de las ecuaciones operacionales. Sustituyendo los enlaces de flujo en términos de la corriente, las ecuaciones de voltaje del rotor en forma incremental pueden expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \Delta e_{fd}(s) &= s\Delta\psi_{fd}(s) + R_{fd}\Delta i_{fd}(s) \\ &= -sL_{ad}\Delta i_d(s) + (R_{fd} + sL_{ffd})\Delta i_{fd}(s) + sL_{ad}\Delta i_{1d}(s) \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} 0 &= s\Delta\psi_{1d}(s) + R_{1d}\Delta i_{1d}(s) \\ &= -sL_{ad}\Delta i_d(s) + sL_{ad}\Delta i_{fd}(s) + (R_{1d} + sL_{11d})\Delta i_{1d}(s) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Nuestro objetivo, ahora, es expresar las ecuaciones del eje d en la forma de ecuación la 2.1 y esto puede ser realizado eliminando las corrientes de rotor en términos de las cantidades terminales e_{fd} e i_d . De acuerdo con esto, la solución de las ecuaciones 2.8 y 2.9 quedan de la siguiente manera:

$$\Delta i_{fd}(s) = \frac{1}{D(s)} \left[(R_{1d} + sL_{11d})\Delta e_{fd}(s) + sL_{ad}(R_{1d} + sL_{1d})\Delta i_d(s) \right] \quad (2.10)$$

$$\Delta i_{1d}(s) = \frac{1}{D(s)} \left[-sL_{ad}\Delta e_{fd}(s) + sL_{ad}(R_{fd} + sL_{fd})\Delta i_d(s) \right] \quad (2.11)$$

Donde:

$$D(s) = s^2(L_{11d}L_{ffd} - L_{ad}^2) + s(L_{11d}R_{fd} + L_{ffd}R_{1d}) + R_{1d}R_{fd} \quad (2.12)$$

Dado que:

$$L_d = L_{ad} + L_l$$

$$L_{ffd} = L_{ad} + L_{fd}$$

$$L_{11d} = L_{ad} + L_{1d}$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.10 y 2.11 en la forma incremental de la ecuación 2.3 entonces se obtiene la relación entre las cantidades del eje d en la forma deseada:

$$\Delta\psi_d(s) = G(s)\Delta e_{fd}(s) - L_d(s)\Delta i_d(s)$$

Las expresiones para la obtención de los parámetros operacionales del eje d están dadas por:

$$L_d(s) = L_d \frac{1 + (T_4 + T_5)s + T_4T_6s^2}{1 + (T_1 + T_2)s + T_1T_3s^2} \quad (2.13)$$

$$G(s) = G_0 \frac{(1 + sT_{kd})}{1 + (T_1 + T_2)s + T_1T_3s^2} \quad (2.14)$$

Donde:

$$\begin{aligned} G_0 &= \frac{L_{ad}}{R_{fd}} & T_{kd} &= \frac{L_{1d}}{R_{1d}} \\ T_1 &= \frac{L_{ad} + L_{fd}}{R_{fd}} & T_2 &= \frac{L_{ad} + L_{1d}}{R_{1d}} \\ T_3 &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \right) & T_4 &= \frac{1}{R_{fd}} \left(L_{fd} + \frac{L_{ad}L_l}{L_{ad} + L_l} \right) \\ T_5 &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_l}{L_{ad} + L_l} \right) & T_6 &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_{fd}L_l}{L_{ad}L_l + L_{ad}L_{fd} + L_{fd}L_l} \right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Las ecuaciones 2.13 y 2.14 pueden ser expresadas en forma factorizada como:

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + sT'_d)(1 + sT''_d)}{(1 + sT'_{d0})(1 + sT''_{d0})} \quad (2.16)$$

$$G(s) = G_0 \frac{(1 + sT_{kd})}{(1 + sT'_{d0})(1 + sT''_{d0})} \quad (2.17)$$

La expresión para la inductancia operacional del eje q puede ser escrita por inspección y reconociendo las similitudes entre los circuitos equivalentes de los ejes d y q . En forma factorizada, como sigue:

$$L_q(s) = L_q \frac{(1 + sT_q')(1 + sT_q'')}{(1 + sT_{q0}')(1 + sT_{q0}'')} \quad (2.18)$$

2.5 PARÁMETROS ESTÁNDAR DEL MODELO DINÁMICO DEL GENERADOR SÍNCRONO

En el estudio de los fenómenos transitorios en la máquina síncrona se ha dividido el tiempo de interés en tres diferentes períodos debido a que, después de que ocurre un disturbio, se inducen corrientes en los circuitos del rotor que no decaen al mismo tiempo. Estos periodos de tiempo son llamados: subtransitorio, transitorio y sostenido o permanente. La Fig. 2.6 muestra las corrientes de cortocircuito en el estator y su descomposición en diferentes componentes que decaen en períodos distintos de tiempo para un cortocircuito repentino aplicado a una máquina síncrona funcionando en vacío.

Las características de interés de la máquina síncrona son las reactancias efectivas vistas desde las terminales de la máquina asociadas con las corrientes de frecuencia fundamental en condiciones subtransitoria, transitoria y sostenida. Junto con estas inductancias, las correspondientes constantes de tiempo, las cuales determinan el grado de decaimiento de las corrientes, forman el conjunto de parámetros estándar utilizados para especificar las características eléctricas de la máquina. Estos parámetros estándar, como se verá posteriormente, pueden ser determinados de las expresiones para los parámetros operacionales: $L_d(s)$, $L_q(s)$, y $G(s)$ [3, 18].

Se ha convertido una en una práctica común analizar el comportamiento de las máquinas en términos del conjunto de parámetros estándar (reactancias y constantes de tiempo), diferente a los parámetros de Park (resistencias e inductancias). Estos son las reactancias en los estados permanente, transitorio y subtransitorio y sus constantes de tiempo asociadas. Algunas de las razones son [1, 16, 19, 21, 25, 26, 27]:

- Estandarizar la nomenclatura.
- Intentar eliminar algunos de los problemas de medición, permitiendo la determinación de parámetros a partir de un grupo de pruebas relativamente simples en el dominio del tiempo.
- Al cambiar el modelo, este queda expresado en un nuevo sistema en por unidad que se conoce como el sistema no-recíproco. Este sistema ofrece una ventaja adicional en la representación del sistema de excitación: una corriente de campo de 1.0 p.u. es requerida para producir un voltaje en terminales de 1.0 en condiciones de circuito abierto. Numéricamente, el sistema no recíproco es mucho más conveniente de usar y de visualizar, por lo que la mayoría de los programas computacionales utiliza este sistema por lo menos para el sistema de excitación [1, 3, 22].

El método convencional de determinación de parámetros solamente proporciona parámetros estándar [1], por lo que es necesario definir la relación entre conjunto de parámetros y los del modelo de enlaces de flujo e inductancias de Park. Esto se puede realizar utilizando los circuitos equivalentes de la máquina síncrona presentados en las figuras 2.2 y 2.3 [3].

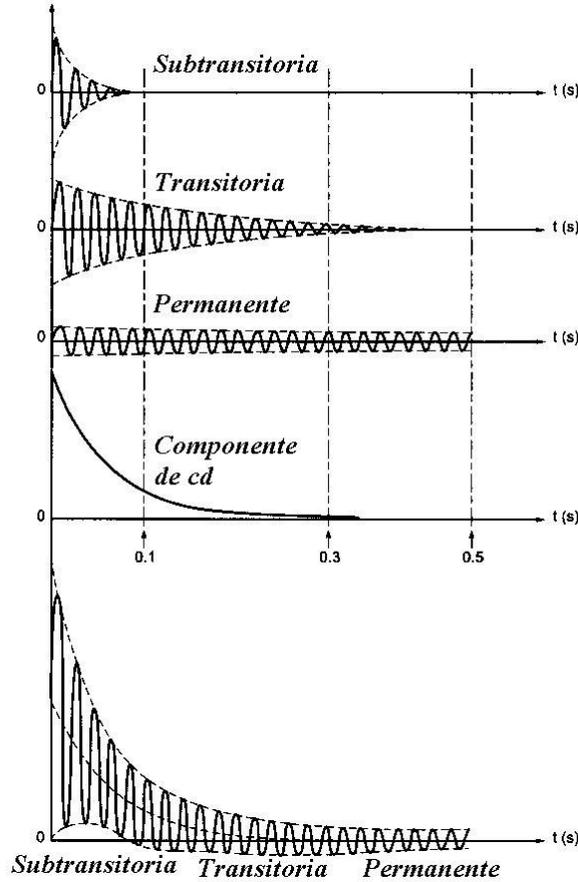


Figura 2.6: Componentes temporales de la corriente de cortocircuito de la máquina síncrona en vacío [18].

Las constantes de tiempo del modelo se consideran para dos casos principales: con las terminales de la máquina en cortocircuito, o con la máquina funcionando en vacío (y por lo tanto con corrientes de estator igual a cero). Las reactancias se definen siempre para cortocircuito. La definición de los parámetros estándar para los dos tipos de máquinas síncronas se define a continuación [16, 19, 20].

Las constantes de tiempo T'_{d0} , T''_{d0} , T'_d y T''_d son las cuatro principales constantes de tiempo del eje d de la máquina. Su relación con los parámetros fundamentales se puede determinar igualando los numeradores y denominadores respectivos de las ecuaciones 2.13 y 2.16. Entonces:

$$(1 + sT'_{d0})(1 + sT''_{d0}) = 1 + s(T_1 + T_2) + s^2(T_1T_3) \quad (2.19)$$

$$(1 + sT'_d)(1 + sT''_d) = 1 + s(T_4 + T_5) + s^2(T_4T_6) \quad (2.20)$$

Las expresiones para las cuatro constantes de tiempo pueden ser determinadas exactamente resolviendo las ecuaciones anteriores. Sin embargo, tales expresiones serían muy complejas. Expresiones más simples pueden desarrollarse haciendo algunas aproximaciones razonables.

2.5.1 Parámetros basados en definiciones clásicas

La solución de las ecuaciones 2.19 y 2.20 se simplifican considerablemente si se toma en cuenta que el valor de R_{1d} es mucho más grande que R_{fd} . Esto hace a T_2 y T_3 mucho más pequeños que T_1 , y que T_5 y T_6 sea mucho más pequeño que T_4 . De ahí que:

$$(1 + sT'_{d0})(1 + sT''_{d0}) = (1 + sT_1) + (1 + sT_3) \quad (2.21)$$

$$(1 + sT'_d)(1 + sT''_d) = (1 + sT_4) + (1 + sT_6) \quad (2.22)$$

Entonces se obtienen las siguientes relaciones aproximadas:

$$\begin{aligned} T'_{d0} &\approx T_1 \\ T''_{d0} &\approx T_3 \\ T'_d &\approx T_4 \\ T''_d &\approx T_6 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Las expresiones para T_1 a T_6 en términos de los parámetros fundamentales están dadas por la ecuación 2.15. Estas constantes de tiempo están en por unidad (radianes). Estas constantes de tiempo tienen que ser divididas por la frecuencia angular nominal ($\omega_0 = 2\pi f$) para ser convertidas a segundos. Para un sistema de 60 Hz, $\omega_0 = 376.991$ radianes por segundo.

Con las terminales del estator abierto ($\Delta i_d = 0$), de las ecuaciones 2.1 y 2.17, se tiene:

$$\Delta \psi_d(s) = G_0 \frac{1 + sT_{kd}}{(1 + sT'_{d0})(1 + sT''_{d0})} \Delta e_{fd} \quad (2.24)$$

Lo anterior indica que, para condiciones de circuito abierto, el flujo del estator de eje directo y el voltaje terminal responden a un cambio en el voltaje de campo con constantes de tiempo T'_{d0} y T''_{d0} . Puesto que R_{1d} es mucho más grande que R_{fd} , T''_{d0} es mucho más pequeña que T'_{d0} . Entonces T''_{d0} es asociada con el cambio inicial y es nombrada como *constante de tiempo subtransitoria* de circuito abierto de eje directo. La constante de tiempo T'_{d0} representa un cambio lento correspondiente a un período transitorio y es nombrada como *constante de tiempo transitoria* de circuito abierto de eje directo. Las constantes de tiempo T'_d y T''_d representan las constantes de tiempo transitoria y subtransitoria de corto circuito de eje directo, respectivamente.

Examinando ahora los valores efectivos de $L_d(s)$ bajo condiciones transitorias y subtransitorias de estado estacionario.

Bajo condiciones de estado estacionario, con $s = 0$ la ecuación 2.16 queda así:

$$L_d(0) = L_d \quad (2.25)$$

Esto representa la *inductancia síncrona* de eje directo.

Durante un transitorio rápido como s tienda a infinito, el valor limite de $L_d(s)$ está dado por:

$$\begin{aligned} L_d'' &= L_d(\infty) \\ &= L_d \left(\frac{T_d' T_d''}{T_{d0}' T_{d0}''} \right) \end{aligned} \quad (2.26)$$

Esta representa la inductancia efectiva $\Delta\Psi_d / \Delta i_d$ inmediatamente después de un cambio repentino y es llamada *inductancia subtransitoria* de eje directo.

En la ausencia del devanado amortiguador, el valor límite de la inductancia es:

$$\begin{aligned} L_d' &= L_d(\infty) \\ &= L_d \left(\frac{T_d'}{T_{d0}'} \right) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Esta es nombrada como *inductancia transitoria* de eje directo.

Sustituyendo de las expresiones de las constantes de tiempo de las ecuaciones 2.15 y 2.23 en ecuaciones 2.26 y 2.27 da las siguientes expresiones alternativas para L_d'' y L_d' en términos de las inductancias de dispersión y mutuas.

$$L_d'' = L_l + \frac{L_{ad} L_{fd} L_{1d}}{L_{ad} L_{fd} + L_{ad} L_{1d} + L_{fd} L_{1d}} \quad (2.28)$$

Y

$$L_d' = L_l + \frac{L_{ad} L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \quad (2.29)$$

Las expresiones anteriores para las inductancias subtransitoria y transitoria pueden también ser encontradas bajo principio de enlaces de flujo constante, el cual manifiesta que el flujo que enlaza un circuito inductivo con una resistencia finita la fem que no puede cambiar instantáneamente. Después de un disturbio, los enlaces de flujo del rotor no cambian instantáneamente. Para condiciones inmediatas después del disturbio, el circuito equivalente

de la figura 3.17 de [3], con el incremento de los enlaces de flujo del rotor ($\Delta\Psi_{fd}, \Delta\Psi_{1d}$) se ajustan a cero, esto permite reducir el circuito equivalente de la siguiente manera (figura 2.7):

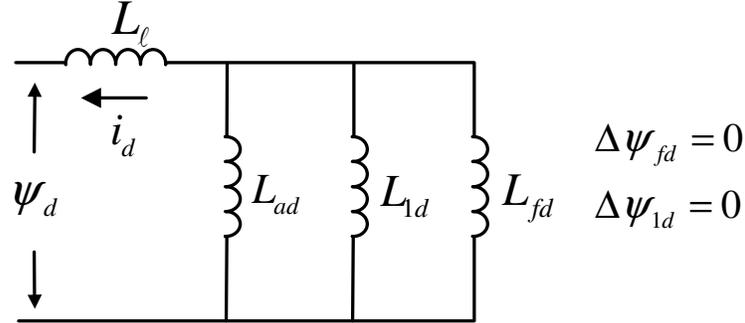


Figura 2.7 Circuito equivalente para incrementos de valores inmediatos siguiendo un disturbio.

De la figura 2.7, la inductancia efectiva $\Delta\Psi_d/\Delta i_d$ representa L_d'' que es la misma que se observa en la ecuación 2.28. Con el devanado de amortiguamiento ausente ($L_{1d} = \infty$), la inductancia efectiva corresponde a L_d' dada por la ecuación 2.29.

Las expresiones para los parámetros del eje q pueden ser fácilmente escritas observando la similitud en la estructura de los circuitos equivalentes de los ejes d y q . Entonces, las constantes de tiempo transitoria y subtransitoria de circuito abierto del eje q están dadas por:

$$T_{q0}' = \frac{L_{aq} + L_{1q}}{R_{1q}} \quad (2.30)$$

$$T_{q0}'' = \frac{1}{R_{2q}} \left(L_{2q} + \frac{L_{aq} L_{1q}}{L_{aq} + L_{1q}} \right) \quad (2.31)$$

Y las inductancias subtransitoria y transitoria son las siguientes:

$$L_q'' = L_l + \frac{L_{aq} L_{1q} L_{2q}}{L_{aq} L_{1q} + L_{aq} L_{2q} + L_{1q} L_{2q}} \quad (2.32)$$

$$L_q' = L_l + \frac{L_{aq} L_{1q}}{L_{aq} + L_{1q}} \quad (2.33)$$

La inductancia síncrona del eje q es dada por el valor de estado estacionario de $L_q(s)$, la cual es igual a L_q .

Las expresiones encontradas anteriormente para los parámetros estándar de la máquina están basadas en las consideraciones que durante el período subtransitorio $R_{fd} = R_{1q} = 0$ y que

durante el periodo transitorio $R_{1d} = R_{2q} = \infty$. Estas consideraciones han sido utilizadas en la teoría clásica de máquinas síncronas [23]. Sin embargo, en años recientes ha existido una inquietud por los considerables errores que podrían ocurrir entre los valores de parámetros calculados usando las consideraciones anteriores y aquellos encontrados de pruebas experimentales tal como se describen en el IEEE estándar 115 [1, 3, 28,29].

2.5.2. Expresiones exactas para parámetros estándar.

Los valores exactos de T'_{d0} y T''_{d0} están dados por los polos de $L_d(s)$ y aquellos de T'_d y T''_d por los ceros de $L_d(s)$. En otras palabras, se necesita usar las soluciones exactas de las ecuaciones 4.19 y 4.20. De la ecuación 2.19, los polos de $L_d(s)$ están dados por:

$$s^2 + \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_3} s + \frac{1}{T_1 T_3} = 0 \quad (2.34)$$

Sin embargo, el manejo de las expresiones exactas para los polos de $L_d(s)$ son complejas y difíciles de manejar. Las expresiones pueden ser simplificadas considerablemente sin tanta pérdida de precisión, sí se comprende que $4T_1 T_3$ es mucho menor que $(T_1 + T_2)^2$. Con esta simplificación, las raíces de la ecuación 2.34 se reduce a:

$$s_1 = -\frac{1}{T_1 + T_2}$$

$$s_2 = -\frac{T_1 + T_2}{T_1 T_3}$$

Las constantes de tiempo de circuito abierto son igual a los negativos de los recíprocos de las raíces [3].

$$T'_{d0} = T_1 + T_2 \quad (2.35)$$

$$T''_{d0} = \frac{T_1 T_3}{T_1 + T_2} \quad (2.36)$$

Análogamente, resolviendo para las raíces del numerador de $L_d(s)$. Se tiene:

$$T'_d = T_4 + T_5 \quad (2.37)$$

$$T''_d = \frac{T_4 T_6}{T_4 + T_5} \quad (2.38)$$

Las inductancias transitorias y subtransitoria se obtienen sustituyendo las constantes de tiempo anteriores en las ecuaciones 2.26 y 2.27, como se muestra a continuación:

$$L'_d = L_d \frac{T_4 + T_5}{T_1 + T_2} \quad (2.39)$$

$$L''_d = L_d \frac{T_4 T_6}{T_1 T_3} \quad (2.40)$$

Las expresiones de precisión y aproximación (clásica) para los parámetros estándar se resumen en la Tabla 2.1. Estas expresiones aplican a un modelo de máquina síncrona representado por el circuito equivalente de la figura 2.5 la cual considera dos circuitos de rotor en cada eje con inductancias mutuas iguales.

Debe notarse que la mayoría de programas de estabilidad asumen que los datos de entrada en términos de parámetros transitorios y subtransitorios están basados en la consideración de simplificar la teoría clásica. Sin embargo, los datos proporcionados por algunos fabricantes de generadores y aquellos obtenidos por el procedimiento de pruebas estándar corresponden a los valores exactos de estos parámetros.

Tabla 2.1: Expresiones para parámetros estándar de máquinas síncronas.

Parámetro	Expresión Clásica	Expresión Exacta
T'_{d0}	T_1	$T_1 + T_2$
T'_d	T_4	$T_4 + T_5$
T''_{d0}	T_3	$T_3[T_1 / (T_1 + T_2)]$
T''_d	T_6	$T_6[T_4 / (T_4 + T_5)]$
L'_d	$L_d(T_4 / T_1)$	$L_d(T_4 + T_5) / (T_1 + T_2)$
L''_d	$L_d(T_4 T_6 / T_1 T_3)$	$L_d(T_4 T_6 / T_1 T_3)$

Con:

$T_1 = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{R_{fd}}$	$T_2 = \frac{L_{ad} + L_{ld}}{R_{ld}}$
$T_3 = \frac{1}{R_{ld}} \left(L_{ld} + \frac{L_{ad} L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \right)$	$T_4 = \frac{1}{R_{fd}} \left(L_{fd} + \frac{L_{ad} L_l}{L_{ad} + L_l} \right)$
$T_5 = \frac{1}{R_{ld}} \left(L_{ld} + \frac{L_{ad} L_l}{L_{ad} + L_l} \right)$	$T_6 = \frac{1}{R_{ld}} \left(L_{ld} + \frac{L_{ad} L_l L_{fd}}{L_{ad} L_l + L_{ad} L_{fd} + L_{fd} L_l} \right)$

Notas:

1. Expresiones similares aplican para los parámetros del eje q .
2. Todos los parámetros están en por unidad.

3. Las constantes de tiempo en segundos fueron obtenidas dividiendo los valores en por unidad dados en la tabla por $\omega_0 = 2\pi f$.
4. Todas las inductancias mutuas se consideran iguales en el eje d .

2.5.3 Parámetros incluyendo efectos mutuos desiguales.

En las expresiones obtenidas para los parámetros estándar anteriores, se asumió que todas las inductancias mutuas en el eje d son iguales. El sistema por unidad recíproco hace que las inductancias mutuas entre la armadura y el campo y entre la armadura y el devanado de amortiguamiento sean iguales. La inductancia mutua entre el campo y el devanado de amortiguamiento, sin embargo, estas inductancias mutuas, podrían ser diferentes.

Aunque la consideración de que todas las inductancias mutuas del eje d sean iguales, da buenos resultados en cálculos de cantidades de armadura, esto podría llevar a errores significativos en cálculos de corrientes de campo durante condiciones transitorias [3, 30].

El circuito equivalente del eje d incluyendo efectos mutuos desiguales y los varios enlaces flujos mutuos y de dispersión involucrados se muestra en la figura 2.8.

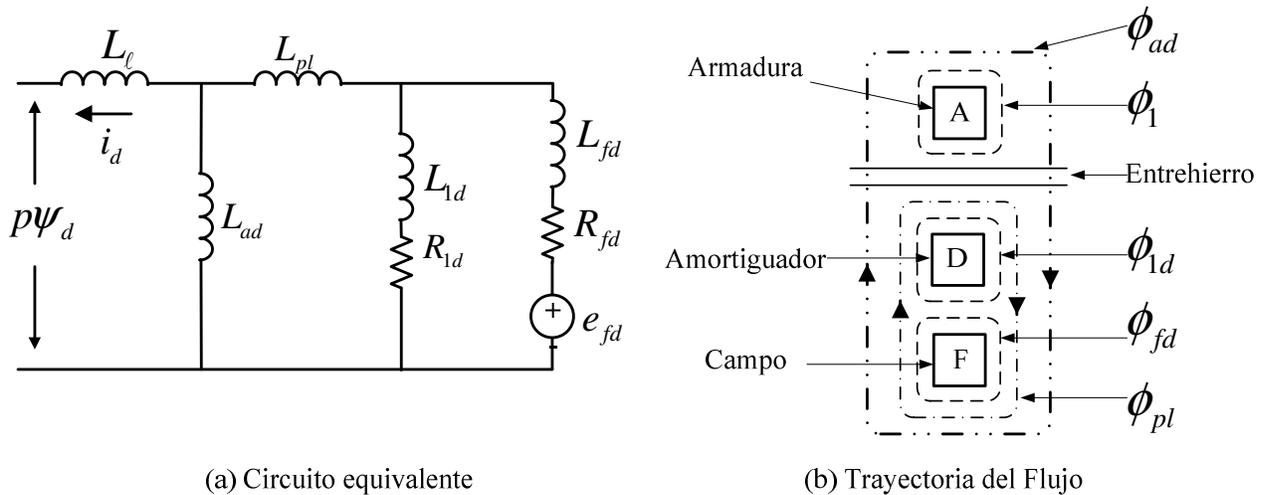


Figura 2.8 Efectos mutuos desiguales en el eje d .

La inductancia serie, $L_{pl} = L_{f1d} - L_{ad}$ corresponde al flujo periférico (ϕ_{pl}) el cual enlaza el campo y el devanado amortiguador, pero no la armadura.

Asumiendo que $R_{fd} = 0$ durante el periodo subtransitorio y que $R_{1d} = \infty$ durante el periodo subtransitorio, Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, las expresiones para los parámetros estándar pueden ser escritas por inspección del circuito equivalente como sigue:

$$\begin{aligned}
 L_d &= L_{ad} + L_l \\
 L'_d &= L_l + \frac{1}{\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_{fd} + L_{pl}}} = L_l + \frac{L_{ad}(L_{fd} + L_{pl})}{L_{ad} + L_{fd} + L_{pl}} \\
 L''_d &= L_l + \frac{L_{ad}L_{fd}L_{1d} + L_{ad}L_{1d}L_{pl} + L_{ad}L_{fd}L_{pl}}{L_{ad}L_{fd} + L_{ad}L_{1d} + L_{fd}L_{1d} + L_{1d}L_{pl} + L_{fd}L_{pl}} \\
 T'_{d0} &= \frac{L_{ad} + L_{fd} + L_{pl}}{R_{fd}} \\
 T''_{d0} &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{fd}(L_{ad} + L_{pl})}{L_{pl} + L_{fd} + L_{ad}} \right) \\
 T'_d &= \frac{1}{R_{fd}} \left(L_{fd} + L_{pl} + \frac{L_{ad}L_l}{L_{ad} + L_l} \right) \\
 T''_d &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_{pl}L_{fd} + L_lL_{fd}L_{ad} + L_lL_{fd}L_{pl}}{L_{fd}L_{ad} + L_{fd}L_l + L_{pl}L_{ad} + L_{pl}L_l + L_{ad}L_l} \right)
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

Las expresiones anteriores están basadas en las aproximaciones asociadas con la definición clásica de los parámetros. Las expresiones exactas aplicables para un modelo más complejo consistente de estos circuitos de rotor en cada eje e inductancias mutuas desiguales en el eje d están dadas en la referencia [10].

2.5.4 Parámetros para máquinas de polos salientes.

En la discusión de parámetros estándar hasta ahora, se tiene considerado un modelo con dos circuitos de rotor en cada eje. Esto es aplicable a una máquina de rotor cilíndrico. Sin embargo, para una máquina laminada de polos salientes, el devanado amortiguador es el único circuito de rotor en el eje q ; por lo tanto, solo un circuito de rotor es aplicable en el eje q (denotado por el sufijo $1q$). Los parámetros de este circuito de rotor son tales que representan los efectos subtransitorios decayendo rápidamente. El segundo circuito del rotor (denotado por el sufijo $2q$) es ignorado y no hace ninguna diferencia entre las condiciones transitorias y síncrona (en estado estable). Ahora, las expresiones para los parámetros en el eje q de una máquina de polos salientes son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 L_q &= L_l + L_{aq} \\
 L''_q &= L_l + \frac{L_{aq}L_{1q}}{L_{aq} + L_{1q}} \\
 T''_{q0} &= \frac{L_{aq} + L_{1q}}{R_{1q}}
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

Los parámetros transitorios L'_q y T'_{q0} no se aplican para este caso.

En el eje directo, es adecuado considerar dos circuitos de rotor (campo y amortiguamiento) y las expresiones previamente encontradas son aplicables para máquinas de polos salientes.

Reactancias.

En el sistema por unidad, las reactancias subtransitoria, transitoria y síncrona son iguales a las inductancias correspondientes. La práctica común es identificar los parámetros de las máquinas síncronas en términos de las reactancias en lugar de las inductancias.

2.5.5 Valores típicos de parámetros estándar.

La tabla 2.2 da rangos dentro de los cuales normalmente caen los parámetros del generador. De las expresiones para parámetros de la máquina resumidos en la tabla 2.1 y resulta fácil observar que:

$$X_d \geq X_q > X'_q \geq X''_d > X''_q \geq X''_d \quad (2.43)$$

$$T'_{d0} > T'_d > T''_{d0} > T''_d > T_{kd} \quad (2.44)$$

$$T'_{q0} > T'_q > T''_{q0} > T''_q \quad (2.45)$$

Tabla 2.2 Valores Típicos de Parámetros estándar [3]

Parámetro		Unidades Hidráulicas	Unidades Térmicas
Reactancia Síncrona	X_d	0.6 – 1.5	1.0 – 2.3
	X_q	0.4 – 1.0	1.0 – 2.3
Reactancia Transitoria	X'_d	0.2 – 0.5	0.15 – 0.4
	X'_q	-	0.3 – 1.0
Reactancia Subtransitoria	X''_d	0.15 – 0.35	0.12 – 0.25
	X''_q	0.2 – 0.45	0.12 – 0.25
Constante de Tiempo Transitoria a Circuito Abierto	T'_{d0}	1.5 -9.0 s	3.0 – 10.0 s
	T'_{q0}	-	0.5 2.0 s
Constante de Tiempo Subtransitoria a Circuito Abierto	T''_{d0}	0.01 – 0.05 s	0.02 – 0.05 s
	T''_{q0}	0.01 – 0.09 s	0.02 – 0.05 s
Inductancia de Dispersión del Estator	X_l	0.1 – 0.2	0.1 – 0.2
Resistencia del estator	R_a	0.002 – 0.02	0.0015 – 0.005

Notas.

1. Los valores de las reactancias están dadas en por unidad con los valores del estator tomados como base igual a los valores nominales de la máquina.
2. Las constantes de tiempo están en segundos.

2.6 CARACTERÍSTICAS DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA

Es de interés examinar las características de los parámetros operacionales y relacionarlos con los parámetros estándar. Cuyas características proporcionan una visión útil de las características dinámicas de la máquina y pueden ser dibujadas fácilmente usando una aproximación asintótica [3].

Con el efecto del rotor representado por dos circuitos en el eje d , $L_d(s)$ y $G(s)$ están representadas por las ecuaciones 2.16 y 2.17 respectivamente. La figura 2.9 muestra la magnitud de $L_d(s)$ como una función de la frecuencia. Las constantes de tiempo transitorias y subtransitorias y las inductancias han sido utilizadas para identificar los puntos de la rodilla para la aproximación asintótica. La forma general de la característica de la respuesta a la frecuencia, es aplicable a cualquier máquina síncrona [3].

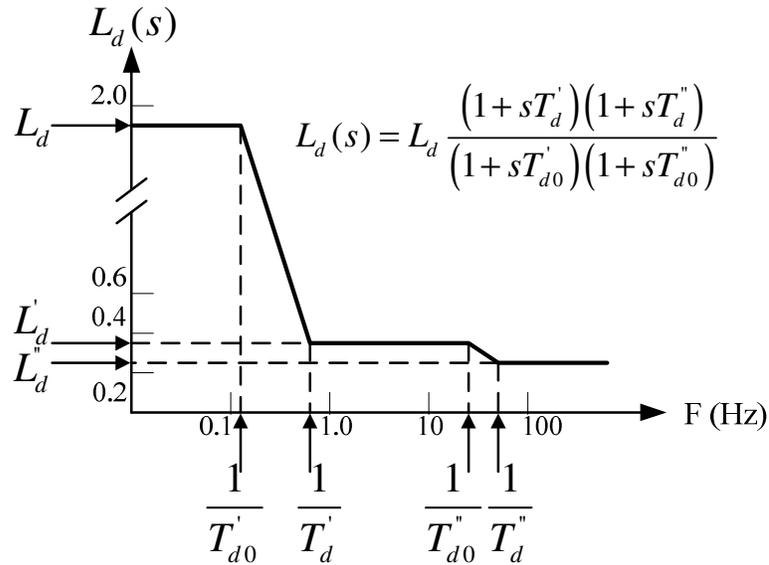


Figura 2.9 Variación de la magnitud de $L_d(s)$ [3].

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

CAPÍTULO 3:

METODOLOGÍA DE PRUEBA PARA LA DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA MÁQUINA SÍNCRONA MEDIANTE LA TÉCNICA DE RESPUESTA A LA FRECUENCIA

3.1 INTRODUCCIÓN

Existen muchas razones para aplicar la prueba convencional de corto circuito. Una de estas razones es que es necesario tomar en cuenta estos efectos para el diseño mecánico y eléctrico de la máquina síncrona, este diseño solo es adecuado para soportar el esfuerzo mecánico debido a las corrientes de corto circuito por un tiempo breve, si este tiempo es mayor de lo normal el estator tiene un esfuerzo mayor durante la duración de las corrientes de falla, poniendo en riesgo la máquina. Un segundo motivo e igual de importante es la facilidad que ofrece esta técnica para determinar varias de las características de las máquinas síncronas tales como reactancias en estados subtransitorios y transitorios y sus respectivas constantes de tiempo. Tales características permiten predecir el comportamiento dinámico bajo transitorios o condiciones de carga. No obstante el aplicar estas pruebas reiteradamente, podrían llegar a causar eventualmente ciertos daños en la máquina.

Dos reactancias: transitoria y subtransitoria de eje directo, y sus dos correspondientes constantes de tiempo se han determinado históricamente a partir de la prueba de cortocircuito súbito. El modelo de la máquina síncrona para estudios de estabilidad y otros relacionados está representado por dos circuitos de rotor en eje directo. Se asume que el circuito equivalente de cuadratura es similar en estructura, excepto que el devanado de campo es sustituido por un segundo (equivalente) circuito de amortiguamiento representando las barras de amortiguamiento o las cuñas en las ranuras.

Una alternativa existente para determinar los parámetros evitando los inconvenientes de la prueba de cortocircuito súbito, son los procedimientos que se llaman Pruebas de Respuesta a la Frecuencia con la Máquina Parada (SSFR Standstill Frequency Response). Generalmente se habla de parámetros de estabilidad que son obtenidos de pruebas de comportamiento de respuesta a la frecuencia con la máquina preferente parada. Tales respuestas describen la razón

de cambio de varias cantidades del estator y el campo sobre un rango de excitación senoidal de bajas frecuencias hasta varias veces la frecuencia nominal [1,10]

3.1.1 Ventajas de los procedimientos SSFR

Una ventaja de mucho interés que tiene la prueba de SSFR que puede ser aceptada como alternativa para la prueba de cortocircuito es la identificación de la posible respuesta del campo.

Otra ventaja específica de los métodos de respuesta a la frecuencia es que se pueden realizar con un bajo costo en la fabrica o en el sitio donde van a ser instalados los generadores síncronos. Esta prueba ofrece bajo riesgo para la vida de la máquina, y es posible obtener datos en ambos ejes directo y cuadratura, con pequeños cambios en la estructura de la prueba, y sin necesidad pruebas con altos voltajes.

En general parece lógico que las técnicas en el dominio de la frecuencia puedan describir el comportamiento dinámico de los modelos de la máquina, algunas veces es preferible utilizar técnicas en el dominio del tiempo o pruebas de respuesta al escalón. La primera técnica es inherente a la mayoría de las formas de decremento de corriente de prueba y se identifican las dos constantes de tiempo y dos inductancias límite de decremento en modelos de segundo orden. Sin embargo para modelos de alto orden (mayores que segundo orden) es posible aplicar esta técnica. Se recomienda para la prueba tres décadas que están comprendidas entre 0.01Hz y por encima de 100Hz [1].

3.1.2 Definición de los parámetros operacionales para los ejes directos y de cuadratura.

A continuación se describen los conceptos operacionales de la dinámica de la máquina síncrona. Estos conceptos describen la respuesta eléctrica de la máquina síncrona sometida a pequeños disturbios. Tales perturbaciones del estator y rotor alrededor de un punto de equilibrio se describen básicamente con una función de transferencia en los ejes directo y de cuadratura de la máquina.

A continuación se mencionan las ecuaciones operacionales de la máquina síncrona (ecuaciones 3.1). Estas ecuaciones describen la respuesta de la máquina ante pequeñas perturbaciones, donde las perturbaciones del estator y rotor son cercanas al punto de operación [1, 29].

$$\begin{aligned}\Delta\psi_d(s) &= G(s)\Delta e_{fd}(s) - L_d(s)\Delta i_d(s) \\ \Delta\psi_q(s) &= -L_q(s)\Delta i_q(s)\end{aligned}\tag{3.1}$$

Donde:

- | | |
|---------------------|--|
| ψ_d y ψ_q | Son los enlaces de flujo de eje directo y cuadratura en el estator. |
| i_d e i_q | Son las respectivas corrientes del estator en un punto de operación. |

- e_{fd} Es el voltaje de campo de la máquina en un punto de operación dado.
 Δ Es una perturbación pequeña alrededor del punto de operación.

A estas ecuaciones se puede aplicar el concepto de redes de dos puertos para el eje directo. Y un puerto para el eje de cuadratura. En la figura 2.4 (capítulo anterior) se muestra la representación a diagrama de bloques de las ecuaciones 2.1 y 2.2. Note que en el segundo puerto tiene una respuesta completa para el eje de cuadratura pero esto lo hace inaccesible.

Las definiciones que se muestran abajo son unas de las principales que tienen los analistas para describir la respuesta de la máquina. Teniendo en claro que el operador s es una cantidad compleja, donde $s = j\omega = 2\pi f$ rad/s [1, 2, 3, 33, 34]

- $L_d(s)$ Inductancia operacional en términos de transformada de Laplace de los enlaces de flujo en la armadura en eje directo con respecto a la transformada de Laplace de la corriente en eje directo, con el devanado de campo en corto circuito.
 $L_q(s)$ Inductancia operacional en términos de transformada de Laplace de los enlaces de flujo de la armadura con respecto a la transformada de Laplace de la corriente en eje de cuadratura.
 $G(s)$ Es una función de transferencia de la armadura con respecto al campo. Esta es la razón de la transformada de Laplace de los enlaces del flujo en eje directo de la armadura con respecto a la transformada de Laplace del voltaje de campo. Con la armadura en circuito abierto. Para el eje q el procedimiento es similar.

Una manera alterna de describir la función de transferencia entre la armadura y el campo. $sG(s)$ Es la relación en eje directo, de la corriente del estator en dominio de Laplace con respecto a la transformada de Laplace de la corriente de campo. Con el devanado de campo en cortocircuito [1].

Otra función de transferencia que suele ser útil es.

$Z_{af0}(s)$ Esta es una relación de la transformada de Laplace del voltaje de campo de eje directo con respecto a la corriente de estator, con el circuito de devanado de campo abierto.

3.2 CONDICIONES DE PRUEBA PARA PRUEBAS DE SSFR E INSTRUMENTOS REQUERIDOS

3.2.1 Condiciones de la máquina para la prueba de respuesta a la frecuencia para turbina generador

La máquina deberá estar desconectada de engranes y aislada eléctricamente. El transformador deberá ser desconectado de las terminales de la armadura y los devanados de armadura conectados a tierra deberán ser removidas. También todas las conexiones del campo deberán ser removidas.

Es importante mantener constante la temperatura de los devanados de armadura durante la medición, sabiendo que la resistencia de armadura es muy sensible en los puntos de prueba de baja de frecuencia. Para este fin la máquina debe tener una temperatura tan cercana a la ambiente como sea posible, al existir un cambio en la temperatura se debe parar la prueba. Es necesario colocar el rotor de la máquina a la posición indicada tanto en eje directo como de cuadratura antes de la prueba, para este fin se puede utilizar un gato hidráulico e inclusive un grúa viajera par el caso de máquinas grandes, para máquinas pequeñas se puede utilizar una palanca acoplada a la flecha.

3.2.2 Instrumentación y conexiones

Las mediciones de respuesta a la frecuencia se realizan convencionalmente con un analizador de espectros de baja frecuencia de doble canal, Este tipo de instrumento deberá ser capaz de medir la magnitud y el ángulo de fase de dos señales y extraer únicamente la componente fundamental de la forma de onda distorsionada. Las especificaciones básicas del analizador deben de contar con un rango de medición de 0.001 Hz a 1 kHz, la resolución deberá de estar por debajo 0.1 grado y una entrada diferencial capaz de medir voltajes superiores a los 100 V [1].

3.2.3 Estructura típicas de las pruebas

Las relaciones entre las cantidades medidas y las variables deseadas son conocidas en la figuras 3.1 a 3.4. Un oscilador es una parte integral de la prueba otro componente importante es el analizador, las señales que entran a este instrumento son a través de un amplificador de potencia [1], para nuestro caso en lugar de estos dos instrumentos se utiliza una fuente de potencia de frecuencia variable utilizada para probar relevadores marca Dobbie® F2250. Es necesario tener presente que la medida del error de las funciones de transferencia no debe exceder del uno por ciento en cada rango de frecuencia

El amplificador de potencia debe crear señales fácilmente medibles para las corrientes y voltajes de armadura y campo. Por ejemplo las señales que se requieren para una máquina con un rango 500 a 900 MW son del orden de los 40 A rms y 15V. Las corrientes de prueba deben ser lo suficientemente pequeñas para evitar cambios de temperatura en la armadura, campo o de los circuitos de amortiguamiento durante la prueba, los voltajes en la terminales de los devanados de la armadura o el campo no deberán de exceder los valores nominales. De manera general la corriente de prueba no deberá exceder de un medio del 1% de la corriente nominal de armadura (estator) [1].

Algunas precauciones comunes se deberán seguir; se debe evitar sobrecargar las entradas y salidas de los instrumentos de medición. La impedancia medida en las terminales de armadura es muy pequeña en bajas frecuencias. Tiene un valor a dos veces el valor resistencia de armadura por fase. La impedancia máxima medible será aproximadamente $2(R_2 + j\omega L_2)$ donde R_2 y L_2 son la resistencia e inductancia de secuencia negativa y ω es la frecuencia angular más alta usada durante la prueba, tanto el instrumento de medición como el amplificador de potencia deben ser adecuados para medir estos rangos de impedancia.

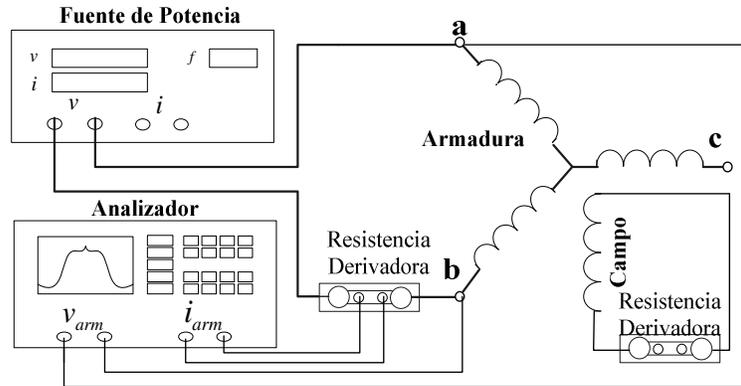


Figura 3.1 Medición de $Z_d(s)$.

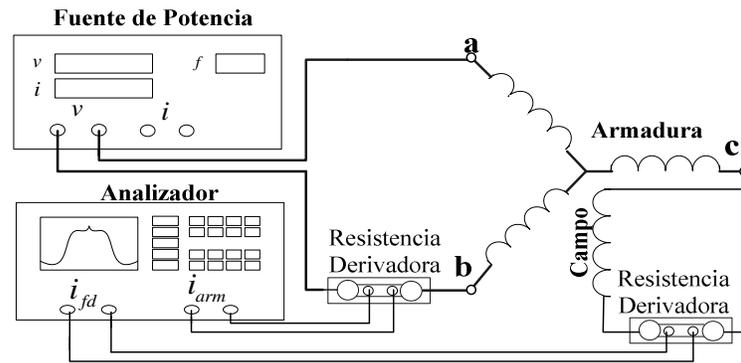


Figura 3.2 Medición de $\Delta i_{fd} / \Delta i_{arm}$.

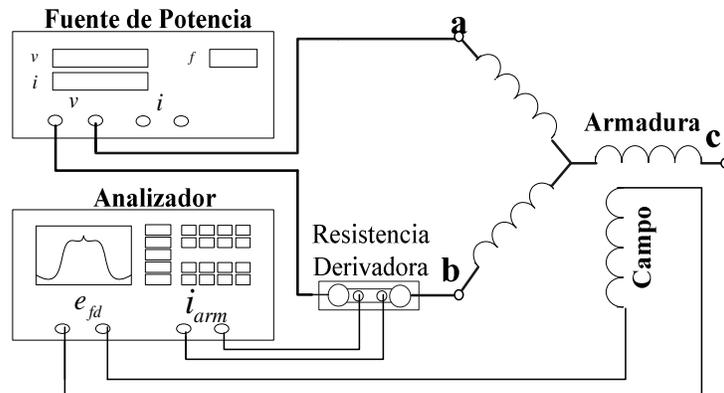


Figura 3.3 Medición de $\Delta e_{fd} / \Delta i_{arm}$.

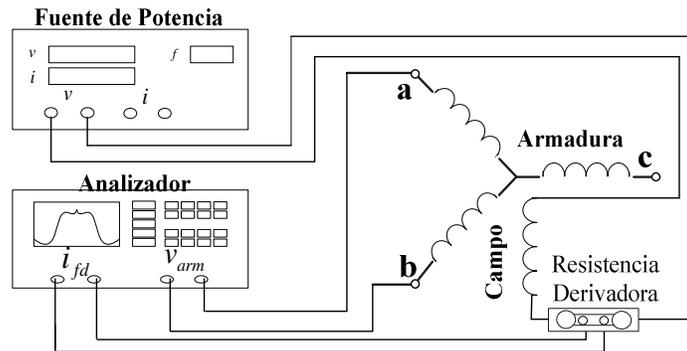


Figura 3.4 Medición de $\Delta v_{arm} / \Delta i_{fd}$.

3.2.4 Exactitud de las mediciones

Reducir o eliminar el efecto de la resistencia de contactos es muy importante para la precisión en las mediciones, particularmente en los devanados de la armadura. La medición de las corrientes de armadura en la resistencia de medición, el conductor debe de estar directamente conectado a la barra de la fase aislada, tan cerca del generador como sea posible, se debe usar grasa conductora para mejorar el contacto. Es preferible utilizar instrumentos de medición con entradas diferenciales para hacer las mediciones [1].

Las mediciones de la corriente es a través de la resistencia de medición usada para facilitar la medición de la corriente en el devanado de armadura y corriente inducida en el campo, los valores de las resistencias de medición deben coincidir con el máximo y mínimo de las corrientes que parecen en los respectivos devanados, cuando se usa el esquema de prueba las corrientes que se inducen en el campo no deben exceder de:

$$\sqrt{3}i_s (I_{fd}(base) / i_a(base)) \quad (3.1)$$

Donde:

- | | |
|----------------|--|
| $I_{fd}(base)$ | Es la corriente en el campo requerida para obtener el voltaje nominal de armadura en la línea del entrehierro. |
| i_s | Es valor pico más grande de la corriente de armadura utilizando en la prueba. |
| $i_a(base)$ | Es valor pico de la corriente nominal de armadura. |

Todas las corrientes están expresadas en amperes.

La resistencia de medición del devanado de campo no deberá rebasar la resistencia total en cd del circuito significativamente más grande de la resistencia de campo operando a temperatura nominal.

3.2.5 Precauciones y materiales auxiliares relacionados con la seguridad de la máquina

Se debe reconocer que durante la prueba de respuesta a la frecuencia la capacidad térmica del generador se ve reducida con respecto a la capacidad nominal. Por lo tanto, los niveles de voltaje y corriente se deben mantener lo más bajo posible para evitar un posible daño en otros componentes del rotor o estator. Esto es posible mediante la limitación de los niveles de salida de la fuente de potencia a los niveles de la capacidad del generador con el rotor parado. Se debe consultar al fabricante para consultar estos límites.

3.2.6 Parámetros medibles disponibles durante la prueba con el rotor en reposo.

Las cinco cantidades operacionales siguientes son usadas en el desarrollo de las funciones de transferencia o equivalentes de modelos de la máquina síncrona de eje directo o de cuadratura. Las cantidades mencionadas anteriormente pueden ser obtenidas de la medición de otros parámetros con la máquina parada. En los primeros trabajos de estas técnicas se aborda la difusión de los parámetros operacionales. Autores como Concordia y Adkins [1], entre otros.

Los tres principales parámetros de las tres definiciones mencionadas en la sección 3.1.2 de este capítulo, se describen enseguida

$Z_d(s)$ Impedancia operacional en eje directo es igual a $R_a + sL_d(s)$, donde R_a es la resistencia de armadura por fase. El valor en dc de R_a es usado por que es el valor que se mide, su contribución a la impedancia solo es significativo a bajas frecuencias. También:

$$z_d(s) = \left. \frac{\Delta e_d(s)}{\Delta i_d(s)} \right|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (3.2)$$

$Z_d(d)$ Es medida en valores rms complejos de la magnitud de la relación entre las entradas y salidas de las señales. El numerador siempre será la señal de entrada, estas consideraciones se aplican para las ecuaciones 3.3 a 3.7

Nota: la barra vertical del lado derecho de la función de transferencia con la anotación de la barra denota la posición física de los devanados durante la prueba, por lo tanto $\Delta e_{fd} = 0$ indica que el devanado de campo esta cortocircuitado durante la medición en la prueba, como por ejemplo en la ecuación 3.2, mientras que en la ecuación 3.6 el devanado de campo se encuentra abierto.

$Z_q(s)$ Impedancia operacional en eje de cuadratura es igual a $R_a + sL_q(s)$ donde R_a es la resistencia de armadura en corriente directa por fase.

$$z_q(s) = - \left. \frac{\Delta e_q(s)}{\Delta i_q(s)} \right| \quad (3.3)$$

Una tercera cantidad está dada por la siguiente relación.

$$G(s) = \left. \frac{\Delta e_d(s)}{s\Delta e_{fd}(s)} \right|_{\Delta i_d=0} \quad (3.4)$$

Un método alternativo para medir este parámetro se muestra a continuación:

$$sG(s) = \frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \Big|_{\Delta e_{fd}=0} \quad (3.5)$$

La ventaja de esta última forma es que puede ser medida al mismo tiempo que $Z_d(s)$.

El cuarto parámetro a medir con la máquina parada es la impedancia de transferencia armadura y campo

$$Z_{af0} = \frac{\Delta e_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \Big|_{\Delta i_{fd}=0} \quad (3.6)$$

El quinto parámetro a medir con la máquina parada es la impedancia de transferencia, se obtiene excitando el campo con la armadura abierta

$$Z_{fao} = \frac{\Delta e_d(s)}{\Delta i_{fd}(s)} \Big|_{\Delta i_d=0} \quad (3.7)$$

3.3 PROCEDIMIENTO DE PRUEBA

3.3.1 Mediciones requeridas

La magnitud y fase de las cantidades requeridas son: $Z_d(s)$, $Z_q(s)$ y $\Delta i_{fd}(s)/\Delta i_d(s)$. El rango de frecuencias debe ser mayor que la frecuencia mínima. El valor mínimo de la frecuencia (f_{\min}) deberá ser un orden menor que la magnitud menor correspondiente de la constante de tiempo subtransitoria de eje directo de circuito abierto [1].

$$\begin{aligned} f_{\min} &= \frac{0.016}{T'_{d0}} \\ &= \frac{0.016}{0.5462} \\ &= 0.02929 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (3.8)$$

La frecuencia máxima debe ser más grande al menos por un par de veces la frecuencia nominal del generador, para el caso de esta prueba siendo un a máquina de 60Hz 200Hz son suficientes, aproximadamente diez muestras por cada década de frecuencia en escala logarítmica es satisfactoria como densidad de medición. Unos valores prácticos para la prueba de respuesta a la frecuencia en turbogeneradores, diez pasos por década es una adecuada resolución en un rango de 0.01hz a 200Hz. Sin embargo para la medición de la impedancia del

estator en baja frecuencia, ($Z_d(s)$ y $Z_q(s)$), en el rango de 0.01Hz a 0.001 Hz. Una resolución de 40 puntos por década es preferible. El ángulo de fase diferencia entre las señales de voltaje y corriente, es mucho más pequeño cuando la frecuencia decrece, La magnitud aproximada es dos veces la resistencia del estator que es un valor relativamente pequeño. Por lo tanto un gran número de puntos por década es requerido para lograr una medición precisa del valor efectivo de la resistencia del estator R_a .

La inductancia mutua entre los devanados de campo y armadura L_{afd} será determinada de la siguiente forma:

$$L_{afd} = \frac{2}{3} \frac{1}{s} \lim_{s \rightarrow 0} [Z_{af0}(s)] \quad (3.9)$$

Esta es la manera más directa de hallar la magnitud de la asíntota en baja frecuencia de la función de transferencia $\Delta e_{fd}(s) / \Delta i_d(s)$, medidas durante la prueba en eje directo con el campo abierto. Alternativamente se puede calcular multiplicando la asíntota de baja frecuencia de la magnitud $\Delta i_{fd}(s) / \Delta i_d(s)$ por r_{fd} , donde r_{fd} es la resistencia total del devanado de campo incluyendo la resistencia de medición más la resistencia de contacto.

3.3.2 Posicionamiento del rotor para pruebas de eje directo

Temporalmente se conecta la fuente de potencia como se muestra en la figura 3.5, se puede operar la fuente de potencia con aproximadamente 100 Hz y una amplitud de 10 volts (debido a las características de la fuente) y se mide el voltaje inducido en el campo con un osciloscopio. Se gira el rotor del generador lentamente hasta que el voltaje inducido en el campo que se observa en el osciloscopio sea nulo. En este punto el eje magnético del devanado de campo están alineados al producido por la conexión en serie de las fases a y b que será utilizado para la prueba en eje directo d

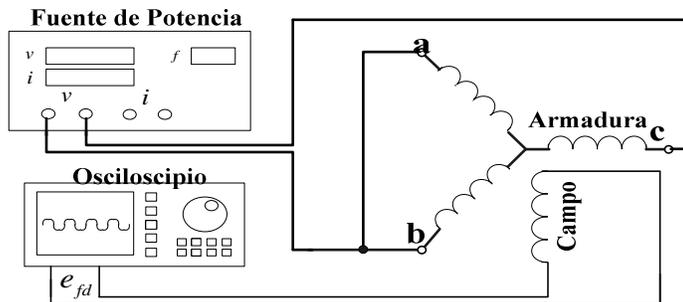


Figura 3.5 Posicionamiento del rotor para las pruebas de eje directo.

3.3.3 Pruebas de eje directo

3.3.3.1 Obtención de $Z_d(s)$ y de R_a

Para la obtención de $L_d(s)$ Referida a la figura 3.1, se conecta a la salida de la fuente de potencia a las terminales a y b de devanado de armadura a través de una resistencia de medición no inductiva. Después se cortocircuita sólidamente el devanado de campo.

Recordando de nuevo que la configuración de las señales a medir se encuentra en las figuras 3.1 a 3.3. Las siguientes especificaciones son usadas para distinguir entre los cocientes matemáticos en las ecuaciones 3.2 a 3.7, y las consideraciones que se toman para las mediciones en el campo y la armadura son las siguientes, V_{arm} es proporcional a e_d y la i_{arm} es proporcional a i_d . Las cantidades e_{fd} e i_{fd} se usan directamente.

Para empezar con las primeras mediciones, conecte las señales de V_{arm} y i_{arm} en el instrumento de medición de respuesta a la frecuencia donde con las cantidades medidas se obtiene: $Z_{arm}(s) = \Delta V_{arm}(s) / \Delta i_{arm}(s)$. Realizando estas mediciones sobre los rangos de frecuencia 0.001 Hz a 200 Hz. Ver la figura 3.6.

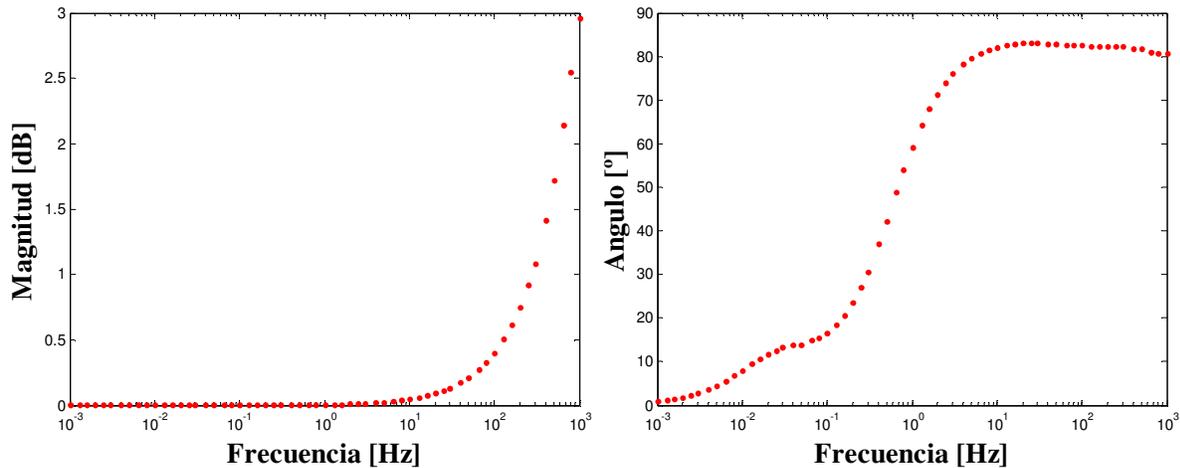


Figura 3.6 Magnitud y ángulo de la impedancia de armadura $Z_d(s)$, [10].

Las lecturas obtenidas de los instrumentos en la prueba con la configuración mostrada en la figura 3.1 permiten obtener la resistencia de armadura y la impedancia operacional de eje directo como se muestra enseguida:

$$Z_d(s) = \frac{1}{2} Z_{arm}(s) \quad (3.10)$$

$$R_a = \frac{1}{2} \left\{ \lim_{s \rightarrow 0} [Z_{arm}(s)] \right\} \quad (3.11)$$

Para obtener R_a se gráfica la parte real ó resistiva de la componente de esta impedancia como una función de la frecuencia $Z_{arm}(s)$ y se extrapola en frecuencia cero para obtener la resistencia de corriente directa de las dos fases del devanado de armadura en serie, $2R_a$. Cuidando al obtener esta resistencia debe tener mucha precisión y la mejor resolución posible; de otra manera, resultarán grandes errores en los valores de baja frecuencia en la inductancia operacional. Normalmente, una resolución de medición de 1 parte en 1000 es requerida en las frecuencias muy bajas. Sí el instrumento utilizado no puede realizar esto, puede obtenerse resultados satisfactorios espaciando las mediciones a 10 por década y dibujando una línea a través del esparcimiento. Nota el valor de R_a deber ser cercano al reportado por el fabricante. Como se muestra en la figura 3.7.

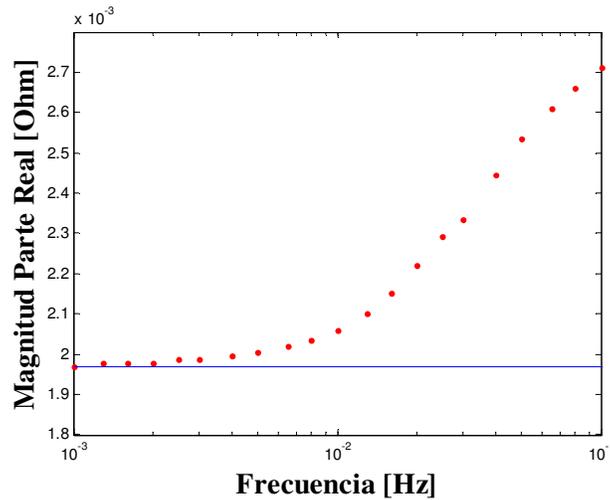


Figura 3.7 Parte real de la impedancia de armadura $Z_d(s)$

Donde, $Z_d(s)$ y R_a se utilizan para calcular $L_d(s)$ donde:

$$L_d(s) = \frac{Z_d(s) - R_a}{s} \quad (3.12)$$

Y se muestra en la figura 3.8 siguiente.

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

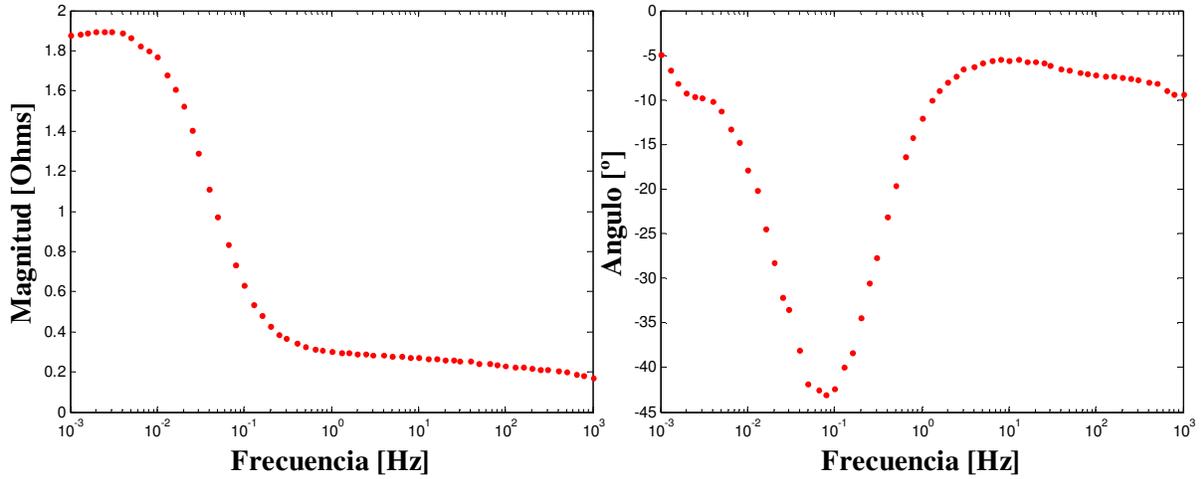


Figura 3.8 Inductancia operacional de eje directo $L_d(s)$, [10].

3.3.3.2 Función de Transferencia Entre Estator y Rotor $sG(s)$.

Para este caso se conecta las señales de i_{fd} y V_{arm} como se muestra en la figura 3.2, y se mide la función de transferencia $\Delta i_{fd}(s) / \Delta i_{arm}(s)$. Se recomienda obtener más muestras entre las frecuencias de 0.001 Hz a 0.01 Hz. Entonces se calcula:

$$\frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} = \frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_{arm}(s) / \cos 30^\circ} = \frac{0.866025 \Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_{arm}(s)} \quad (3.13)$$

Con esto se dibuja una gráfica similar a la mostrada en la figura 3.9. El coseno de 30° es un factor en las ecuaciones 13, 14 y 15 para representar el desplazamiento eléctrico entre las fases y el campo.

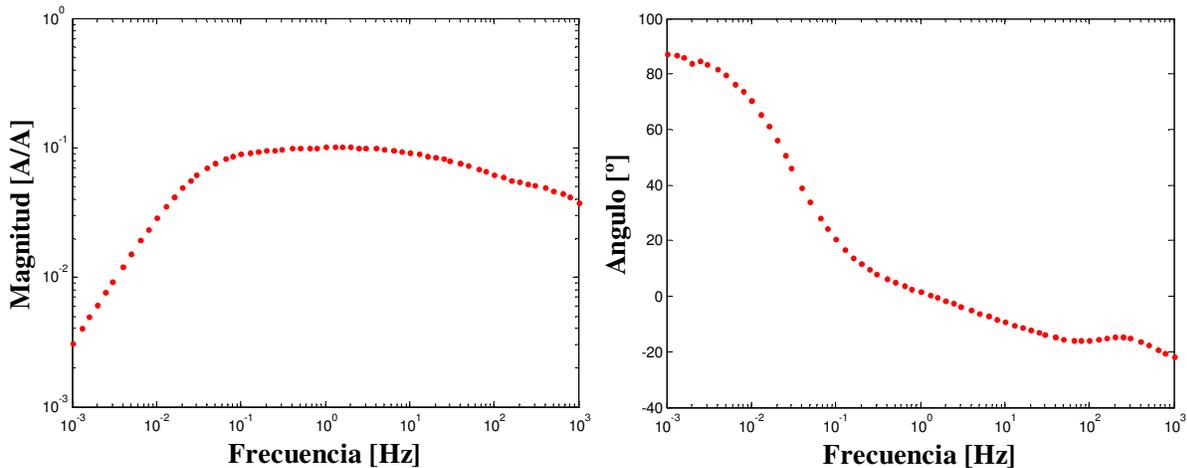


Figura 3.9 Función de transferencia de la armadura con respecto al campo con la máquina en reposo $sG(s)$, [10].

3.3.3.3 Impedancia de Transferencia de Transferencia entre Estator y Rotor Z_{af0}

Finalmente, abriendo el devanado de campo, removiendo la resistencia de medición y conectando las e_{fd} y i_{arm} al instrumento de medición como se muestra en la figura 3.3 (Es correcta la figura 3.3 que señalo) Aunque diez mediciones por década son la norma. Se recomienda obtener más muestras entre las frecuencias de 0.01 Hz a 0.001 Hz.

$$Z_{af0}(s) = \frac{\Delta e_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} = \frac{\Delta e_{fd}(s)}{\Delta i_{arm}(s) / \cos 30^\circ} = \frac{0.866025 \Delta e_{fd}(s)}{\Delta i_{arm}(s)} \quad (3.14)$$

Cuando se dibujan, como se muestran en la figura 3.10, estos puntos son similares a los mostrados en la figura 3.10, esto completa las pruebas de eje directo.

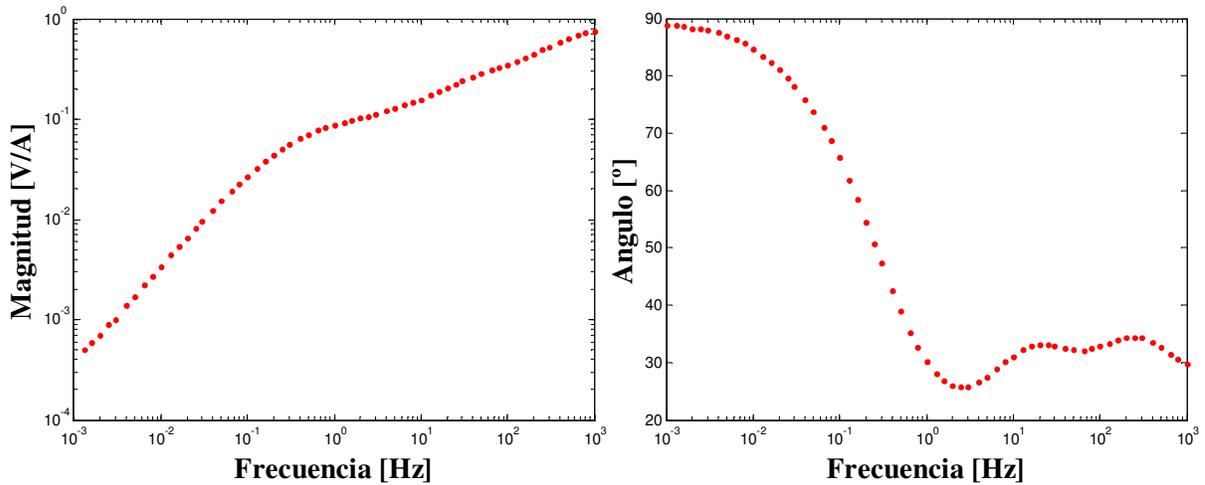


Figura 3.10 Impedancia de armadura con respecto al campo con la máquina en reposo Z_{af0} , [10].

3.3.3.4 Impedancia de Transferencia de Transferencia Entre Rotor y Estator Z_{fao} .

Una medición ocasionalmente requerida es la impedancia de transferencia entre el campo y el estator. Para esta prueba la configuración se muestra en la figura 3.4. La i_{arm} alimenta el campo. El e_{fd} se mide de las terminales a y b del estator después de haber removido las terminales de la fuente de potencia. La $Z_{fao}(s)$ es determinada de la siguiente forma.

$$Z_{fao}(s) = \frac{\Delta e_d(s)}{\Delta i_{fd}(s)} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\Delta V_{arm}(s) / \cos 30^\circ}{\Delta i_{fd}(s)} \right\} = \frac{0.57735 \Delta V_{arm}(s)}{\Delta i_{fd}(s)} \Omega \quad (3.15)$$

Cuando la medición de $Z_{fao}(s)$ no se requiere. Las pruebas de eje de cuadratura se pueden realizar alineando el rotor tomando como referencia la fase a como se describe en la siguiente sección.

3.3.4 Posicionamiento del rotor para pruebas de eje de cuadratura

Conectar la fuente de potencia en las terminales de las fases a y b como en la figura 3.1 utilizada para medir en eje directo. Remover la resistencia de medición. Ajustar la fuente de potencia con 100 Hz. Observe el voltaje inducido en el campo con el osciloscopio y gire lentamente hasta que el voltaje en el campo sea nulo, y partiendo de este punto el eje q se encontrará a 90° grados mecánicos para una máquina de un par de polos y 45° para una máquina de un par de polos.

3.3.5 Pruebas de eje de cuadratura

Conecte las señales de V_{arm} e i_{arm} al frente del instrumento para medir $Z_{armq}(s) = \Delta V_{arm}(s) / \Delta i_{arm}(s)$, como se ha hecho para el eje directo en la figura 3.1.

Con las lecturas para un rango completo de frecuencia en esta nueva prueba con la configuración de la figura 3.1 permite encontrar la impedancia operacional de eje de cuadratura z y la resistencia del estator de la siguiente manera:

$$Z_q(s) = \frac{1}{2} Z_{armq}(s) \quad (3.16)$$

$$R_a = \frac{1}{2} \left\{ \lim_{s \rightarrow 0} [Z_{armq}(s)] \right\} \quad (3.17)$$

La $Z_q(s)$ se grafica en la figura 3.11 siguiente.

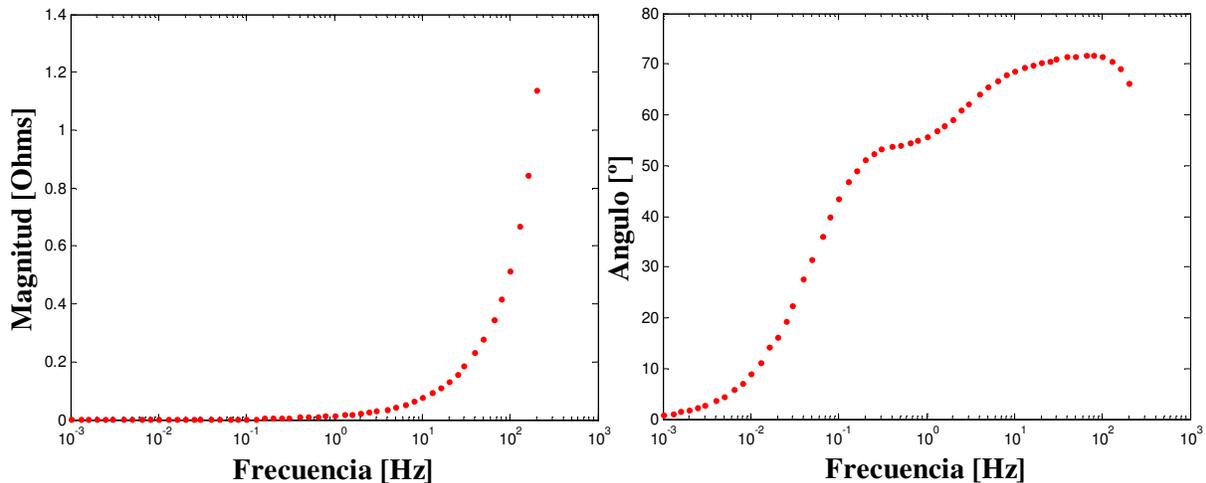


Figura 3.11 Magnitud y Angulo de la impedancia de armadura en eje de cuadratura $Z_q(s)$, [10].

Hay que aclarar que, R_a es la resistencia de cd por fase del devanado de armadura, donde su valor se obtuvo en la prueba de eje directo. Sin embargo como es un valor muy sensitivo es

conveniente determinarlo para las pruebas de eje de cuadratura. Si existe un cambio en la temperatura el valor para la prueba de eje directo se verá alterado.

$Z_q(s)$ y R_a se usan para calcular $L_q(s)$

Donde:

$$L_q(s) = \frac{Z_q(s) - R_a}{s} \text{ Henries} \quad (3.18)$$

Los resultados de esta inductancia operacional en eje de cuadratura se muestran en la figura 3.12 siguiente.

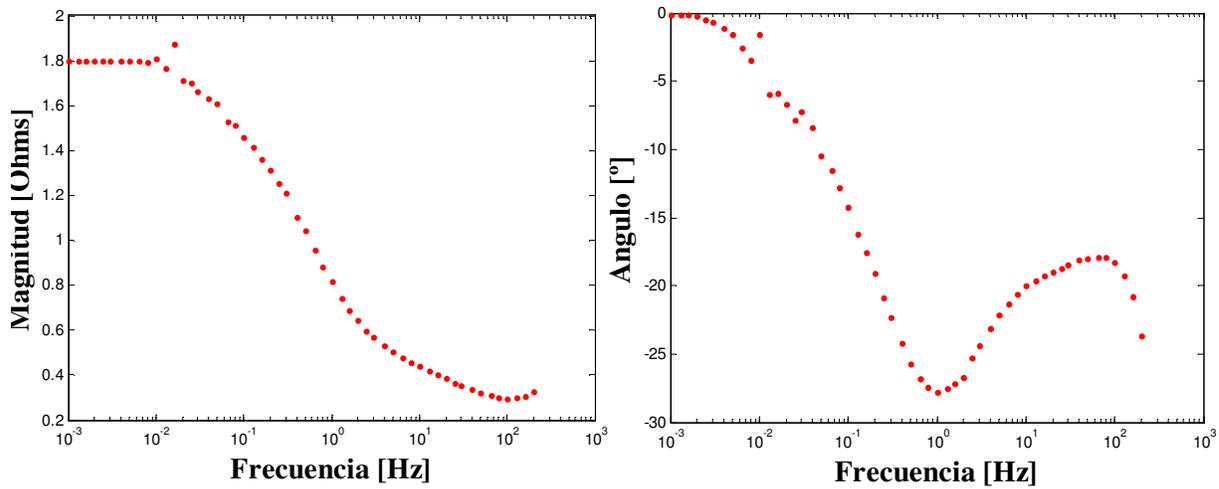


Figura 3.12 Inductancia operacional de eje cuadratura $L_q(s)$, [10].

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

CAPÍTULO 4: MEDICIONES

4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan los resultados de las pruebas de respuesta a la frecuencia y la obtención de las inductancias operacionales, de diferentes máquinas. En un principio se reportan los resultados de pruebas preliminares. Enseguida se muestra de manera detalla cómo se obtiene la inductancia operacional de eje directo y de cuadratura para una micromáquina síncrona de polos lisos, también se muestran las graficas de los datos obtenidos para la función de transferencia $sG(s)$ y Z_{afv} , después aplicando la misma metodología se muestran los resultados obtenidos para el resto de los parámetros. Y por último se reportan el resto de las pruebas de respuesta a la frecuencia. El proceso para la obtención de estas inductancias se muestra en el diagrama de flujo mostrado en la siguiente figura.

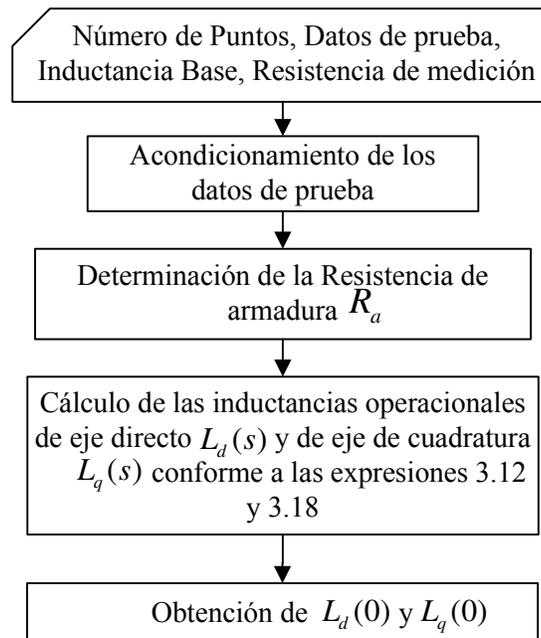


Figura 4.1 Diagrama de flujo utilizado para la obtención de la inductancia operacional de eje directo y de cuadratura.

4.2 PRUEBAS PRELIMINARES

En esta parte se reportan las pruebas de resistencia óhmica realizada a las distintas máquinas con el objeto de tener una aproximación de las resistencias de campo principal de la máquina y la resistencia de armadura R_a , la cual juega un papel importante en la obtención de los parámetros de la máquina síncrona utilizando técnicas de respuesta a la frecuencia, este valor solo es una aproximación del valor que deberá ser extrapolados durante el procesamiento de la información de las distintas pruebas de respuesta a la frecuencia, las cuales se reportan más adelante.

Los valores de resistencia reportados están corregidos a 20° C

Tabla 4.1 Resistencia óhmica de los devanados de las distintas máquinas bajo prueba

Resistencia [Ω]	Máquinas de Polos Lisos	Máquinas de Polos Salientes	
	Micromáquina de Polos Lisos, MMPL (4.5 kVA)	Micromáquina de Polos Salientes, MMPS (4.5 kVA)	Máquina Educacional, ME (5 kVA)
R_{ab}	0.3494	0.3043	0.6276
R_{bc}	0.3545	0.3049	0.6245
R_{ca}	0.3541	0.3065	0.6276
R_{fd}	24.340	95.030	37.780

4.3 PRUEBAS DE EJE DIRECTO DE LA MICROMÁQUINA DE POLOS LISOS

4.3.1 Posicionamiento del rotor en eje directo

El correcto posicionamiento de la máquina síncrona en los ejes d y q es el inicio para una adecuada determinación de los parámetros. Para posicionar el rotor de las distintas máquinas en el eje d se utilizó el diagrama mostrado en la figura 3.5 mostrada en el capítulo anterior.

Como ya fue mencionado se pretende que el voltaje inducido en el campo se el menor posible, esto indica que el paralelo formado por las fase A y B este alineado con el eje magnético del campo, esto se logra moviendo el rotor de la máquina, hasta que el voltaje medido a través del osciloscopio se mínimo. En algunos casos fue necesario utilizar una palanca, para poder posicionar adecuadamente el rotor de la máquina, esto debido a que se requiere de precisión para asegurarnos que el rotor de la máquina se encuentra bien alineado.

En la figura 4.2 se muestran los equipos utilizados para el correcto posicionamiento de la máquina

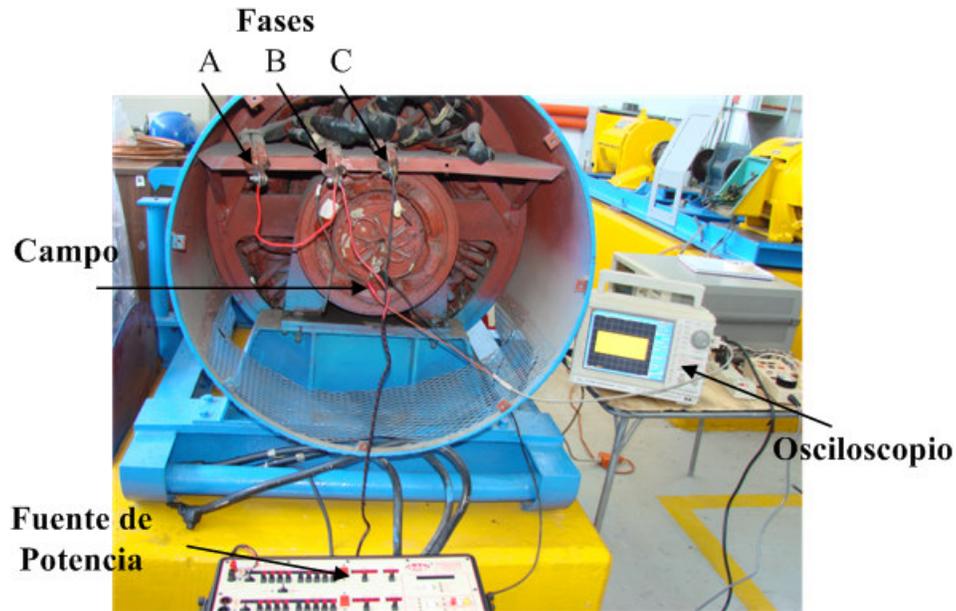


Figura 4.2 Equipo utilizado para posicionar una máquina síncrona

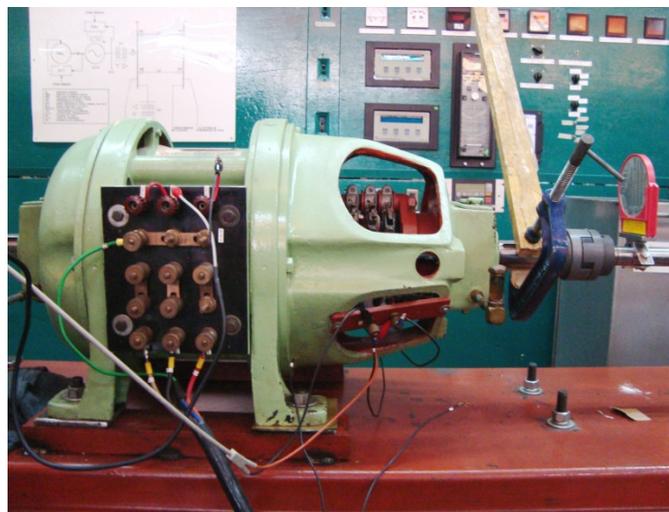


Figura 4.3 Posicionamiento en eje directo de una máquina de laboratorio de 5 kVA

4.3.2 Medición de la impedancia de armadura $Z_{armd}(s)$

Una vez posicionado el rotor de la máquina en eje directo. Se procede a tomar las lecturas de las mediciones utilizando un analizador dinámico de señales marca Hewlett Packard (modelo 35665A), Para las distintas configuraciones de conexión mostradas en los diagramas de las figuras 3.1, 3.2, 3.3 y 3.4.

4.3.3 Acondicionamiento de la señal de prueba.

Para medir la impedancia de armadura en eje directo se utiliza el esquema de conexión mostrado en la figura 3.1. Los valores tienen que ser acondicionados, debido a que las lecturas de la corriente se hacen de manera indirecta a través de una resistencia de medición, lo cual se logra multiplicando la lectura de la magnitud por el valor de la resistencia de medición. Por lo que resulta muy importante tener bien caracterizado el valor de la resistencia de medición

Otro inconveniente que se presentó durante el desarrollo de las pruebas, fue la imposibilidad que tiene el analizador dinámico para realizar el barrido de las frecuencias de interés en una sola medición, por lo que se tuvieron que tomar varias mediciones a distintas frecuencias para contruir la respuesta de la máquina síncrona, es decir para una misma conexión se tuvieron que tomar cinco mediciones para tener el conjunto de datos completos, estos valores numéricos de la prueba se encuentran en el apéndice A



Figura 4.4 Posicionamiento en eje directo de un generador síncrono sin escobillas, ubicado en el laboratorio de motores eléctricos en el Instituto de Investigaciones Eléctricas, con capacidad de 650 kVA



Figura 4.5 Diagrama físico para obtener la impedancia de armadura de eje directo de la MMPL.

4.3.4 Obtención da la inductancia operacional de eje directo $L_d(s)$

Una vez realizada las pruebas conforme los procedimientos establecidos en el capítulo anterior, se procede a procesar la información, para la obtención de los parámetros estándar de la máquina síncrona, y una primer parte es la obtención de la inductancias operacionales de la máquina.

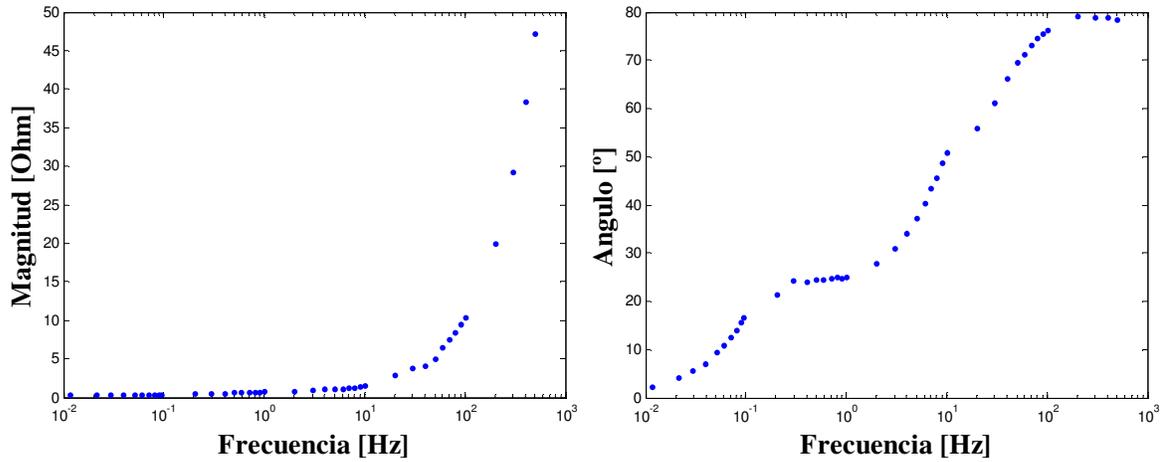


Figura 4.6 Magnitud y Angulo de la impedancia de armadura de la micromáquina de polos lisos MMPL, $Z_{armd}(s)$.

Una vez teniendo los valores de prueba de la impedancia de armadura $Z_{armd}(s)$ es necesario determinar la inductancia de eje directo. Lo cual se logra quitando el efecto resistivo para cada punto de prueba en el barrido en frecuencia que se ha realizado. Como se indica en las ecuaciones 3.10, 3.11 y 3.12 del capítulo anterior.

$$Z_d(s) = \frac{1}{2} Z_{arm}(s) \quad (3.10)$$

$$R_a = \frac{1}{2} \left\{ \lim_{s \rightarrow 0} [Z_{arm}(s)] \right\} \quad (3.11)$$

$$L_d(s) = \frac{Z_d(s) - R_a}{s} \quad (3.12)$$

Extrapolando a frecuencia cero la parte real de la impedancia de armadura para obtener el valor de la resistencia de armadura que se muestra en la figura 4.7.

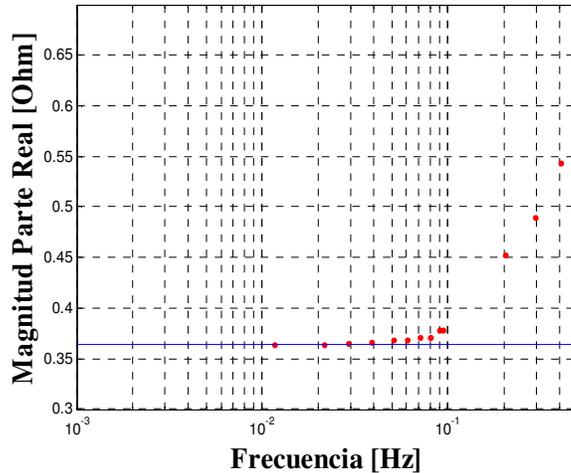


Figura 4.7 Parte real de la impedancia de armadura $Z_d(s)$ de la MMPL, para obtener la resistencia óhmica de armadura.

Es necesario mencionar que este valor de resistencia, es el valor total de la resistencia que ve el instrumento de medición, es decir la resistencia de la fase **a**, mas la fase **b**, mas la resistencia de medición, y la resistencia de contacto entre los elementos que se encuentran conectados. Para tener el valor de la resistencia por fase se divide entre dos el valor de resistencia encontrado.

Como se aprecia hay varias resistencias involucradas en la medición por lo que se recomienda utilizar esta extrapolación, para incluir todos los efectos resistivos que ve el analizador dinámico de señales.

Evaluando la expresión 3.12, se obtiene la inductancia operacional de eje directo $L_d(s)$, la cual se gráfica en la figura 4.8. Los valores numéricos se muestran en el apéndice A

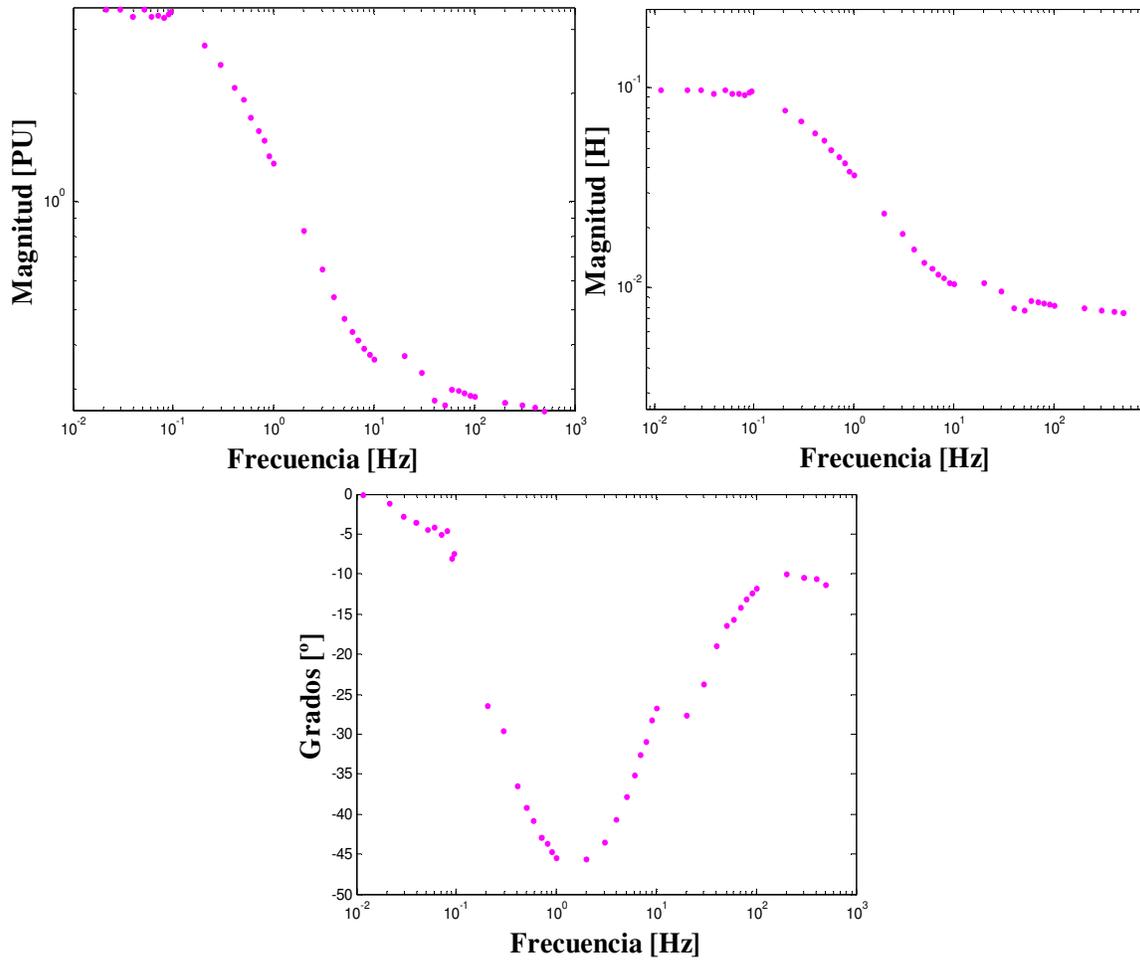


Figura 4.8 Inductancia operacional de eje directo $L_d(s)$ de la MMPL.

4.3.5 Medición de la función de transferencia $sG(s)$

Utilizando el esquema de conexiones mostrado en la figura 3.2 se obtuvieron las graficas mostrados en la figura 4.9. Los valores numéricos de las pruebas se encuentran en el apéndice A.

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

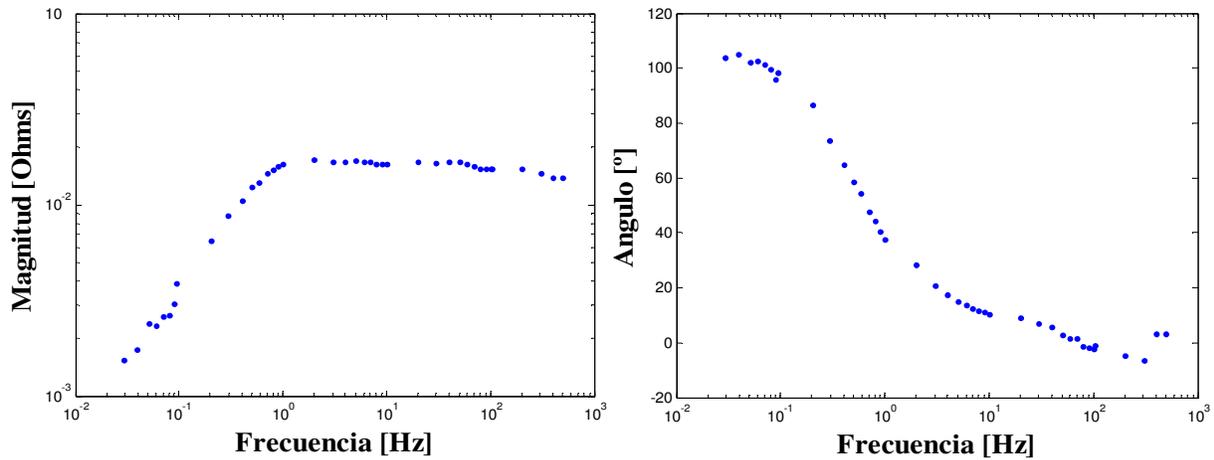


Figura 4.9 Función de transferencia $sG(s)$ de la MMPL.

4.3.6 Medición de la impedancia de transferencia armadura y campo $Z_{af0}(s)$

Utilizando el esquema de conexiones mostrado en la figura 3.3 se obtuvieron las graficas mostrados en la figura 4.10. Los valores numéricos de las pruebas se encuentran en el apéndice A

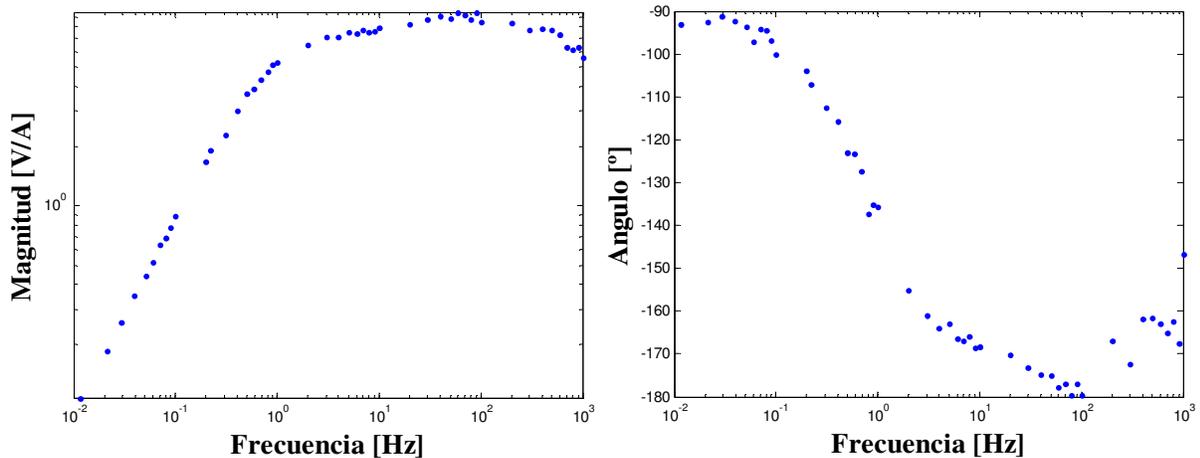


Figura 4.10 Impedancia de transferencia armadura y campo $Z_{af0}(s)$ de la MMPL.

4.4 PRUEBAS DE EJE DE CUADRATURA DE LA MICROMÁQUINA DE POLOS LISOS

4.4.1 Posicionamiento del rotor en eje de cuadratura

Como se menciona con anterioridad para el eje directo, es importante alinear correctamente el rotor de la máquina. Para alinear el rotor de la máquina en el eje de cuadratura se conecta la fuente de potencia entre las fases a-b y c como se muestra en la figura 3.5 para las mediciones

de eje directo, se retira la resistencia de medición de corriente de campo (resistencia de medición) y se ajusta la frecuencia de la fuente aproximadamente a 100 Hz. Se observa el voltaje de campo inducido en un osciloscopio y se gira el rotor del generador suavemente hasta que el voltaje inducido en el campo sea mínimo. En este punto la máquina se encuentra alineada en el eje directo giramos 45° mecánicos (90° eléctricos) y el rotor está ahora posicionado para ejecutar las pruebas en el eje de cuadratura [1].

Una manera alternativa de encontrar este eje de cuadratura para máquinas de polos lisos. Es utilizando el mismo procedimiento que el utilizado para encontrar el eje directo, esperando un voltaje mínimo inducido en el campo al llegar al eje de cuadratura. También representando un desplazamiento angular de 90° eléctricos con respecto del eje directo para esta posición del rotor de la máquina en eje de cuadratura.

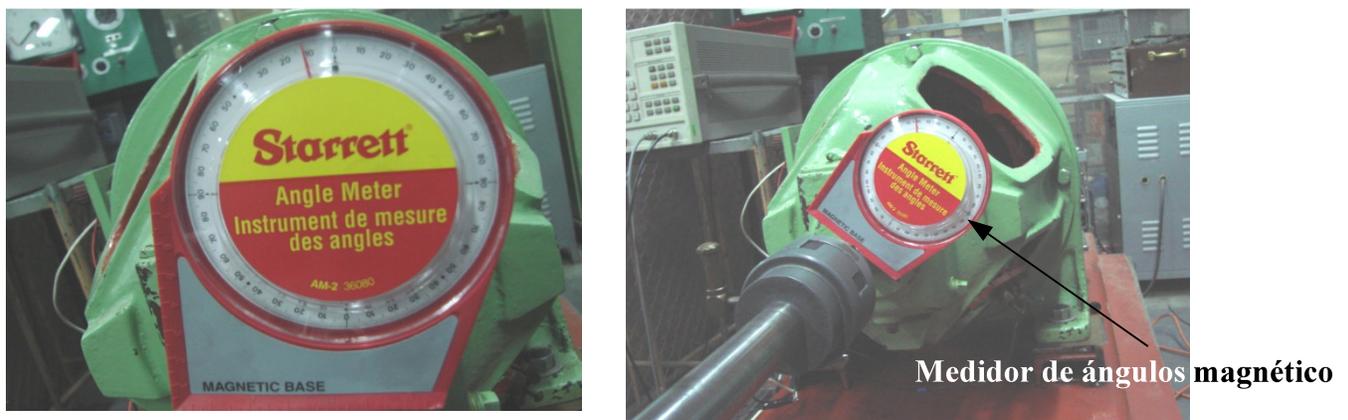


Figura 4.11 Posicionamiento del rotor de la máquina educacional en eje directo.

4.4.2 Medición de la impedancia de armadura en el eje de cuadratura $Z_{armq}(s)$

Una vez colocado el rotor de la máquina, se procede a tomar las mediciones correspondientes a la impedancia de armadura Z_{arm} de acuerdo al diagrama de conexiones mostrados en la figura 3.1, los datos completos de estas pruebas se muestran en el apéndice A, mientras que las graficas se muestran en la figura 4.12.

4.4.3 Obtención da la inductancia operacional de eje de cuadratura $L_q(s)$

El procedimiento que se sigue para obtener la inductancia operacional de eje de cuadratura, es el mismo que se realizo para obtener la inductancia operacional de eje directo. Utilizando las expresiones 3.16, 3.17 y 3.18.

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

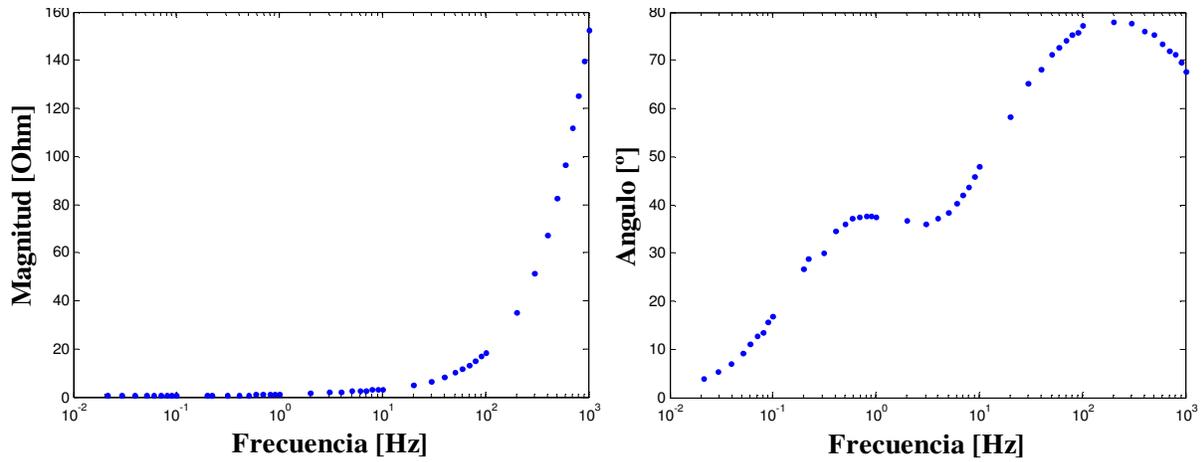


Figura 4.12 Magnitud y Angulo de la impedancia de armadura de la MMPL $Z_{armq}(s)$

Extrapolando a frecuencia cero la parte real de la impedancia de armadura para obtener el valor de la resistencia de armadura. Esto se observa en la figura 4.13.

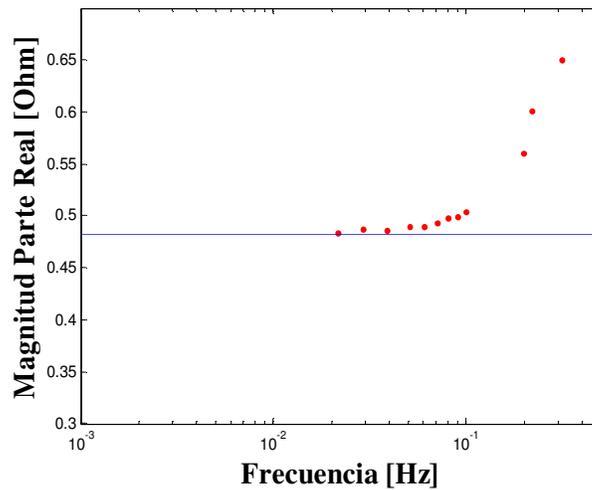


Figura 4.13 Parte real de la impedancia de armadura $Z_q(s)$ de la MMPL,

Evaluando la expresión 3.18, se tiene la inductancia operacional de eje directo $L_d(s)$, la cual se gráfica en la figura 4.14. Los valores numéricos se muestran en el apéndice A

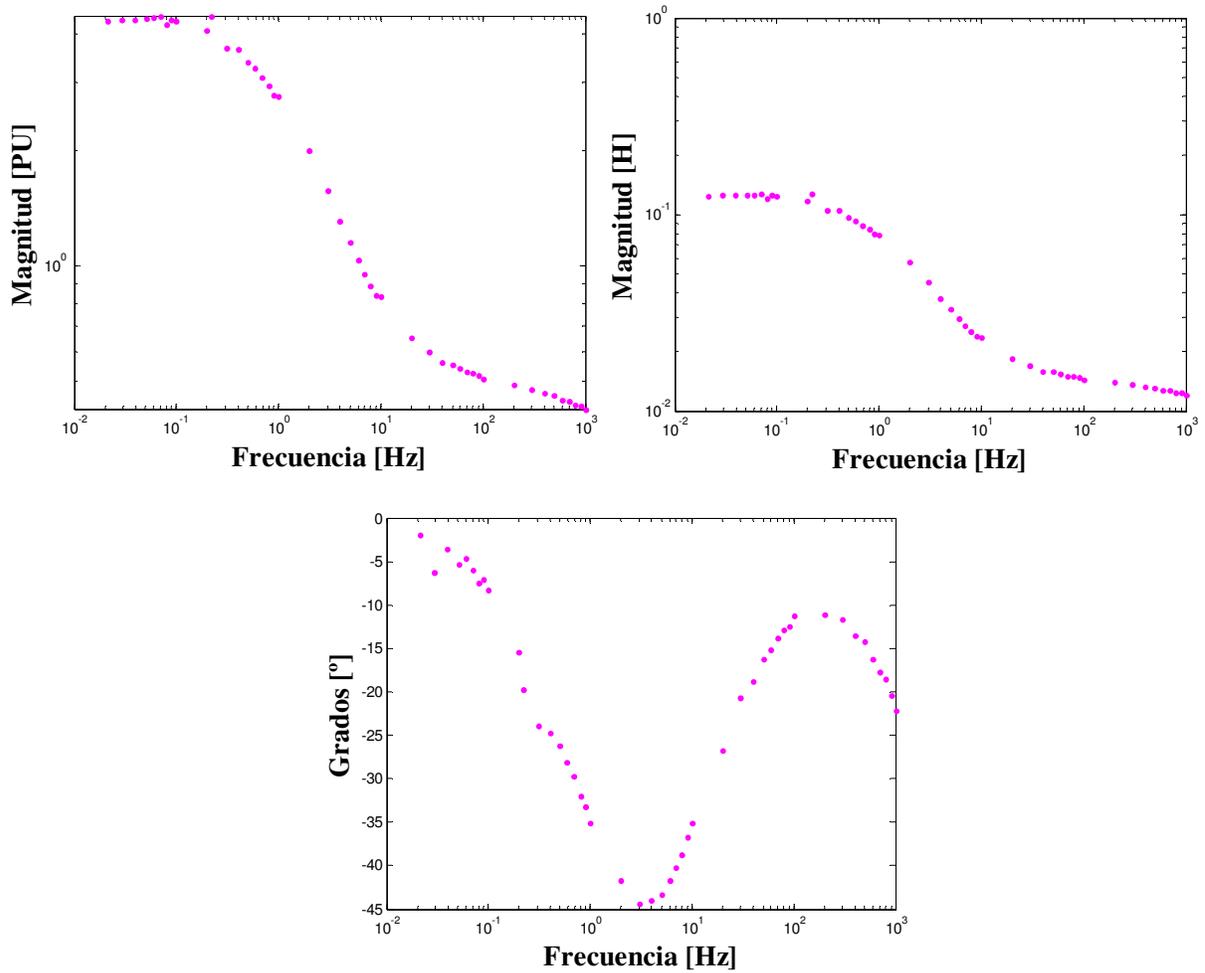


Figura 4.14 Inductancia operacional de eje de cuadratura $L_q(s)$ de la MMPL.

4.5 RESULTADOS PARA LA MICROMÁQUINA DE POLOS SALIENTES

4.5.1 Pruebas de eje directo

A continuación se muestran las graficas obtenidas durante las pruebas de eje directo para la micromáquina síncrona de polos salientes, comenzando por la impedancia de armadura. Figura 4.15.

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

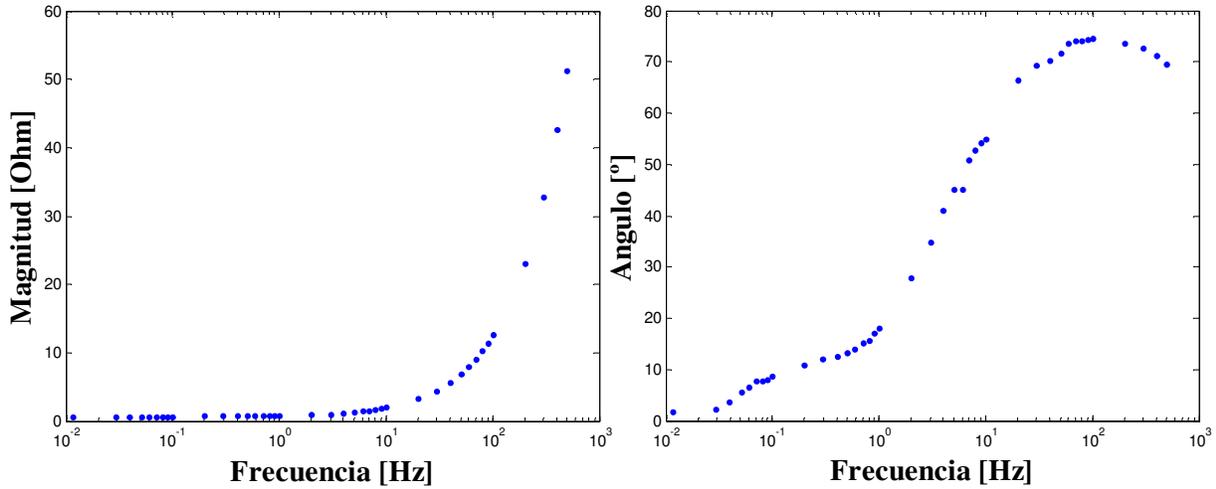


Figura 4.15 Magnitud y Angulo de la impedancia de armadura en eje directo de la micromáquina de polos salientes, MMPS, $Z_{armd}(s)$.

Extrapolando de la resistencia de armadura utilizando la parte real de impedancia de armadura de eje directo. Figura 4.15 siguiente.

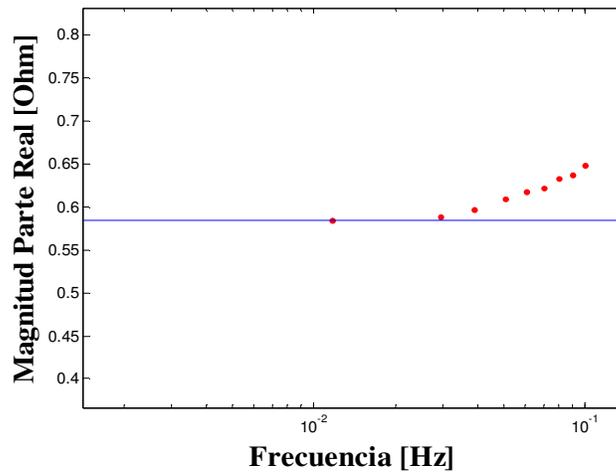


Figura 4.16 Parte real de la impedancia de armadura $Z_d(s)$ de la MMPS, para obtener la resistencia de armadura.

Conociendo el valor de la resistencia de armadura y teniendo el valor de la impedancia de eje directo Z_d , se obtiene de la inductancia operacional de eje directo. Figuras: 4.17, 4.18 y 4.19 siguientes.

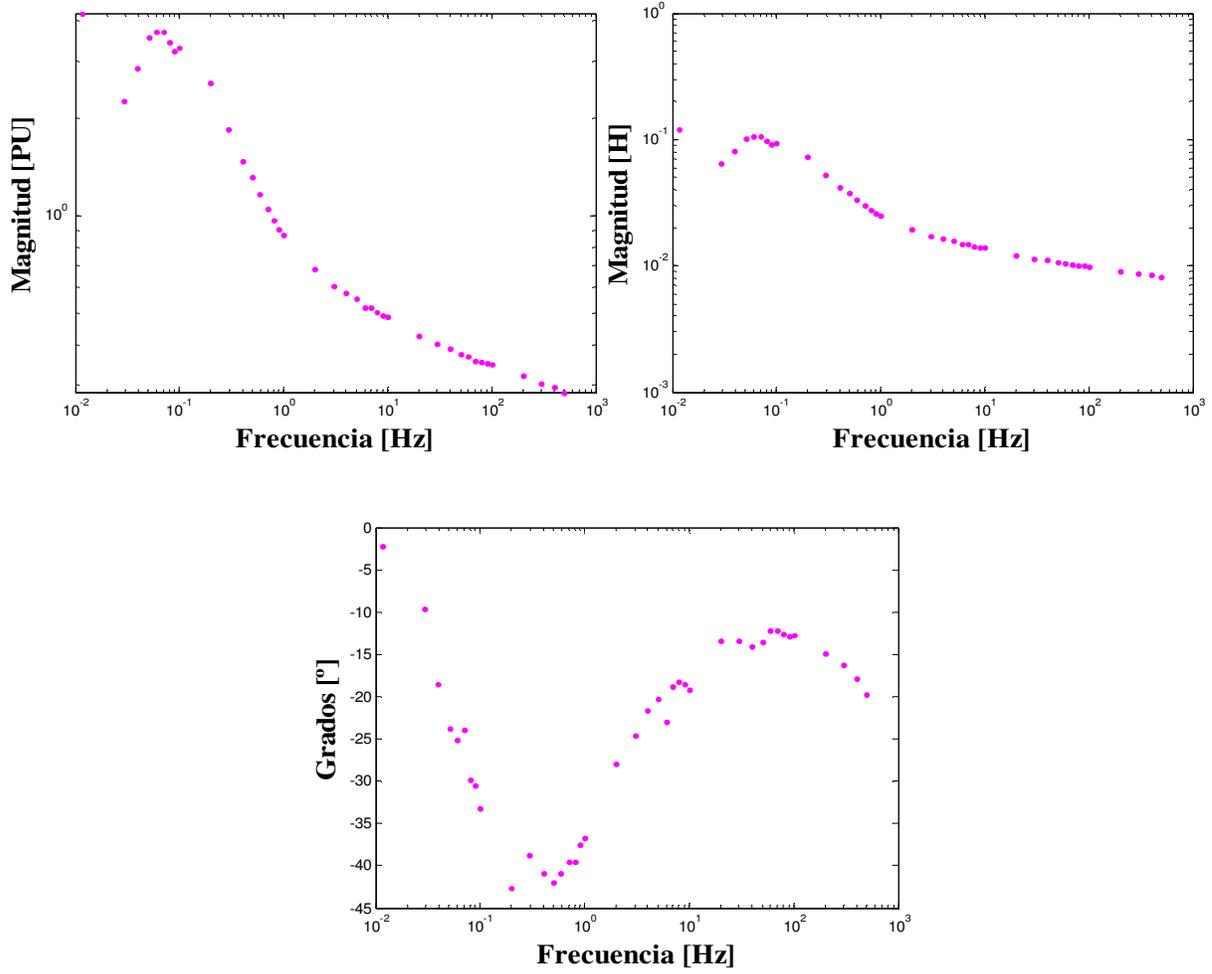


Figura 4.17 Inductancia operacional de eje directo $L_d(s)$ de la MMPS.

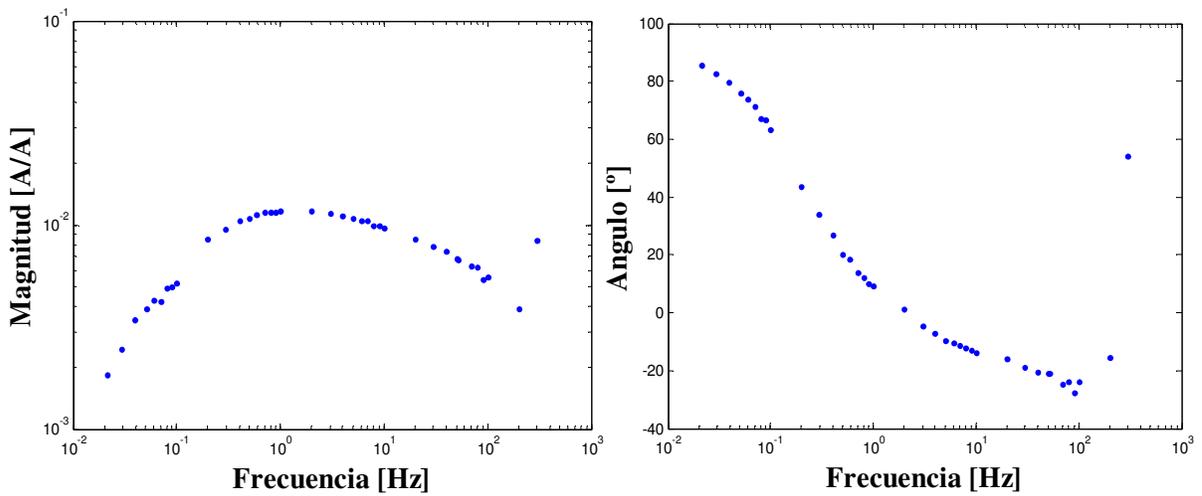


Figura 4.18 Función de transferencia $sG(s)$ de la MMPS.

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

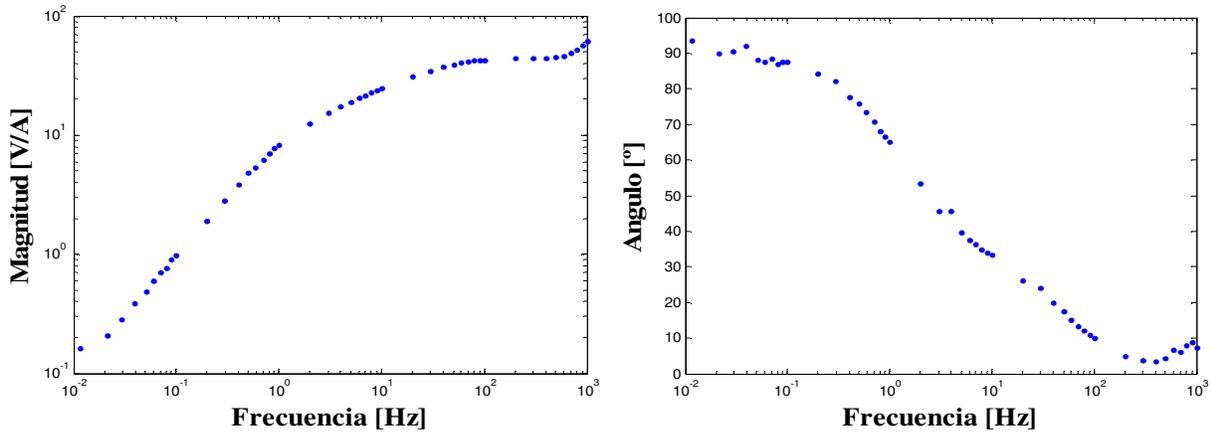


Figura 4.19 Impedancia de transferencia entre la armadura y el campo $Z_{af0}(s)$ de la MMPS.

4.5.2 Pruebas de eje de cuadratura

Los resultados de estas pruebas se muestran en las figuras 4.20 y 4.21 siguientes.

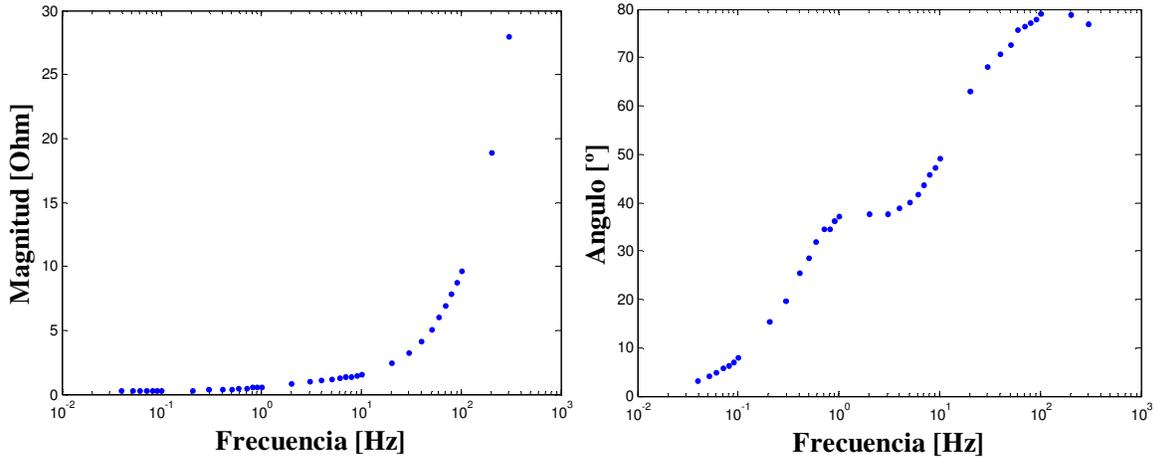


Figura 4.20 Magnitud y Angulo de la impedancia de armadura en eje de cuadratura de la MMPS, $Z_{armq}(s)$.

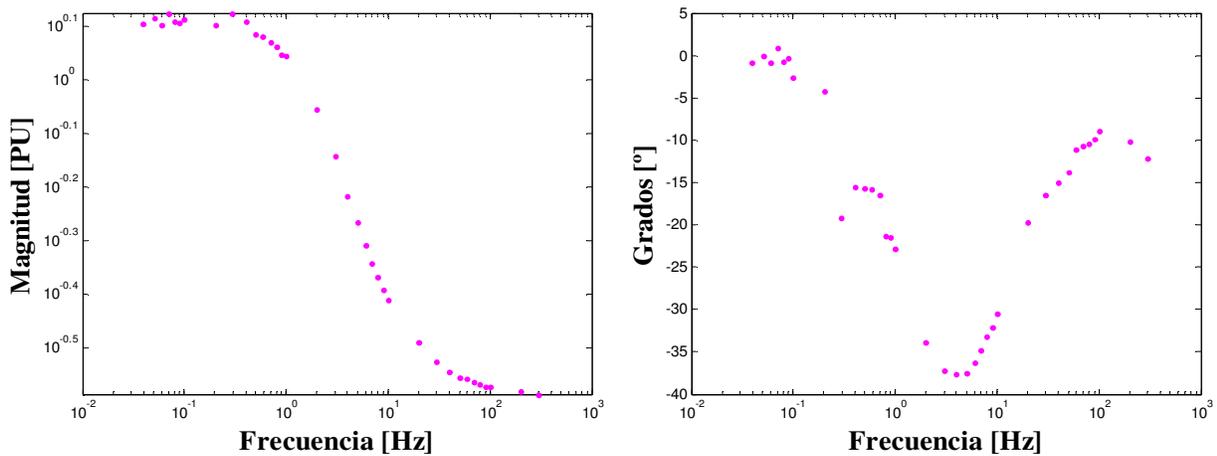


Figura 4.21 Inductancia operacional de eje de cuadratura $L_q(s)$ de la MMPS.

4.6 RESULTADOS PARA LA MÁQUINA EDUCACIONAL DE POLOS SALIENTES

4.6.1 Pruebas de eje directo

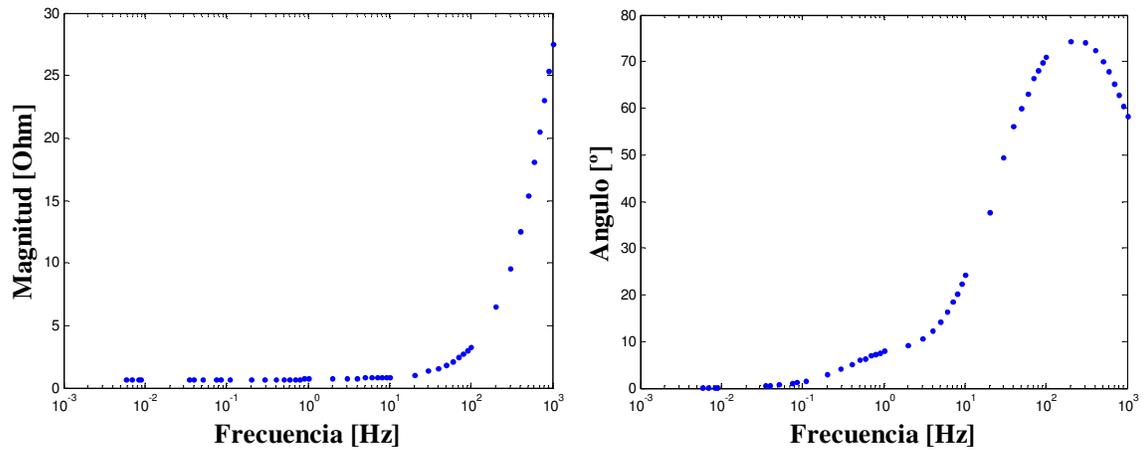


Figura 4.22 Magnitud y Angulo de la impedancia de armadura en eje directo de la máquina educacional de polos salientes, ME, $Z_{armd}(s)$.

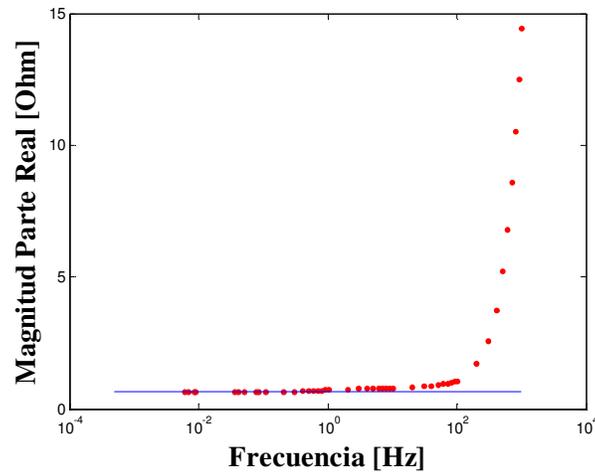


Figura 4.23 Parte real de la impedancia de armadura $Z_d(s)$ de la ME, para obtener la resistencia de armadura.

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

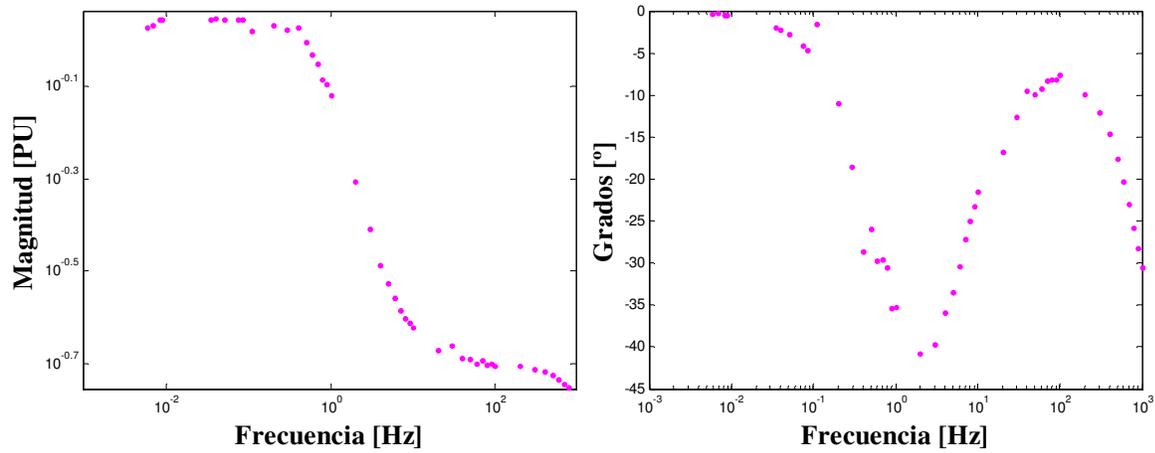


Figura 4.24 Inductancia operacional de eje directo $L_d(s)$ de la ME.

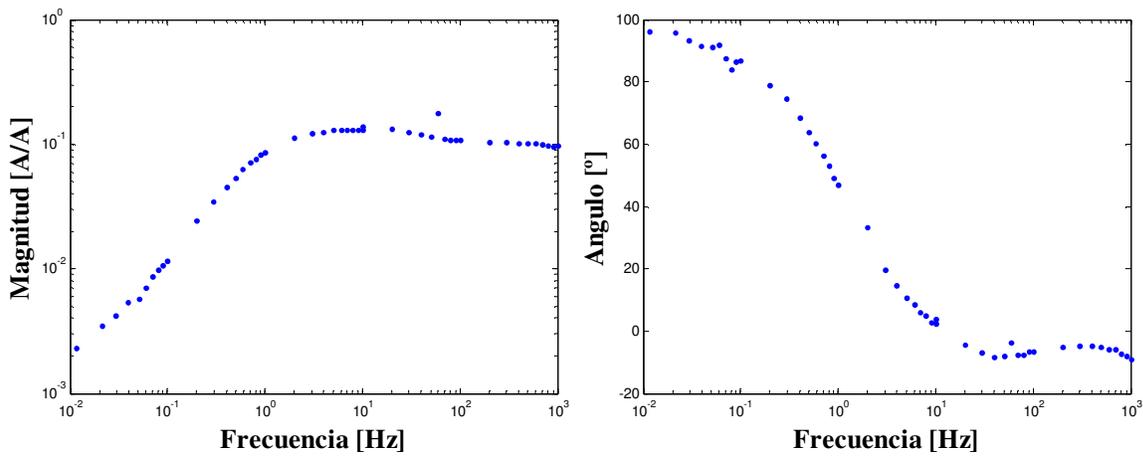


Figura 4.25 Función de transferencia $sG(s)$ de la ME.

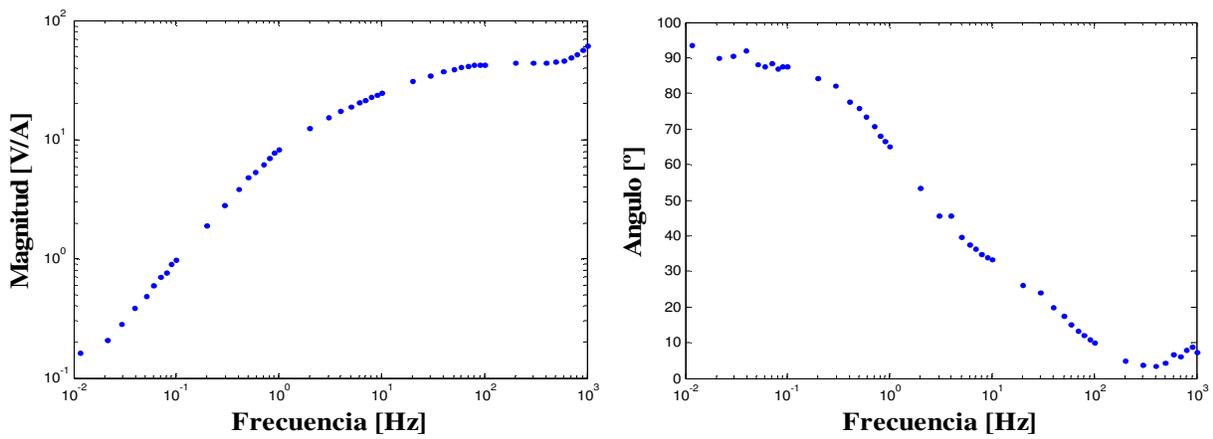


Figura 4.26 Impedancia de transferencia entre la armadura y el campo $Z_{af}(s)$ de la ME.

4.6.2 Pruebas de eje de cuadratura

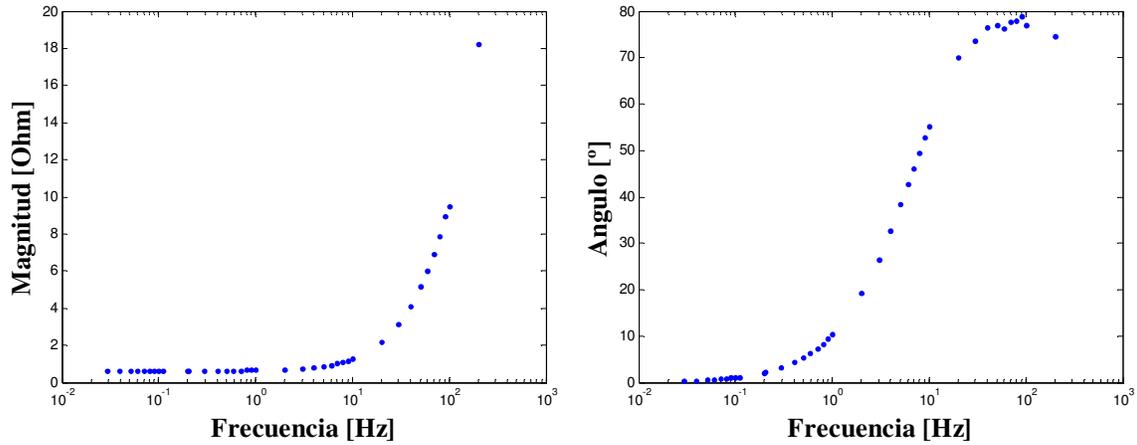


Figura 4.27 Magnitud y Angulo de la impedancia de armadura en eje de cuadratura de la ME, $Z_{armq}(s)$.

En la tabla 4.2 se muestran los valores obtenidos durante las pruebas, necesarios para el ajuste de curvas.

Tabla 4.2 Resumen de valores preliminares.

Parámetro	Máquinas de Polos Lisos	Máquinas de Polos Salientes	
	Micromáquina de Polos Lisos, MMPL	Micromáquina de Polos Salientes, MMPS	Máquina Educacional, ME
R_a [Ω]	0.1819	0.1550	0.3254
$L_d(0)$ [PU]	3.4242	1.7595	1.1141
L_l [PU]	0.3422	0.1760	0.1114
S_{base} [VA]	4500.0	4500.0	5000.0
V_{base} [V]	220.00	220.00	220.00
Z_{base} [Ω]	10.755	10.755	4.8387
L_{base} [H]	0.0285	0.0285	0.0128

*

CAPÍTULO 5: CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DE LA MÁQUINA SÍNCRONA

5.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan la metodología para el cálculo de los parámetros estándar (X_d , X'_d , X''_d , X_q , X'_q , X''_q , T'_d , T''_d , T'_{d0} , T''_{d0} , T'_q , T''_q , T'_{q0} y T''_{q0}) y los parámetros de los circuitos equivalentes de la máquina síncrona, recordando que el objetivo del presente trabajo es obtener un conjunto completo de los parámetros estándar, utilizados en programas de sistemas eléctricos de potencia. La metodología del cálculo de los parámetros de la máquina utilizando técnicas de respuesta a la frecuencia, parte del ajuste de las constantes de tiempo en corto circuito y a circuito abierto (T'_d , T''_d , T'_{d0} , T''_{d0} , T'_q , T''_q , T'_{q0} y T''_{q0}) partiendo de las inductancias operacionales. Este ajuste de los valores se logra con la ayuda de un programa de regresión no lineal elaborado en MATLAB®, el cual ajusta los coeficientes (constantes de tiempo) de la inductancia operacional en forma de una función no lineal, una vez ajustados estos coeficientes se calculan el resto de los parámetros estándar y los parámetros del circuito equivalente.

5.2 PROCEDIMIENTO PARA LA DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA MÁQUINA SÍNCRONA

5.2.1 Procedimiento en eje directo:

1. Considerar la mejor estimación posible para la inductancia de dispersión del estator L_l , normalmente se recomienda utilizar el valor suministrado por el fabricante.
2. $L_d(0)$ es el valor límite de baja frecuencia de $L_d(s)$.

$$L_{ad} = L_d(0) - L_l \quad (5.1)$$

3. Utilizar la función de transferencia $Z_{afd}(s) = \Delta e_{fd}(s) / \Delta i_d(s)$ para encontrar la razón de vueltas del campo respecto de la armadura.

$$N_{af}(0) = \frac{1}{sL_{ad}(0)} \left\{ \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{\Delta e_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right] \right\} \quad (5.2)$$

4. La resistencia de campo, referida al devanado de armadura es*:

$$R_{fd} = \frac{sL_{ad}}{\lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right) \left(\frac{2}{3} N_{af}(0) \right)} \quad (5.3)$$

5. Definir una estructura de circuito equivalente para el eje directo.
6. Utilizar una técnica iterativa (ver apéndice D) para encontrar los valores de los elementos del circuito desconocidos que producen el mejor ajuste de las dos funciones

de eje directo $L_d(s)$ y $\frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)}$.

7. Ajustar el valor calculado de L_{ad} en el punto (2) a su valor no-saturado L_{adu}
8. Normalizar los elementos del circuito equivalente a valores en por unidad.

5.2.2 Procedimiento en eje de cuadratura:

1. Considerar el mismo valor para la inductancia de dispersión de la armadura que el utilizado en el eje directo.
2. $L_q(0)$ es el valor límite de baja frecuencia de $L_q(s)$.

$$L_{aq} = L_q(0) - L_l \quad (5.4)$$

De nuevo, este valor es correcto para las condiciones de prueba pero puede ser diferente para las densidades de flujo de operación.

3. Definir una estructura de circuito equivalente para el eje de cuadratura
4. Utilizar la técnica iterativa para encontrar valores de los elementos del circuito desconocidos que producen el mejor ajuste de curva para $L_q(s)$. L_l y L_{aq} son conocidos.
5. Convertir L_{aq} a su valor no-saturado (ver sección no-linealidad magnética).
6. Normalizar los elementos del circuito equivalente a valores en por unidad.

*Este método se usa en lugar de la medición directa de la resistencia de campo para tomar en cuenta la resistencia de medición, conductores y resistencias por contacto que son una parte del circuito durante las pruebas. Sin embargo, una medición directa de la resistencia de campo más la resistencia de medición resulta una forma muy útil

5.3 AJUSTE DE CURVAS

Existen muchos casos en ingeniería donde los modelos no lineales deben ser ajustados con datos. En el contexto actual, estos modelos se definen como aquellos que tienen dependencia no lineal de sus parámetros. Cuando los datos tienen errores sustanciales, la interpolación polinomial resulta ser inadecuada y puede dar resultados poco satisfactorios. Con frecuencia los datos experimentales son de este tipo. El *método de Gauss-Newton* es un algoritmo para minimizar la suma de los cuadrados de los residuos entre dos datos y ecuaciones no lineales. El concepto clave que resalta la técnica es que una expansión por serie de Taylor se usa para expresar la ecuación no lineal original en una forma lineal aproximada. Entonces, la teoría de mínimos cuadrados se puede usar para obtener nuevas estimaciones de los parámetros que se mueven en la dirección de minimizar el residuo [24]. Las expresiones que se utilizan para conocer las constantes de tiempo por medio del ajuste de curva son las expresiones 2.16 y 2.17 mostradas en el capítulo 2

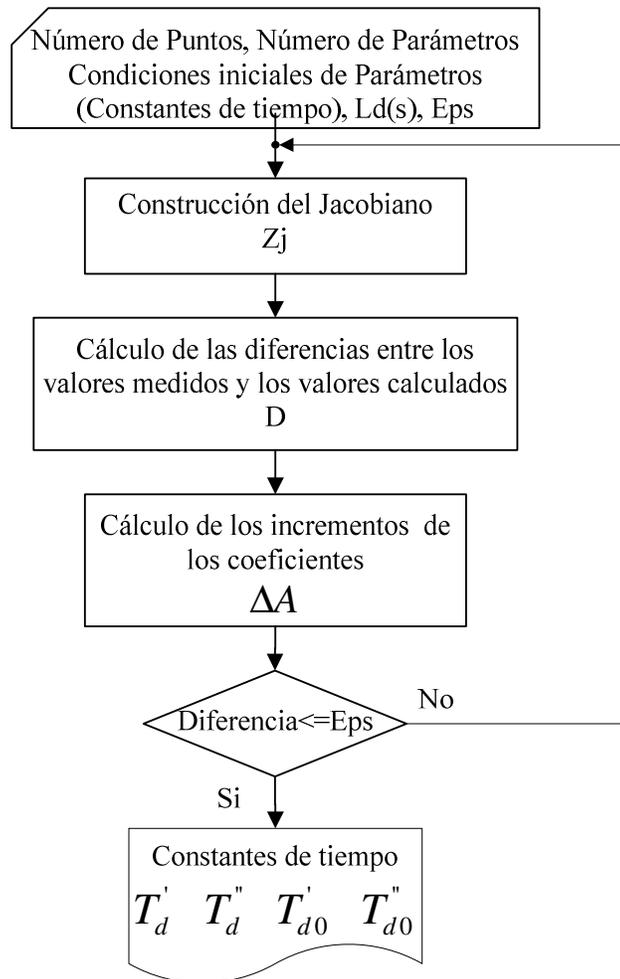


Figura 5.1 Diagrama de flujo utilizado para el ajuste de curvas

En la figura 5.1 se muestra el diagrama de flujo utilizado en la regresión no lineal para ajustar las constantes de tiempo de las inductancias operacionales de eje directo y de cuadratura.

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + sT_d')(1 + sT_d'')}{(1 + sT_{d0}')(1 + sT_{d0}'')} \quad (2.16)$$

$$G(s) = G_0 \frac{(1 + sT_{kd})}{(1 + sT_{d0}')(1 + sT_{d0}'')} \quad (2.17)$$

5.3.1 Estimación de los valores iniciales de las constantes de tiempo

Como se aprecia en el diagrama es necesario conocer los valores iniciales de las constantes de tiempo, tanto para la inductancia de eje directo como para la de eje en cuadratura, en algunos casos se pueden conocer estos valores de datos del fabricante o incluso de pruebas previas en el dominio del tiempo. Si este no es el caso una manera sencilla de conocer el valor de las constantes de tiempo, es una aproximación gráfica utilizando las características de respuesta a la frecuencia de los parámetros operacionales de la máquina mostrados en el capítulo 2, donde las constantes de tiempo y las inductancias han sido utilizadas para identificar los puntos de esquina de la inductancia operacional. En la figura 5.2 se muestra como se obtienen estos valores iniciales de las constantes de tiempo de eje directo de la micromáquina de polos lisos.

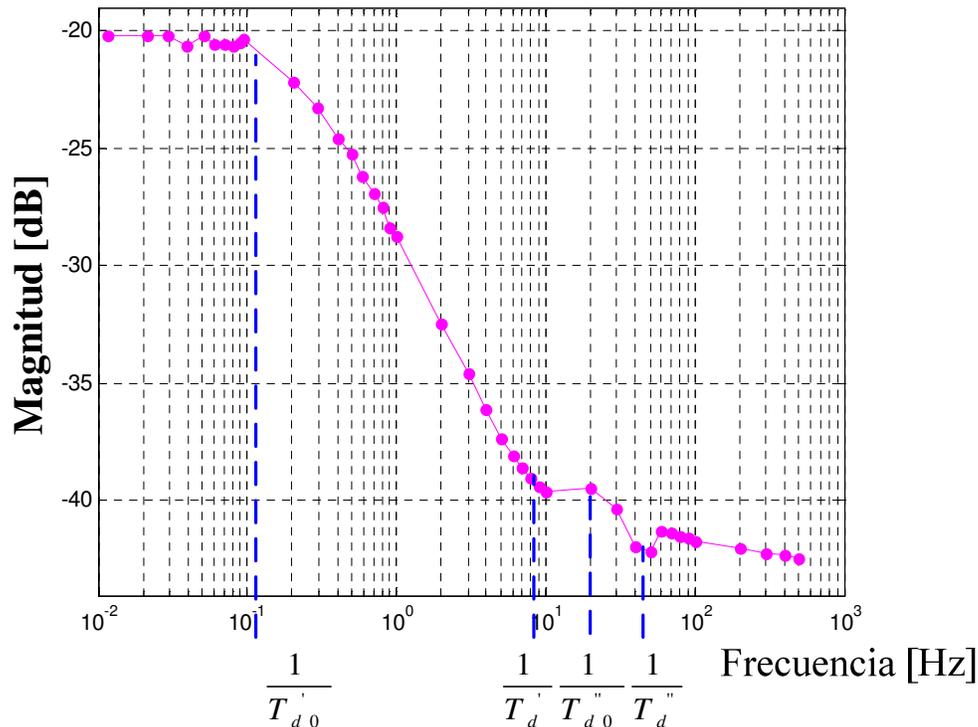


Figura 5.2 Aproximación de las constantes de tiempo en eje directo

De la figura anterior se desprenden los valores iniciales de las constantes de tiempo. En la tabla 5.1 se muestran los valores iniciales estimados para las constantes de tiempo de la micromáquina de polos lisos.

Tabla 5.1 Valores iniciales de las constantes de tiempo para la micromáquina de polos lisos

Constante de Tiempo	Valor Inicial [s]
T_d'	0.125
T_d''	0.022
T_{d0}'	5.000
T_{d0}''	0.050

5.3.2 Procedimiento de ajuste de curvas

Para realizar el ajuste de la inductancia operacional se utilizando el método iterativo de Gauss-Newton descrito en el apéndice B

Una vez que se tienen los valores iniciales de las constantes de tiempo, se puede iniciar con el proceso de ajuste de curvas. Para ilustrar cómo se hace esto, consideramos la función siguiente:

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + sT_d')(1 + sT_d'')}{(1 + sT_{d0}')(1 + sT_{d0}'')}$$

La ecuación normal que resulto al aplicar la teoría de mínimos cuadrados es la siguiente:

$$[[Z_j]^T [Z_j]] \{ \Delta A \} = [[Z_j]^T \{ D \}] \quad (5.5)$$

Así, el procedimiento consiste en resolver la ecuación (5.6) para $\{ \Delta A \}$.

$$\{ \Delta A \} = [[Z_j]^T [Z_j]]^{-1} \{ [Z_j]^T \{ D \} \} \quad (5.6)$$

La cual se emplea para calcular valores mejorados de los parámetros, como en:

$$a_{0,j+1} = a_{0,j} + \Delta a_0$$

Y

$$a_{1,j+1} = a_{1,j} + \Delta a_1$$

5.3.3 Construcción de la matriz Z_j

Para contruir la matriz Z_j es necesario cacular las derivadas parciales de la función (ecuación 2.16) con respecto a cada constante de tiempo:

Parcial de $\frac{\partial L_d(s)}{\partial T_d'}$

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial L_d(s)}{\partial T_d'} &= L_d(0) \frac{\partial \left\{ \frac{(1+sT_d')(1+sT_d'')}{(1+sT_{d0}')(1+sT_{d0}'')} \right\}}{\partial T_d'} \\
 &= L_d(0) \frac{(1+sT_d'')}{(1+sT_{d0}')(1+sT_{d0}'')} \frac{\partial(1+sT_d')}{\partial T_d'} \\
 &= L_d(0) \frac{s(1+sT_d'')}{(1+sT_{d0}')(1+sT_{d0}'')}
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

Parcial de $\frac{\partial L_d(s)}{\partial T_d''}$

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial L_d(s)}{\partial T_d''} &= L_d(0) \frac{(1+sT_d')}{(1+sT_{d0}')(1+sT_{d0}'')} \frac{\partial(1+sT_d'')}{\partial T_d''} \\
 &= L_d(0) \frac{s(1+sT_d')}{(1+sT_{d0}')(1+sT_{d0}'')}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Parcial de $\frac{\partial L_d(s)}{\partial T_{d0}'}$

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial L_d(s)}{\partial T_{d0}'} &= L_d(0) \frac{(1+sT_d'')(1+sT_d')}{(1+sT_{d0}'')} \frac{\partial \left(\frac{1}{1+sT_{d0}'} \right)}{\partial T_{d0}'} \\
 &= L_d(0) \frac{(1+sT_d'')(1+sT_d')}{(1+sT_{d0}'')} \left[-\frac{1}{(1+sT_{d0}')^2} \frac{\partial(1+sT_{d0}')}{\partial T_{d0}'} \right] \\
 &= -L_d(0) \frac{s(1+sT_d'')(1+sT_d')}{(1+sT_{d0}')^2(1+sT_{d0}'')}
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Parcial de $\frac{\partial L_d(s)}{\partial T_{d0}''}$

$$\begin{aligned} \frac{\partial L_d(s)}{\partial T_{d0}''} &= L_d(0) \frac{(1+sT_d'')(1+sT_d')}{(1+sT_{d0}')^2} \left[-\frac{1}{(1+sT_{d0}')^2} \frac{\partial(1+sT_{d0}')}{\partial T_{d0}''} \right] \\ &= -L_d(0) \frac{s(1+sT_d'')(1+sT_d')}{(1+sT_{d0}')^2} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Con estas derivadas parciales se construye la matriz Z_j :

$$\begin{aligned} [Z_j] &= \begin{bmatrix} \partial f_1/\partial a_0 & \partial f_1/\partial a_1 \\ \partial f_2/\partial a_0 & \partial f_2/\partial a_1 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \partial f_n/\partial a_0 & \partial f_n/\partial a_1 \end{bmatrix} \\ [Z_j] &= L_d(0) \begin{bmatrix} \frac{s(1+sT_d')}{(1+sT_{d0}')^2} & \frac{s(1+sT_d'')}{(1+sT_{d0}')^2} & -\frac{s(1+sT_d')(1+sT_d'')}{(1+sT_{d0}')^2(1+sT_{d0}'')} & -\frac{s(1+sT_d')(1+sT_d'')}{(1+sT_{d0}')^2(1+sT_{d0}'')^2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Resolviendo de forma iterativa la ecuación 5.6 hasta que la diferencia entre el parámetro anterior y el predicho se menor a la tolerancia como se muestra en el apéndice B.

En la siguiente figura 5.3 se muestra el cálculo de la inductancia operacional de eje directo con los valores ajustados de las constantes de tiempo

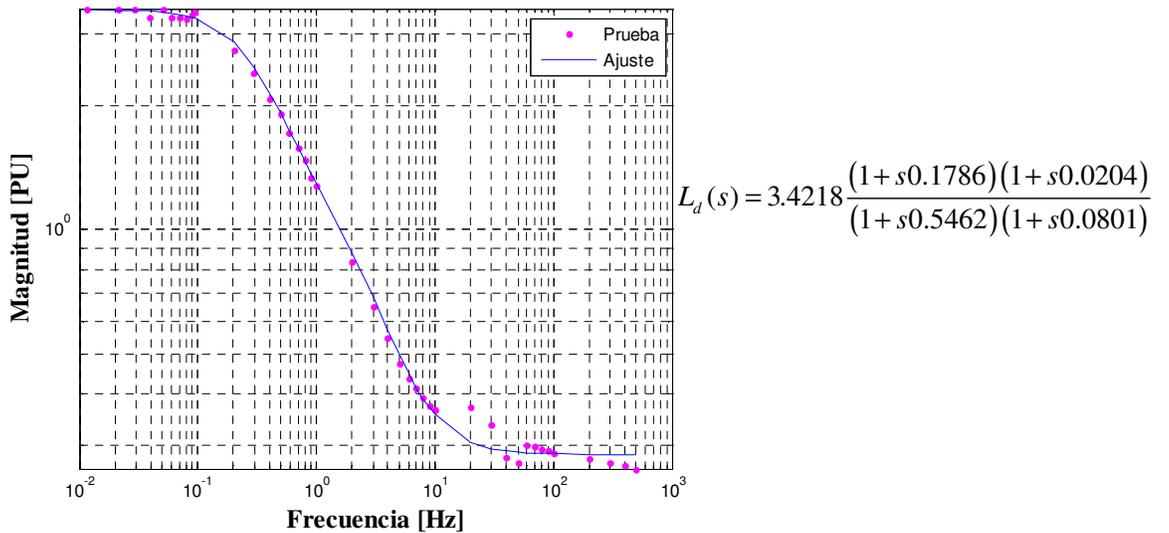


Figura 5.3 Inductancia operacional con las constantes de tiempo ajustadas.

5.4 CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS ESTÁNDAR DE LA MICROMÁQUINA SÍNCRONA DE POLOS LISOS

A continuación se muestra el procedimiento para el cálculo del resto de los parámetros estándar y los parámetros de los elementos del circuito equivalente para la micromáquina de polos lisos MMPL. Tomando en cuenta las distintas configuraciones en los circuitos equivalentes mostrados en el capítulo 2

5.4.1 Expresión clásica

Eje directo

Partiendo del circuito equivalente mostrado en la figura 2.5. Haciendo uso del método iterativo de ajuste de curvas, para obtener las constantes de tiempo, además se conoce el valor de la inductancia $L_d(0)$ y aproximando la inductancia de dispersión L_l se procede con el cálculo de los parámetros del circuito equivalente. Iniciando con el cálculo de la L_{fd} y R_{fd} . Para lo cual utilizando las expresiones 2.30 y 2.31 mostradas en el capítulo 2 y los datos de la tabla 4.2 para la micromáquina de polos lisos (MMPL) se tiene:

$$T'_{d0} \cong T_1 = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{R_{fd}} \quad (5.12)$$

$$T'_d \cong T_4 = \frac{1}{R_{fd}} \left(L_{fd} + \frac{L_{ad}L_l}{L_{ad} + L_l} \right) \quad (5.13)$$

Despejando R_{fd} de la expresión 5.12 se tiene:

$$R_{fd} = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{T'_{d0}} \quad (5.14)$$

Sustituyendo la expresión anterior en 5.13

$$T'_d = \frac{1}{\frac{L_{ad} + L_{fd}}{T'_{d0}}} (L_{fd} + A)$$

$$T'_d (L_{ad} + L_{fd}) = T'_{d0} (L_{fd} + A)$$

$$L_{fd} (T'_d - T'_{d0}) = T'_{d0} A - T'_d L_{ad}$$

$$L_{fd} = \frac{T'_{d0}A - T'_d L_{ad}}{T'_d - T'_{d0}}$$

Donde

$$\begin{aligned} A &= \frac{L_{ad}L_l}{L_{ad} + L_l} \\ &= \frac{(3.0796)(0.3422)}{3.0796 + 0.3422} \\ &= 0.3080 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_{fd} &= \frac{AT'_{d0} - T'_d L_{ad}}{T'_d - T'_{d0}} \\ &= \frac{(0.3080)(0.5462) - (0.1786)(3.0796)}{(0.1786) - (0.5462)} \\ &= 1.0389 \text{ pu} \end{aligned} \tag{5.15}$$

Sustituyendo este valor en la expresión 5.14

$$R_{fd} = \frac{1.81 + 0.1171}{4.3(377)} = 0.020 \text{ pu}$$

Ahora se pueden conocer los valores de R_{1d} y L_{1d} , para lo cual se hace referencia nuevamente de la Tabla 2.1, de donde:

$$T'_{d0} \cong T_3 = \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \right) \tag{5.16}$$

$$T'_d \cong T_6 = \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_lL_{fd}}{L_{ad}L_l + L_{ad}L_{fd} + L_{fd}L_l} \right) \tag{5.17}$$

Haciendo

$$\begin{aligned} B &= \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \\ &= \frac{(3.0796)(1.0389)}{3.0796 + 1.0389} \\ &= 0.7768 \end{aligned}$$

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{L_{ad}L_lL_{fd}}{L_{ad}L_l + L_{ad}L_{fd} + L_{fd}L_l} \\
 &= \frac{(3.0796)(0.3422)(1.0389)}{(3.0796)(0.3422) + (3.0796)(1.0389) + (1.0389)(0.3422)} \\
 &= 0.2375
 \end{aligned}$$

Despejando R_{1d} de la ecuación 5.16, se tiene:

$$R_{1d} = \frac{1}{T_{d0}''} (L_{1d} + B) \quad (5.18)$$

Sustituyendo la ecuación 5.18 en 5.17, se tiene:

$$\begin{aligned}
 T_d'' &= \frac{1}{\frac{(L_{1d} + B)}{T_{d0}''}} (L_{1d} + C) \\
 T_d'' (L_{1d} + B) &= T_{d0}'' (L_{1d} + C) \\
 L_{1d} (T_d'' - T_{d0}'') &= CT_{d0}'' - BT_d'' \\
 L_{1d} &= \frac{CT_{d0}'' - BT_d''}{T_d'' - T_{d0}''} \\
 &= \frac{(0.7768)(0.0801) - (0.2375)(0.0204)}{0.0204 - 0.0801} \\
 &= -0.0528 \text{ pu}
 \end{aligned} \quad (5.19)$$

Sustituyendo valores en la ecuación 5.18, se tiene:

$$\begin{aligned}
 R_{1d} &= \frac{(0.0528 + 0.7768)}{0.0801(377)} \\
 &= 0.0240 \text{ pu}
 \end{aligned}$$

Para completar el conjunto de parámetros estándar solo falta conocer la inductancia transitoria L_d' y subtransitoria L_d'' de eje directo para lo cual utilizamos las expresiones 2.28 y 2.29 mostradas en el capítulo 2:

$$\begin{aligned}
 L'_d &= L_l + \frac{L_{ad}L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \\
 &= 0.3422 + \frac{(3.0796)(1.0389)}{3.0796 + 1.0389} \\
 &= 1.119 \text{ p.u}
 \end{aligned}$$

Y

$$\begin{aligned}
 L''_d &= L_l + \frac{L_{ad}L_{fd}L_{ld}}{L_{ad}L_{fd} + L_{ad}L_{ld} + L_{fd}L_{ld}} \\
 &= 0.16 + \frac{(3.0796)(1.0389)(-0.0528)}{(3.0796)(1.0389) + (3.0796)(-0.0528) + (1.0389)(-0.0528)} \\
 &= 0.2856 \text{ p.u}
 \end{aligned}$$

Eje de cuadratura

De igual manera, el procedimiento a seguir para el cálculo de los parámetros restantes, siendo que se conocen los valores de las constantes de tiempo, la inductancia L_q y con el mismo valor aproximado de la inductancia de dispersión L_l se procede con el cálculo de los parámetros del circuito equivalente. Utilizando las expresiones mostradas en la tabla 2.1 y considerando que en el circuito equivalente para el eje q el lugar de la inductancia del campo lo ocupa la inductancia del devanado de amortiguamiento L_{2q} y la resistencia de campo es sustituida por R_{2q} [1, 2]:

$$T'_{q0} = \frac{L_{aq} + L_{2q}}{R_{2q}} \quad (5.20)$$

$$T'_q = \frac{1}{R_{2q}} \left(L_{2q} + \frac{L_{aq}L_l}{L_{aq} + L_l} \right) \quad (5.21)$$

Despejando R_{2q} de la expresión 5.20 se tiene:

$$R_{2q} = \frac{L_{aq} + L_{2q}}{T'_{q0}} \quad (5.22)$$

Sustituyendo la expresión anterior en 5.15, se tiene:

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

$$T'_q = \frac{1}{\frac{L_{aq} + L_{2q}}{T'_{q0}}} (L_{fd} + D)$$

$$T'_q (L_{aq} + L_{2q}) = T'_{q0} (L_{2q} + D)$$

$$L_{2q} (T'_q - T'_{q0}) = DT'_{q0} - T'_q L_{aq}$$

$$L_{2q} = \frac{DT'_{q0} - T'_q L_{aq}}{T'_q - T'_{q0}}$$

Donde:

$$\begin{aligned} D &= \frac{L_{aq} L_l}{L_{aq} + L_l} \\ &= \frac{(2.7814)(0.3422)}{2.7814 + 0.3422} \\ &= 0.3047 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_{2q} &= \frac{DT'_{q0} - T'_q L_{aq}}{T'_q - T'_{q0}} \\ &= \frac{(0.3047)(0.3241) - (0.1709)(2.7814)}{(0.1709) - (0.3241)} \\ &= 2.4577 \text{ pu} \end{aligned} \tag{5.23}$$

Sustituyendo este valor en la expresión 5.22:

$$R_{2q} = \frac{2.7814 + 2.4577}{0.3241(377)} = 0.0429 \text{ pu}$$

Ahora se pueden conocer los valores de R_{1q} y L_{1q} , para lo cual se hace referencia nuevamente de la Tabla 2.1, de donde:

$$T'_{q0} = \frac{1}{R_{1q}} \left(L_{1q} + \frac{L_{aq} L_{2q}}{L_{aq} + L_{2q}} \right) \tag{5.24}$$

$$T'_q = \frac{1}{R_{1q}} \left(L_{1q} + \frac{L_{aq} L_l L_{2q}}{L_{aq} L_l + L_{aq} L_{2q} + L_{2q} L_l} \right) \tag{5.25}$$

Haciendo:

$$\begin{aligned} E &= \frac{L_{aq}L_{2q}}{L_{aq} + L_{2q}} \\ &= \frac{(2.7814)(2.4577)}{2.7814 + 2.4577} \\ &= 1.3048 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F &= \frac{L_{aq}L_1L_{2q}}{L_{aq}L_1 + L_{aq}L_{2q} + L_1L_{2q}} \\ &= \frac{(2.7814)(0.3422)(2.4577)}{(2.7814)(0.3422) + (2.7814)(2.4577) + (0.3422)(2.4577)} \\ &= 0.2711 \end{aligned}$$

Despejando R_{1q} de la ecuación 5.24, se tiene:

$$R_{1q} = \frac{1}{T_{q0}''} (L_{1q} + E) \quad (5.26)$$

Sustituyendo la ecuación 5.26 en 5.25, se tiene:

$$\begin{aligned} T_q'' &= \frac{1}{(L_{1q} + E)} (L_{1q} + F) \\ &\quad \frac{T_{q0}''}{T_{q0}''} \\ T_q'' (L_{1q} + E) &= T_{q0}'' (L_{1q} + F) \\ L_{1q} (T_q'' - T_{q0}'') &= ET_{q0}'' - FT_q'' \\ L_{1q} &= \frac{FT_{q0}'' - ET_q''}{T_q'' - T_{q0}''} \\ &= \frac{(0.2711)(0.0595) - (1.3048)(0.0127)}{0.0127 - 0.0595} \\ &= 0.0092 \text{ pu} \end{aligned} \quad (5.27)$$

Sustituyendo valores en la ecuación 5.26, se tiene:

$$R_{1q} = \frac{(0.0092 + 1.3048)}{0.0595(377)}$$

$$= 0.0585 \text{ pu}$$

Finalmente el cálculo de dos inductancias para completar el conjunto de parámetros estándar considerando un circuito equivalente clásico, la inductancia transitoria L'_q y subtransitoria L''_q en eje de cuadratura utilizando las expresiones 2.32 y 2.33 del capítulo 2. Se tiene:

$$L'_q = L_l + \frac{L_{aq}L_{2q}}{L_{aq} + L_{2q}}$$

$$= 0.3422 + \frac{(2.7814)(2.4577)}{2.7814 + 2.4577}$$

$$= 1.6470 \text{ p.u.}$$

y

$$L''_q = L_l + \frac{L_{aq}L_{2q}L_{1q}}{L_{aq}L_{2q} + L_{aq}L_{1q} + L_{2q}L_{1q}}$$

$$= 0.16 + \frac{(2.7814)(2.4577)(0.0092)}{(2.7814)(2.4577) + (2.7814)(0.0092) + (2.4577)(0.0092)}$$

$$= 0.3513 \text{ p.u.}$$

5.4.2 Expresiones exactas para parámetros estándar

Utilizando las expresiones desarrolladas en la sección 2.5.2 y utilizando los parámetros fundamentales calculados con la expresión clásica, se calculan de manera exacta los parámetros estándar con las expresiones mostradas en la tabla 2.1.

Eje directo

Comenzamos calculando los tiempos:

$$T_1 = \frac{L_{ad} + L_{fd}}{R_{fd}}$$

$$= \frac{3.0796 + 1.0389}{7.5403}$$

$$= 0.5462 \text{ s}$$

$$\begin{aligned}
 T_2 &= \frac{L_{ad} + L_{1d}}{R_{1d}} \\
 &= \frac{3.0796 - 0.0528}{9.0416} \\
 &= 0.3348
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_3 &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad} L_{fd}}{L_{ad} + L_{fd}} \right) \\
 &= \frac{1}{9.0416} \left(-0.0528 + \frac{(3.0796)(1.0389)}{3.0796 + 1.0389} \right) \\
 &= 0.0801s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_4 &= \frac{1}{R_{fd}} \left(L_{fd} + \frac{L_{ad} L_l}{L_{ad} + L_l} \right) \\
 &= \frac{1}{7.5403} \left(1.0389 + \frac{(3.0796)(0.3422)}{3.0796 + 0.3422} \right) \\
 &= 0.1786s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_5 &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad} L_l}{L_{ad} + L_l} \right) \\
 &= \frac{1}{9.0416} \left(-0.0528 + \frac{(3.0796)(0.3422)}{3.0796 + 0.3422} \right) \\
 &= 0.0282s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_6 &= \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad} L_l L_{fd}}{L_{ad} L_l + L_{ad} L_{fd} + L_{fd} L_l} \right) \\
 &= \frac{1}{9.0416} \left(-0.0528 + \frac{(3.0796)(0.3422)(1.0389)}{(3.0796)(0.3422) + (3.0796)(1.0389) + (0.3422)(1.0389)} \right) \\
 &= 0.0204s
 \end{aligned}$$

Los parámetros estándar se calculan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 T'_{d0} &= T_1 + T_2 \\
 &= 0.5462 + 0.3348 \\
 &= 0.8810s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_{d0}'' &= \frac{T_1 T_3}{T_1 + T_2} \\
 &= \frac{(0.5462)(0.0801)}{0.5462 + 0.3348} \\
 &= 0.0497s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_d' &= T_4 + T_5 \\
 &= 0.1786 + 0.0282 \\
 &= 0.2068s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_d'' &= \frac{T_4 T_6}{T_4 + T_5} \\
 &= \frac{(0.1786)(0.0204)}{0.1786 + 0.0282} \\
 &= 0.0176s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 L_d' &= L_d \frac{T_4 + T_5}{T_1 + T_2} \\
 &= 3.4218 \frac{0.1786 + 0.0282}{0.5462 + 0.3348} \\
 &= 0.8034 p.u.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 L_d'' &= L_d \frac{T_4 T_6}{T_1 T_3} \\
 &= 3.4218 \frac{(0.1786)(0.0204)}{(0.5462)(0.0801)} \\
 &= 0.2856 pu
 \end{aligned}$$

Eje de cuadratura

Para el cálculo de los parámetros estándar para el eje de cuadratura ocupamos las expresiones de la tabla 2.1 mostrada en el capítulo 2. Y al igual que el cálculo utilizando las expresiones clásicas, el lugar de la inductancia del campo lo ocupa la inductancia del devanado de amortiguamiento L_{2q} y la resistencia de campo es sustituida por R_{2q} [1,2]:

Comenzamos calculando los tiempos

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{L_{aq} + L_{2q}}{R_{2q}} \\
 &= \frac{2.7814 + 2.4577}{16.1654} \\
 &= 0.3241s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_2 &= \frac{L_{aq} + L_{lq}}{R_{lq}} \\
 &= \frac{2.7814 - 0.0092}{22.0662} \\
 &= 0.1265s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_3 &= \frac{1}{R_{lq}} \left(L_{lq} + \frac{L_{aq}L_{2q}}{L_{aq} + L_{2q}} \right) \\
 &= \frac{1}{22.0662} \left(0.0092 + \frac{(2.7814)(2.4577)}{2.7814 + 2.4577} \right) \\
 &= 0.0595s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_4 &= \frac{1}{R_{2q}} \left(L_{2q} + \frac{L_{aq}L_l}{L_{aq} + L_l} \right) \\
 &= \frac{1}{16.1654} \left(2.4577 + \frac{(2.7814)(0.3422)}{2.7814 + 0.3422} \right) \\
 &= 0.1709s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_5 &= \frac{1}{R_{lq}} \left(L_{lq} + \frac{L_{aq}L_l}{L_{aq} + L_l} \right) \\
 &= \frac{1}{22.0662} \left(0.0092 + \frac{(2.7814)(0.3422)}{2.7814 + 0.3422} \right) \\
 &= 0.0142s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_6 &= \frac{1}{R_{lq}} \left(L_{lq} + \frac{L_{aq}L_lL_{2q}}{L_{aq}L_l + L_{aq}L_{2q} + L_{2q}L_l} \right) \\
 &= \frac{1}{22.0662} \left(0.0092 + \frac{(2.7814)(0.3422)(2.4577)}{(2.7814)(0.3422) + (2.7814)(2.4577) + (0.3422)(2.4577)} \right) \\
 &= 0.0127s
 \end{aligned}$$

Los parámetros estándar se calculan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 T'_{d0} &= T_1 + T_2 \\
 &= 0.3241 + 0.1265 \\
 &= 0.4506s
 \end{aligned}$$

$$T_{d0}'' = \frac{T_1 T_3}{T_1 + T_2}$$

$$= \frac{(0.3241)(0.0595)}{0.3241 + 0.1265}$$

$$= 0.0428s$$

$$T_d' = T_4 + T_5$$

$$= 0.1709 + 0.0142$$

$$= 0.1851s$$

$$T_d'' = \frac{T_4 T_6}{T_4 + T_5}$$

$$= \frac{(0.1709)(0.0127)}{0.1709 + 0.0142}$$

$$= 0.0117s$$

$$L_q' = L_q \frac{T_4 + T_5}{T_1 + T_2}$$

$$= 3.1236 \frac{0.1709 + 0.0142}{0.3241 + 0.1265}$$

$$= 1.6470 p.u.$$

$$L_d'' = L_d \frac{T_4 T_6}{T_1 T_3}$$

$$= 3.1236 \frac{(0.1709)(0.0127)}{(0.3241)(0.0595)}$$

$$= 0.3513 pu$$

5.4.3 Parámetros incluyendo efectos mutuos desiguales

En las expresiones obtenidas para los parámetros estándar anteriores, se asumió que todas las inductancias mutuas en el eje d son iguales. Sin embargo, estas inductancias mutuas, pueden ser diferentes. En el circuito equivalente de eje directo mostrado en la figura 2.8.a, la inductancia serie $L_{f1d} - L_{ad}$ representa el enlace de flujo entre el devanado de campo y de amortiguamiento, pero no de la armadura. Por simplificación de términos llamémosle L_{pl} a la inductancia serie $L_{f1d} - L_{ad}$. En este caso a manera de ilustración se consideró que la inductancia mutua entre el campo y el devanado amortiguador fuera diferente, por lo que la inductancia $L_{pl} = L_{f1d} - L_{ad}$ aparece en el circuito equivalente de eje directo y será considerada para efectos de cálculos. Es prudente hacer la aclaración, que cuando no es

posible determinar esta inductancia deberá ser despreciada, esto propicia a cometer un ligero error en nuestros cálculos, pero que en la literatura se considera como aceptable.

Para comenzar con el cálculo de los parámetros teniendo en cuenta esta inductancia mutua del rotor, es necesario saber el valor de la resistencia de campo antes de iniciar el proceso, para lo cual se utilizaron las gráficas de la función de transferencia $sG(s)$ y $Z_{afo}(s)$ de la MMPL (figuras 4.8 y 4.9 del capítulo 4).

Eje directo

Cálculo de la resistencia de campo L_{fd}

Utilizando la función de transferencia $Z_{afo}(s) = \Delta e_{fd}(s) / \Delta i_d(s)$ mostrada en la figura 4.10 del capítulo anterior, para encontrar la razón de vueltas del campo respecto de la armadura.

$$\begin{aligned} N_{af}(0) &= \frac{1}{sL_{ad}(0)} \left\{ \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{\Delta e_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right] \right\} \\ &= \frac{0.4455}{s(0.08786)} \\ &= 5.0705 \end{aligned}$$

De la figura 4.8 se tiene que:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right) = 0.0037s$$

La resistencia de campo (ecuación 5.3), referida al devanado de armadura es:

$$\begin{aligned} R_{fd} &= \frac{sL_{ad}}{\lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right) \left(\frac{2}{3} N_{af}(0) \right)} \\ &= \frac{s(0.08786)}{(0.0037s) \left(\frac{2}{3} \right) (5.075)} \\ &= 7.0249 p.u. \end{aligned}$$

Haciendo uso del método iterativo para el ajuste de curva, sabemos el valor de las constantes de tiempo. Y conociendo el valor de las inductancias $L_d(0)$, L_l y L_{ad} así como el valor de la

resistencia de campo, se procede con el cálculo de los parámetros restantes utilizamos las expresiones descritas en el conjunto de ecuaciones 2.41 mostradas en el capítulo 2.

Primero comenzando con el cálculo de los parámetros de la parte transitorio se tiene Las siguientes expresiones

$$T'_{d0} = \frac{L_{ad} + L_{fd} + L_{pl}}{R_{fd}} \quad (5.28)$$

$$T'_d = \frac{1}{R_{fd}} \left(L_{fd} + L_{pl} + \frac{L_{ad}L_l}{L_{ad} + L_l} \right) \quad (5.29)$$

Haciendo:

$$A = \frac{L_{ad}L_l}{L_{ad} + L_l}$$

Sustituyendo valores, se tiene:

$$\begin{aligned} A &= \frac{(3.0796)(0.3422)}{(3.0796) + (0.3422)} \\ &= 0.3080 \end{aligned}$$

Se sabe que $L_{pl} = L_{f1d} - L_{ad}$

Según datos del generador LAMBTON reportado en la referencia [2, 10 y 11], el valor de la inductancia L_{pl} se estima:

$$L_{pl} = 0.066L_d = 0.2258 \text{ pu}$$

Resolviendo de forma simultánea las ecuaciones 5.28 y 5.29 para encontrar L_{fd} , se tiene:

$$\begin{aligned} R_{fd} (T'_{d0} + T'_d) &= 2(L_{fd} + L_{pl}) + L_{ad} + A \\ L_{fd} &= \frac{R_{fd} (T'_{d0} + T'_d) - L_{ad} - A}{2} - L_{pl} \end{aligned} \quad (5.30)$$

Sustituyendo valores:

$$\begin{aligned}
 L_{fd} &= \frac{R_{fd}(T'_{d0} + T'_d) - L_{ad} - A}{2} - L_{pl} \\
 &= \frac{7.0249(0.5462 + 0.1786) - 3.0796 - 0.3080}{2} - 0.2258 \\
 &= 0.6263
 \end{aligned}$$

Nuevamente haciendo uso de las ecuaciones 2.41, se tiene:

$$T'_{d0} = \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{fd}(L_{ad} + L_{pl})}{L_{pl} + L_{fd} + L_{ad}} \right) \quad (5.31)$$

$$T'_d = \frac{1}{R_{1d}} \left(L_{1d} + \frac{L_{ad}L_{pl}L_{fd} + L_lL_{fd}L_{ad} + L_lL_{fd}L_{pl}}{L_{fd}L_{ad} + L_{fd}L_l + L_{pl}L_{ad} + L_{pl}L_l + L_{ad}L_l} \right) \quad (5.32)$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 B &= \frac{L_{fd}(L_{ad} + L_{pl})}{L_{fd} + L_{ad} + L_{pl}} \\
 &= \frac{0.6263(3.0796 + 0.2258)}{0.6263 + 3.0796 + 0.2258} \\
 &= 0.5265
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{L_{ad}L_{pl}L_{fd} + L_lL_{fd}L_{ad} + L_lL_{fd}L_{pl}}{L_{fd}L_{ad} + L_{fd}L_l + L_{pl}L_{ad} + L_{pl}L_l + L_{ad}L_l} \\
 &= \frac{(3.0796)(0.2258)(0.6263) + (0.3422)(0.6263)(3.0796) + (0.3422)(0.6263)(0.2258)}{(0.6263)(3.0796) + (0.6263)(0.3422) + (0.2258)(3.0796) + (0.2258)(0.3422) + (3.0796)(0.3422)} \\
 &= 0.2882
 \end{aligned}$$

Por lo tanto:

$$T'_{d0} = \frac{1}{R_{1d}} (L_{1d} + B) \quad (5.33)$$

de donde:

$$R_{1d} = \frac{T_{d0}'' - B}{L_{1d}} \quad (5.34)$$

También se tiene que:

$$T_d'' = \frac{1}{R_{1d}} (L_{1d} + C) \quad (5.35)$$

Sustituyendo 5.34 en 5.35, se tiene:

$$\begin{aligned} T_d'' (L_{1d} + B) &= T_{d0}'' (L_{1d} + C) \\ L_{1d} &= \frac{CT_{d0}'' - BT_d''}{T_d'' - T_{d0}''} \\ &= \frac{0.2882(0.0801) - 0.5265(0.0204)}{0.0204 - 0.0801} \\ &= -0.2065 \end{aligned} \quad (5.36)$$

Sustituyendo valores en 5.34:

$$\begin{aligned} R_{1d} &= \frac{T_{d0}'' - B}{L_{1d}(377)} \\ &= \frac{0.0801 - 0.5265}{-0.2065(377)} \\ &= 0.0106 \text{ p.u.} \end{aligned}$$

Para finalizar con la determinación de los parámetros en eje directo, se calcula las inductancias transitorias y subtransitoria de eje directo, para el caso en que la inductancia mutua entre el campo y el devanado amortiguador es diferente, las inductancias están representadas por las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} L_d' &= L_l + \frac{L_{ad} (L_{fd} + L_{pl})}{L_{ad} + L_{fd} + L_{pl}} \\ &= 0.3422 + \frac{3.0796(0.6263 + 0.2258)}{3.0796 + 0.6263 + 0.2258} \\ &= 1.0096 \text{ p.u.} \end{aligned} \quad (5.37)$$

y

$$\begin{aligned}
 L_d'' &= L_l + \frac{L_{ad}L_{fd}L_{\lambda d} + L_{ad}L_{\lambda d}L_{pl} + L_{ad}L_{fd}L_{pl}}{L_{ad}L_{fd} + L_{ad}L_{\lambda d} + L_{fd}L_{\lambda d} + L_{\lambda d}L_{pl} + L_{fd}L_{pl}} \\
 &= 0.3422 + \frac{(3.0796)(0.6263)(-0.2065) + (3.0796)(-0.2065)(0.2258) + (3.0796)(0.6263)(0.2258)}{(3.0796)(0.6263) + (3.0796)(-0.2065) + (0.6263)(-0.2065) + (-0.2065)(0.2258) + (0.6263)(0.2258)} \\
 &= 0.2576 p.u.
 \end{aligned}$$

Eje de cuadratura

Debido a que no hay existen diferencias entre el circuito equivalente para el eje de cuadratura cuando se considera la inductancia periférica del rotor los parámetros son los mismos que los calculados utilizando la expresión clásica.

En la tabla 5.1 se muestra un resumen de los parámetros encontrados con los distintos modelos para la micromáquina síncrona de polos lisos MMPL.

5.5 DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS DE MÁQUINAS DE POLOS SALIENTES

El procedimiento para el cálculo de los parámetros de una máquina síncrona de polos salientes es similar a una máquina sin saliencia. Para los parámetros en eje de directo debido a que los modelos y circuitos en este eje son los mismos no existe diferencia alguna el cálculo de estos parámetros. Mientras que para el eje de cuadratura si existe diferencia ya que en el circuito equivalente se considera una rama menos que en una máquina de polos lisos. Por lo que las expresiones para determinar los parámetros en este son distintas, estas expresiones se pueden apreciar en el capítulo 2 (ecuaciones 2.42).

5.5.1 Cálculo de parámetros en eje de cuadratura para una micromáquina de polos salientes MMPS

Teniendo en cuenta que son conocidos los valores de la inductancia propia, mutua y de dispersión para el eje q ($L_q(0)$, L_{aq} y L_l respectivamente), solo es preciso conocer las constantes de tiempo utilizando el método iterativo mostrado en la parte 5.3 de este capítulo sabiendo que:

$$L_q(s) = \frac{L_q(0)(1 + sT''_q)}{(1 + sT'''_{qo})} \quad (5.38)$$

Donde la expresión anterior es utilizada para encontrar las constantes de tiempo respectivas, y los valores de $L_q(0)$ son los obtenidos mediante pruebas de respuesta en el dominio de la frecuencia,

Haciendo uso de las ecuaciones 2.42 se tiene:

$$T_{q0}'' = \frac{L_{aq} + L_{lq}}{R_{lq}} \quad (5.39)$$

$$T_q'' = \frac{1}{R_{lq}} \left(L_{lq} + \frac{L_{aq}L_l}{L_{aq} + L_l} \right) \quad (5.40)$$

Haciendo:

$$D = \frac{L_{aq}L_l}{L_{aq} + L_l}$$

Sustituyendo valores, se tiene:

$$D = \frac{(1.5567)(0.1760)}{(1.5567) + (0.1760)} = 0.1401$$

De la ecuación 5.39, se obtiene la resistencia del devanado de amortiguamiento de eje de cuadratura, ecuación 5.41:

$$R_{lq} = \frac{L_{aq} + L_{lq}}{T_{q0}''} \quad (5.41)$$

Sustituyendo 5.41 en 5.40, se tiene que:

$$T_q'' = \frac{T_{q0}''}{L_{aq} + L_{lq}} (L_{lq} + D) \quad (5.42)$$

$$L_{lq} = \frac{DT_{q0}'' - T_q''L_{aq}}{T_q'' - T_{q0}''}$$

Sustituyendo valores en 5.42, se puede conocer la inductancia del devanado de amortiguamiento en el eje de cuadratura:

$$L_{lq} = \frac{(0.1401)(0.0944) - (0.0209)(1.4010)}{0.0209 - 0.0944}$$

$$= 0.2193 \text{ p.u.}$$

Sustituyendo este valor en la expresión 5.41, la resistencia del devanado de amortiguamiento de eje de cuadratura es:

$$R_{lq} = \frac{1.4010 + 0.2193}{0.0944(377)} = 0.0455 \text{ p.u.}$$

Para estudios de estabilidad dinámica es importante conocer la inductancia subtransitoria del eje de cuadratura (L''_q), como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned}
 L''_q &= L_l + \frac{L_{aq}L_{lq}}{L_{aq} + L_{lq}} \\
 &= 0.1760 + \frac{(1.4010)(0.2193)}{1.4010 + 0.2193} \\
 &= 0.3953 \text{ p.u.}
 \end{aligned}
 \tag{5.43}$$

Con estos datos se completan los parámetros estándar en ambos ejes d y q .

A continuación se muestran las tablas 5.2, 5.3 y 5.4 con un listado de los parámetros determinados.

Tabla 5.2 Resumen de parámetros de la Micromáquina Síncrona de Polos Lisos MMPL.

Parámetro	Dominio del Tiempo [27]	Expresión Clásica [PU]	Expresión Exacta [PU]	Efectos Mutuos Desiguales [PU]
Eje Directo				
L_d	3.5699	3.4218	3.4218	3.4218
L_l	-----	0.3422	0.3422	0.3422
L_{ad}	-----	3.0796	3.0796	3.0796
L_{fd}	-----	1.0389	1.0389	0.6263
L_{1d}	-----	-0.0528	-0.0528	-0.2065
L_{pl}	-----	-----	-----	0.2258
R_{fd}	-----	0.0200	0.0200	0.0186
R_{1d}	-----	0.0240	0.0240	0.0106
\dot{L}_d	0.8578	1.1190	0.8034	1.0096
L_d''	0.4434	0.2856	0.2856	0.2576
T_d'	0.2113	0.1786	0.2068	0.1786
T_d''	0.0499	0.0204	0.0176	0.0204
T_{d0}'	-----	0.5462	0.8810	0.5462
T_{d0}''	-----	0.0801	0.0497	0.0801
Eje de Cuadratura				
L_q	3.3914	3.1236	3.1236	3.1236
L_{aq}	-----	2.7814	2.7814	2.7814
L_{2q}	-----	2.4577	2.4577	2.4577
L_{1q}	-----	0.0092	0.0092	0.0092
R_{2q}	-----	0.0429	0.0429	0.0429
R_{1q}	-----	0.0585	0.0585	0.0585
\dot{L}_q	1.9729	1.6470	1.2833	1.6470
L_q''	0.4112	0.3513	0.3513	0.3513
T_q'	-----	0.1709	0.1851	0.1709
T_q''	-----	0.0127	0.0117	0.0127
T_{q0}'	-----	0.3241	0.4506	0.3241
T_{q0}''	-----	0.0595	0.0428	0.0595

Tabla 5.3 Resumen de parámetros de la Micromáquina Síncrona de Polos Salientes MMPS.

Parámetro	Dominio del Tiempo [27]	Expresión Clásica [PU]	Expresión Exacta [PU]	Efectos Mutuos Desiguales [PU]
Eje Directo				
L_d	2.9344	1.7595	1.7595	1.7595
L_l	-----	0.1760	0.1760	0.1760
L_{ad}	-----	1.5836	1.5836	1.5836
L_{fd}	-----	0.1701	0.1701	0.0423
$L_{\lambda d}$	-----	-0.0050	-0.0050	-0.0317
L_{pl}	-----	-----	-----	0.1161
R_{fd}	-----	0.0054	0.0054	0.0054
$R_{\lambda d}$	-----	0.0199	0.0199	0.0013
L'_d	0.5313	0.3296	0.2983	0.3200
L''_d	0.2837	0.1708	0.1708	0.1658
T'_d	0.1818	0.1604	0.1808	0.1604
T''_d	0.0381	0.0103	0.0091	0.0103
T'_{d0}	-----	0.8564	1.0665	0.8564
T''_{d0}	-----	0.0198	0.0159	0.0198
Eje de Cuadratura				
L_q	1.7606		1.5567	
L_{aq}	-----		1.4010	
$L_{\lambda q}$	-----		0.2193	
$R_{\lambda q}$	-----		0.0455	
L''_q	0.4539		0.3453	
T''_q	-----		0.0209	
T''_{q0}	-----		0.0944	

Tabla 5.4 Resumen de parámetros de la Máquina Educacional.

Parámetro	Expresión Clásica [PU]	Expresión Exacta [PU]	Efectos Mutuos Desiguales [PU]
Eje Directo			
L_d	1.1141	1.1141	1.1141
L_l	0.1114	0.1114	0.1114
L_{ad}	1.0027	1.0027	1.0027
L_{fd}	0.1101	0.1101	0.0429
L_{1d}	0.0291	0.0291	-0.0224
L_{pl}	-----	-----	0.0735
R_{fd}	0.0164	0.0164	0.0166
R_{1d}	1.1506	1.1506	0.1684
\dot{L}_d	0.2106	0.2097	0.2157
L_d''	0.1339	0.1339	0.1371
T_d'	0.0340	0.0343	0.0340
T_d''	0.0002	0.0002	0.0002
T_{d0}'	0.1797	0.1820	0.1797
T_{d0}''	0.0003	0.0003	0.0003
Eje de Cuadratura			
L_q		0.7513	
L_{aq}		0.6508	
L_{1q}		2.1797	
R_{1q}		0.2539	
L_q''		0.6017	
T_q''		0.0237	
T_{q0}''		0.0296	

5.6 COMPROBACIÓN DE RESULTADOS

Una manera de comprobar la valía de los resultados, recomendada en [1], se logra sustituyendo el valor de los parámetros determinados en la ecuación de cortocircuito (5.44) [25, 26 y 27]. La gráfica obtenida de este modo se compara con el oscilograma obtenido en la prueba física de cortocircuito repentino.

$$\begin{aligned}
 i_a = V & \left[\frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X_d'} - \frac{1}{X_d} \right) e^{\frac{-t}{T_d}} + \left(\frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_d'} \right) e^{\frac{-t}{T_d''}} \right] \cos(\omega_0 t + \lambda) \\
 & - \frac{V}{2} \left(\frac{1}{X_d''} + \frac{1}{X_q''} \right) e^{\frac{-t}{T_a}} \cos(\lambda) \\
 & - \frac{V}{2} \left(\frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_q''} \right) e^{\frac{-t}{T_a}} \cos(2\omega_0 t + \lambda)
 \end{aligned}
 \tag{5.44}$$

En la figura 5.4 se presenta la comparación directa de las corrientes de falla de la micromáquina de polos lisos durante la prueba de cortocircuito a tensión plena. Contra la corriente calculada con los parámetros obtenidos en el dominio de la frecuencia utilizando la expresión exacta.

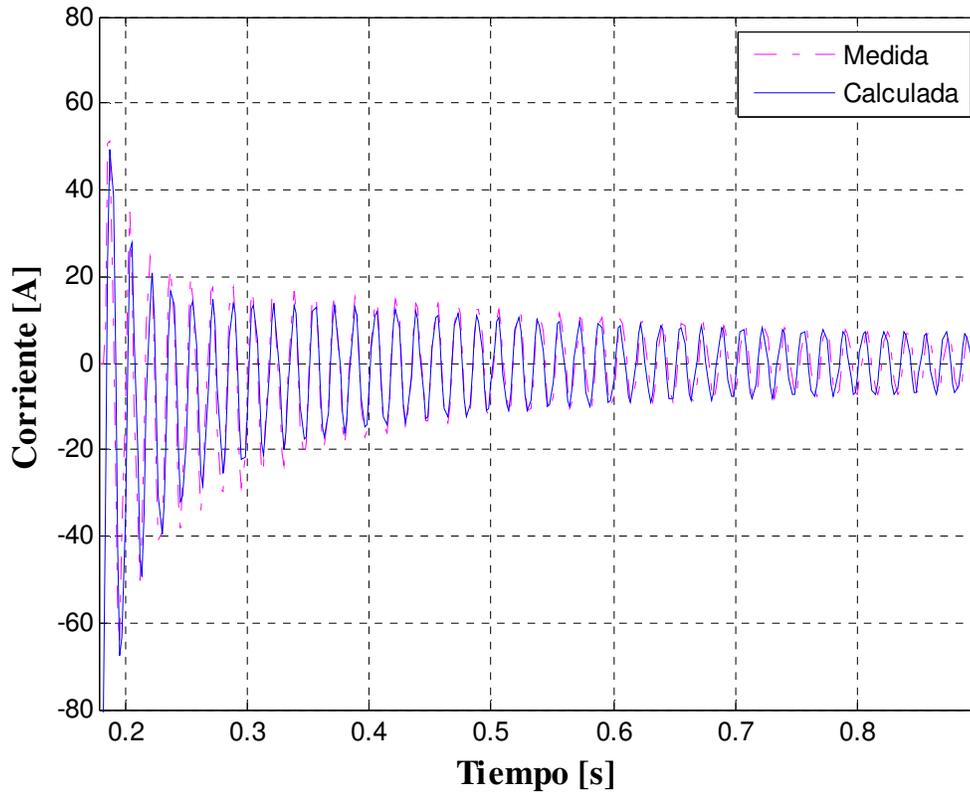


Figura 5.4 Comparación del oscilograma de la prueba de cortocircuito repentino de la MMPL a tensión plena [25], contra el oscilograma obtenido a partir de los parámetros determinados en dominio de la frecuencia Utilizando la expresión exacta.

A partir de la información de la figura 5.4, se puede observar que los parámetros obtenidos (color azul) representan de manera muy cercana las corrientes de falla medidas en la prueba representadas por una línea punteada de color púrpura, de lo que se concluye que los parámetros obtenidos con técnicas de respuesta a la frecuencia son correctos.

CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES

6.1 CONCLUSIONES

El presente trabajo muestra la metodología para la determinación de los parámetros dinámicos empleando técnicas de laboratorio de respuesta en la frecuencia con la máquina estática, de acuerdo a la norma IEEE-115 aplicado a las tres máquinas de laboratorio [1]. Adicionalmente se muestra de manera detallada los cálculos necesarios para determinar los parámetros de la máquina síncrona para tres circuitos equivalentes diferentes (modelo 2.2 polos lisos y modelo 2.1 polos salientes), utilizados comúnmente en estudios de estabilidad.

Los resultados obtenidos fueron validados al comparar directamente los parámetros obtenidos en dominio de la frecuencia contra los parámetros obtenidos con la prueba estandarizada en dominio del tiempo (tablas 5.2, 5.3 y 5.4) realizada en trabajos anteriores [25, 26 y 27]. Adicionalmente se calcula la corriente de cortocircuito utilizando los parámetros obtenidos en dominio de la frecuencia y se compara con la corriente medida durante la prueba de cortocircuito repentino, donde se aprecia la cercanía entre ambas corrientes por lo que podemos decir que los parámetros son correctos y se pueden utilizar para representar a la máquina síncrona en diversos estudios de estabilidad.

El correcto posicionamiento del rotor en los ejes directo y cuadratura es el comienzo para obtener los parámetros de la máquina. Para posicionar la máquina en el eje de cuadratura se propone un método alternativo señalado en la sección 4.4.1 el cual fue probado con respecto al establecido en la norma [1], concluyendo que no existen diferencias significativas en los resultados por lo que se puede utilizar sin reservas.

Una parte importante durante el desarrollo de las pruebas de laboratorio de respuesta a la frecuencia, es la correcta caracterización de la resistencia de medición, ya que pequeñas variaciones en su magnitud pueden ocasionar errores al acondicionar la señal de prueba, los cuales se traducen en errores en la obtención de los parámetros como lo señalado en la sección 4.3.2.

La inductancia operacional de la máquina se ajusta con los valores obtenidos durante la prueba por medio de un algoritmo computacional de regresión no lineal. Con este ajuste de la curva descrita por la inductancia operacional se obtienen las constantes de tiempo transitoria y

subtransitoria de circuito abierto y cortocircuito, las cuales además de formar parte del conjunto de parámetros estándar de la máquina síncrona, se utilizan para el cálculo de los parámetros fundamentales de los elementos que conforman los circuitos equivalentes utilizados para representar la máquina síncrona. Teniendo presente que el número de ramas del circuito equivalente debe corresponder con el número de constantes de tiempo.

Desafortunadamente el equipo con el que se cuenta en la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación no cuenta con un rango de frecuencia apropiado para desarrollar satisfactoriamente la prueba para una máquina de mayor capacidad. Resultando muy complicado estimar los valores iniciales de las inductancias operacionales y la estimación correcta de la resistencia de armadura. Por lo que esta metodología no se pudo aplicar a máquina de mediana capacidad.

6.2 APORTACIONES

Se muestra a detalle en forma experimental la prueba de respuesta a la frecuencia aplicada a tres máquinas de laboratorio, obteniendo un grupo de parámetros estándar y fundamental requeridos para realizar estudios de estabilidad entre otros. Los cuales son comparados de manera satisfactoria con parámetros obtenidos mediante la prueba convencional en el dominio del tiempo a tensión plena.

Se propone un método alternativo para posicionar la máquina en eje de cuadratura, el cual comparado con el método que establece la norma std. 115 IEEE [1], no presenta diferencias en la obtención de los parámetros.

Se programo un algoritmo computacional para el cálculo de la inductancia operacional, donde la curva descrita por esta función es ajustada por medio de regresión no lineal para la obtención de las respectivas constantes de tiempo. Las cuales a su vez sirven para calcular el resto de los parámetros estándar y fundamentales de la máquina síncrona.

6.3 RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS

Adquirir equipo de medición capaz de realizar de manera confiable la medición de las funciones de transferencia para el rango de frecuencias requerido por norma, el cual es muy sensible a bajas frecuencias sobre todo para maquinas grandes.

Contar con una fuente de potencia capaz de proporcionar la corriente necesaria con un ancho de banda suficiente para cubrir los requerimientos de la prueba, ya que debido a que en la SEPI ESIME Zacatenco no se cuenta con este tipo de fuentes no fue posible trasladar la metodología de prueba de respuesta a la frecuencia a máquinas grandes.

Obtener los parámetros de la máquina síncrona utilizando modelo de mayor orden en el circuito equivalente que permitan que el ajuste de la curva se acerque al comportamiento descrito por las mediciones realizadas en respuesta a la frecuencia

Realizar un algoritmo computacional, que permita aproximar los valores iniciales de las constantes de tiempo partiendo de los datos de prueba.

Emplear otras técnicas computacionales para el ajuste de curvas para encontrar los valores de las constantes de tiempo.

Determinar los parámetros de la máquina síncrona utilizando la prueba de decaimiento de flujo en CD, la cual también es una prueba con el rotor de la máquina en reposo. Y bajo pruebas de respuesta a la frecuencia en línea

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

REFERENCIAS

- [1] IEEE Power Engineering Society, IEEE Guide: “Test Procedures for Synchronous Machines”. Part I: Acceptance and Performance testing; Part II: Test Procedures and Parameter Determination for Dynamic Analysis. IEEE Std 115 1995, IEEE, Nueva York, N. Y., EUA 1995.
- [2] S. Campos. “Determinación de los Parámetros Eléctricos de las Máquinas Síncronas en Función de la Frecuencia” Tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-IPN, México D. F., México 2005.
- [3] P. Kundur, “Power system stability and control”, Mc Graw Hill Inc, The EPRI Power system engineering series, Nueva York, N. Y., EUA 1994.
- [4] E. W. Kimbark. Power System Stability: Synchronous Machines. Dover Publications Inc. 1956.
- [5] Park, R. H., “Two-Reaction Theory of Synchronous Machines, Generalized Method of Analysis-Part I”. AIEE Transactions, Vol. 48, July 1929, pp. 716-727.
- [6] D. Ruiz, “Efecto de los Modelos de Motores de Inducción en Sistemas Eléctricos de Potencia”. Tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-IPN, México D. F., México 1996.
- [7] Dandeno, P.L., Karas, A., McClymont, K.R. and Watson, W., “Effect of High Speed Rectifier Excitation Systems on Generator Stability Limits”, IEEE Trans PAS-87, Jan 1968, p 190.
- [8] W.B. Jackson, and R.L. Wchester, “Direct and Quadrature – Axis Equivalent Circuits for Solid-Rotor Turbine Generators”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol Pas-88, July 1969, p 1121.
- [9] A.W. Rankin, “The Direct and Quadrature Axis Equivalent Circuits of the Synchronous Machine”, AIEE Trans, Vol 64, Dec 1945, p 861.
- [10] EPRI, “Determination of Synchronous Machine Stability Study Constants”, EPRI Report EL 1424: Vol 2, Sep 1980, Westinghouse Electric Corporation and Vol 2, Dec 1980, Ontario Hydro (two of four reports on EPRI Project 997).

- [11] EPRI, “Determination of Synchronous Machine Stability Study Models”, EPRI Report EL 1424: Vol 1, Feb 1981, Westinghouse Electric Corporation, Ontario Hydro (Project 997-4, Final Report).
- [12] W. Watson, and M. E. Coultres, “Static Exciter Stabilizing Signals on Large Generators – Mechanical Problems”, IEEE Trans PAS-92, Jan/Feb 1973, p 204.
- [13] P. L. Dandeno, and P. Kundur, “Stability performance of 555 MVA Turboalternators-Digital Comparisons with System Operating Test”, IEEE Trans PAS-93. May/June 1974, p767
- [14] IEEE, “Supplementary Definitions and Associated Test Methods for Obtaining Parameters for Synchronous Machine Stability Study Constants”, Working Group paper presented at the IEEE Summer Power Meeting, 1979, Vancouver, BC.
- [15] J. A. Martinez_Velasco, “Power System Transients, Parameter Determination”, CRC Press, 2010
- [16] IEEE Power Engineering Society, IEEE Guide: “for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses”. IEEE Std1110 2002, IEEE, Nueva York, N. Y., EUA 2002.
- [17] D. Ruiz. Curso de Instalaciones en Alta Tensión II, Capítulo V: Teoría y Cálculo de Cortocircuito. SEPI-ESIME-IPN, 2004.
- [18] B. De Metz-Noblat, F. Dumas and G.Thomasset, “Calculation of Short Circuit Currents”, Cahier technique no. 158. Schneider Electric, 2000.
- [19] D. Ruiz y D. Olguín. “Modelado de la máquina síncrona para estudios de estabilidad a grandes disturbios en sistemas eléctricos de potencia con parámetros obtenidos mediante pruebas convencionales”. Reporte interno No. SEPI-IE95-03. Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, ESIME - IPN. México 1995.
- [20] D. Ruiz y D. Olguín. “Modelos de máquinas síncronas de polos lisos para estudios de estabilidad transitoria en el sistema no-recíproco en pu”. Reporte interno No. SEPI-IE97-04 Sección de Estudios de Posgrado e Investigación ESIME - IPN. México 1997.
- [21] D. W. Olive,). “Digital simulation of synchronous machine transients”, IEEE Transactions on power apparatus and systems, Vol PAS-87, No. 8. EUA 1968.
- [22] C. C. Young Notes on synchronous machine theory. General Electric Co. Schnecteady, Nueva York, N. Y., EUA 1963.
- [23] B. Adkins, R. G. Harley, “The General Theory of Alternating Current Machines”,1975
- [24] S Chapra, “Métodos Numéricos Para Ingenieros” Quinta Edicion. Mc Graw Hill. 2007

- [25] A. Mejía_Ramírez y G. Trinidad-Hernández. “Determinación de Parámetros Dinámicos en Máquinas Síncronas a Escala Utilizando la Prueba Convencional en el Dominio del Tiempo”, Tesis de licenciatura para obtener el título en Ingeniería Eléctrica, ESIME-IPN, México D. F., Junio del 2007 México.
- [26] L. L. Juárez-Caltzontzin, “Determinación de los parámetros dinámicos de máquinas síncronas por medio de un programa de computadora digital”. Tesis de licenciatura para obtener el título en Ingeniería Eléctrica, ESIME-IPN, México D. F., 2008 México.
- [27] L. L. Juárez-Caltzontzin, G. Trinidad-Hernández, T. I. Asiaín-Olivares, D. Ruiz-Vega. “Theoretical and Experimental Analysis of the Short Circuit Current Components in Salient Pole Synchronous Generators”. Proceedings of the 11th Spanish Portuguese Conference on Electrical Engineering (11CHLIE), 1 to 4 July, 2009, Zaragoza, SPAIN.
- [28] G. Shackshaft, "New Approach to the Determination of Synchronous Machine Parameters from Tests," Proc. IEE (London), Vol. 121, No. 11, pp. 1385-1392, 1974.
- [29] IEEE Committee Report, "Supplementary Definitions and Associated Test Methods for Obtaining Parameters for Synchronous Machine Stability Simulations," IEEE Trans, Vol. PAS-99, pp. 1625-1 633, July/August 1980.
- [30] I.M. Canay, "Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagram of Synchronous Machines," IEEE Trans., Vol. PAS-88, pp. 1 14-1 120, July 1969.
- [31] M.E. Coultres and W. Watson, "Synchronous Machine Models by Standstill Frequency Response Tests," IEEE Trans., Vol. PAS- 100, pp. 14
- [32] T. Asiain . “Utilización de las máquinas generalizadas en la determinación experimental de parámetros en máquinas síncronas y de inducción” Tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica, Sección de Graduados e Investigación de la ESIME-IPN, México D. F., México 1991.
- [33] K. Ogata, “Modern Control Engineering”, Tercer Edición, Prentice-Hall, EUA 1998
- [34] J. D. Irwin, “Análisis Básico de Circuitos en Ingeniería”, Quinta Edición, Prentice-Hall, Minnesota EUA 1997.

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

APÉNDICE A: DATOS DE PRUEBA

En este apéndice se muestran los datos obtenidos durante las pruebas eléctricas de respuesta a la frecuencia, aplicadas a las distintas máquinas bajo prueba.

MICROMÁQUINA DE POLOS LISOS.

A.1 Impedancia de armadura de eje directo Z_{armd} de la MMPL

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0117	0.3642	2.27620
0.0215	0.3654	4.13620
0.0293	0.3674	5.64010
0.0391	0.3696	7.10400
0.0508	0.3739	9.55560
0.0605	0.3757	10.8861
0.0703	0.3803	12.5413
0.0801	0.3829	14.0682
0.0898	0.3934	15.6193
0.0938	0.3950	16.5986
0.2031	0.4859	21.4332
0.2969	0.5385	24.4004
0.4062	0.5958	24.0986
0.5000	0.6393	24.6587
0.5938	0.6642	24.6620
0.7031	0.6991	24.6836
0.7969	0.7242	25.0292
0.9062	0.7388	24.7714
1.0000	0.7620	25.0050
2.0000	0.8949	27.8838
3.0000	0.9879	31.0490
4.0000	1.0573	34.2040
5.0000	1.1104	37.2033
6.0000	1.1868	40.3889
7.0000	1.2694	43.4440
8.0000	1.3449	45.6693
9.0000	1.4184	48.6823
10.000	1.5089	50.7926
20.000	2.8576	55.8627
30.000	3.7780	61.1759
40.000	4.1447	66.2753
50.000	4.9791	69.6571
60.000	6.5780	71.2467
70.000	7.5858	73.2019
80.000	8.4960	74.4995
90.000	9.4595	75.5546
100.00	10.3438	76.2249
200.00	19.9528	79.0480
300.00	29.2489	78.9154
400.00	38.4264	78.9810
500.00	47.2095	78.3240

A.2 Función de transferencia $sG(s)$ de la MMPL

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0293	0.0015	103.8960
0.0391	0.0017	105.2730
0.0508	0.0024	102.3936
0.0605	0.0023	102.7996
0.0703	0.0026	101.3506
0.0801	0.0026	99.5134
0.0898	0.0030	96.0781
0.0938	0.0039	98.3900
0.2031	0.0064	86.7698
0.2969	0.0088	73.7160
0.4062	0.0105	64.9124
0.5000	0.0123	58.6289
0.5938	0.0131	54.3417
0.7031	0.0146	47.5664
0.7969	0.0152	44.1747
0.9062	0.0159	40.6299
1.0000	0.0164	37.7646
2.0000	0.0172	28.4951
3.0000	0.0168	20.8575
4.0000	0.0168	17.5404
5.0000	0.0171	15.1866
6.0000	0.0167	13.8639
7.0000	0.0167	12.6065
8.0000	0.0164	11.6953
9.0000	0.0163	11.4174
10.0000	0.0163	10.4650
20.0000	0.0167	8.9971
30.0000	0.0166	6.8534
40.0000	0.0168	5.6634
50.0000	0.0167	2.9962
60.0000	0.0163	1.5956
70.0000	0.0158	1.6858
80.0000	0.0155	-1.2683
90.0000	0.0155	-1.6863
100.0000	0.0155	-2.1012
104.0000	0.0153	-0.9678
200.0000	0.0154	-4.7670
304.0000	0.0147	-6.3816
400.0000	0.0138	3.2836
496.0000	0.0139	3.1857

A.3 Impedancia de transferencia $Z_{af0}(s)$ de la MMPL

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0117	0.1068	-93.0792
0.0215	0.1849	-92.6068
0.0293	0.2590	-91.3471
0.0391	0.3521	-92.2954
0.0508	0.4433	-93.6716
0.0605	0.5201	-97.1474
0.0703	0.6319	-94.2220
0.0801	0.6909	-94.3294
0.0898	0.7787	-96.8069
0.0996	0.8882	-100.1470
0.1992	1.6728	-103.8830
0.2188	1.9001	-107.1340
0.3125	2.2610	-112.6330
0.4062	3.0236	-115.8570
0.5000	3.6644	-123.0590
0.5938	3.8879	-123.4000
0.6870	4.3412	-127.2380
0.8125	4.7423	-137.2970
0.9062	5.1412	-135.2160
1.0000	5.3036	-135.8000
2.0000	6.5185	-154.9610
3.0000	7.1706	-161.1150
4.0000	7.0986	-164.0040
5.0000	7.4748	-162.7610
6.0000	7.4174	-166.2840
7.0000	7.7164	-166.8830
8.0000	7.5322	-165.7650
9.0000	7.6106	-168.4860
10.0000	7.9735	-168.3420
20.0000	8.3099	-170.2480
30.0000	8.7275	-173.1680
40.0000	9.0400	-174.8580
50.0000	8.7866	-175.0370
60.0000	9.4682	-177.7100
70.0000	9.1499	-176.7710
80.0000	8.7595	-179.5310
90.0000	9.5140	-176.7780
100.0000	8.5411	-179.5890
200.0000	8.3497	-167.0030
300.0000	7.7207	-172.3290
400.0000	7.8763	-161.7070
500.0000	7.7711	-161.4700
600.0000	7.3450	-162.9020
700.0000	6.2872	-165.0500
800.0000	6.1435	-162.4620
900.0000	6.3434	-167.4340
1000.0000	5.6129	-146.6640

A.4 Impedancia de eje de cuadratura Z_{armq} de la MMPL

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0215	0.3481	3.9609
0.0293	0.3516	5.3618
0.0391	0.3520	7.1631
0.0508	0.3564	9.2436
0.0605	0.3587	11.0435
0.0703	0.3638	12.7683
0.0801	0.3681	13.6224
0.0898	0.3728	15.6257
0.0996	0.3786	16.8536
0.1992	0.4506	26.7136
0.2188	0.4925	28.8176
0.3128	0.5404	30.1753
0.4062	0.6148	34.5370
0.5000	0.6663	35.9924
0.5938	0.7291	37.1492
0.6870	0.7783	37.4963
0.8125	0.8516	37.7787
0.9060	0.8888	37.7215
1.0000	0.9513	37.5791
2.0000	1.2859	36.7455
3.0000	1.4813	35.9721
4.0000	1.6122	37.1587
5.0000	1.7431	38.3328
6.0000	1.8515	40.3167
7.0000	1.9554	42.0045
8.0000	2.0677	43.8073
9.0000	2.1707	45.9768
10.0000	2.3599	47.9470
20.0000	3.5185	58.2062
30.0000	4.7453	65.3692
40.0000	5.8902	68.0519
50.0000	7.2392	71.1904
60.0000	8.4473	72.6002
70.0000	9.6352	74.2360
80.0000	10.9541	75.4058
90.0000	12.1630	75.9243
100.0000	13.1417	77.3046
200.0000	25.3447	78.0491
300.0000	37.0316	77.8188
400.0000	48.2117	76.0429
500.0000	59.4781	75.4424
600.0000	69.4812	73.4851
700.0000	80.2126	72.0008
800.0000	89.8281	71.2301
900.0000	100.1965	69.4653
1000.0000	109.5904	67.6694

MICROMÁQUINA DE POLOS SALIENTES.

A 5 Impedancia de armadura de eje directo Z_{armd} de la MMPS

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0117	0.3105	1.3600
0.0215	0.3116	2.4662
0.0293	0.3129	3.3193
0.0391	0.3150	4.3315
0.0508	0.3181	5.4499
0.0605	0.3212	6.2917
0.0703	0.3245	7.0470
0.0801	0.3281	7.7158
0.0898	0.3318	8.3007
0.0996	0.3355	8.8067
0.1992	0.3705	10.8165
0.2969	0.3713	12.2150
0.4062	0.3812	12.6024
0.5000	0.3911	13.2674
0.5938	0.3950	14.1087
0.7031	0.4005	15.1714
0.7968	0.4057	15.7300
0.9062	0.4101	17.0298
1.0000	0.4161	17.9968
2.0000	0.4730	27.9835
3.0000	0.5349	34.7470
4.0000	0.6052	40.9757
5.0000	0.6777	45.2482
6.0000	0.7457	45.2482
7.0000	0.8171	50.8840
8.0000	0.8840	52.9148
9.0000	0.9543	54.1346
10.0000	1.0378	55.0189
20.0000	1.6676	66.5674
30.0000	2.3052	69.2638
40.0000	2.9508	70.2229
50.0000	3.5300	71.7347
60.0000	4.1480	73.7192
70.0000	4.6745	74.2207
80.0000	5.2964	74.1937
90.0000	5.8750	74.2872
100.0000	6.4639	74.6375
200.0000	11.8658	73.6473
300.0000	16.8186	72.8095
400.0000	21.8891	71.3602
500.0000	26.3660	69.6272

A.6 Función de transferencia $sG(s)$ de la MMPS

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0215	0.0018	85.4780
0.0293	0.0025	82.5349
0.0391	0.0034	79.6334
0.0508	0.0039	75.9921
0.0605	0.0043	74.0000
0.0703	0.0042	71.1317
0.0801	0.0049	67.1944
0.0898	0.0050	66.6749
0.0996	0.0052	63.5264
0.1992	0.0085	43.4514
0.2969	0.0096	34.0979
0.4062	0.0106	26.8167
0.5000	0.0108	20.1992
0.5938	0.0112	18.4283
0.7031	0.0116	13.6698
0.7968	0.0116	12.1800
0.9062	0.0115	10.2905
1.0000	0.0117	9.3235
2.0000	0.0118	1.4780
3.0000	0.0114	-4.4573
4.0000	0.0110	-7.0371
5.0000	0.0108	-9.4524
6.0000	0.0105	-10.2906
7.0000	0.0105	-11.2064
8.0000	0.0100	-11.9560
9.0000	0.0099	-12.8366
10.0000	0.0096	-13.6576
20.0000	0.0085	-15.8379
30.0000	0.0079	-18.7878
40.0000	0.0074	-20.4820
50.0000	0.0068	-20.9412
52.0000	0.0068	-20.8119
70.0000	0.0063	-24.5924
80.0000	0.0062	-24.0540
90.0000	0.0054	-27.6668
100.0000	0.0056	-23.8511
200.0000	0.0039	-15.6768
300.0000	0.0034	-24.2067

A.7 Impedancia de transferencia $Z_{af0}(s)$ de la MMPS

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0117	0.0840	93.5436
0.0215	0.1063	89.9114
0.0293	0.1459	90.6251
0.0391	0.1998	92.0432
0.0508	0.2506	88.0869
0.0605	0.3050	87.6838
0.0703	0.3641	88.3812
0.0801	0.3966	86.9980
0.0898	0.4605	87.6827
0.0996	0.5055	87.6186
0.1992	0.9852	84.3935
0.2969	1.4493	82.1560
0.4062	1.9729	77.6147
0.5000	2.4617	75.8485
0.5938	2.7715	73.4335
0.7031	3.1849	70.8995
0.7968	3.5697	68.2314
0.9062	3.9609	66.6039
1.0000	4.2883	64.9809
2.0000	6.3883	53.3729
3.0000	7.9577	45.8052
4.0000	8.9556	45.8052
5.0000	9.7407	39.7902
6.0000	10.4714	37.4331
7.0000	11.0448	36.3111
8.0000	11.6834	34.9005
9.0000	12.1990	34.1255
10.0000	12.5944	33.3373
20.0000	16.0016	26.2158
30.0000	17.7161	24.0338
40.0000	19.3992	19.9506
50.0000	20.1864	17.3712
60.0000	20.8242	15.2386
70.0000	21.2705	13.4315
80.0000	21.7172	12.0304
90.0000	21.8806	10.9117
100.0000	21.8204	9.9526
200.0000	22.5998	4.9922
300.0000	22.5382	3.8093
400.0000	22.7001	3.2982
500.0000	23.0642	4.4420
600.0000	23.8023	6.6430
700.0000	25.1961	6.2177
800.0000	26.5909	8.0547
900.0000	28.8349	8.7144
1000.0000	31.5227	7.2298

A.8 Impedancia de eje de Cuadratura Z_{armq} de la MMPS

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0391	0.3908	3.1151
0.0508	0.3909	4.1571
0.0605	0.3918	4.7961
0.0703	0.3914	5.8825
0.0801	0.3929	6.4442
0.0898	0.3933	7.1820
0.0996	0.3964	8.0264
0.2031	0.4129	15.4337
0.2969	0.4729	19.6832
0.4062	0.4985	25.5444
0.5000	0.5244	28.6309
0.5938	0.5578	31.9331
0.7031	0.5965	34.7066
0.7968	0.6477	34.5338
0.9062	0.6810	36.3287
1.0000	0.7219	37.3381
2.0000	1.0251	37.6772
3.0000	1.2018	37.7744
4.0000	1.3180	38.8302
5.0000	1.4316	40.0474
6.0000	1.5280	41.8882
7.0000	1.6223	43.8286
8.0000	1.7134	45.8398
9.0000	1.8049	47.3063
10.0000	1.8995	49.3175
20.0000	2.9398	63.1259
30.0000	3.9688	68.1408
40.0000	5.0092	70.6692
50.0000	6.0872	72.6638
60.0000	7.2412	75.8577
70.0000	8.3108	76.6362
80.0000	9.3769	77.2768
90.0000	10.4310	78.0329
100.0000	11.5690	79.0933
200.0000	22.5811	78.8880
300.0000	33.5073	77.1106
400.0000	77.0271	75.6512
500.0000	78.8831	73.7201
600.0000	80.2560	71.0055

MÁQUINA EDUCACIONAL DE POLOS SALIENTES

A.9 Impedancia de Armadura de Eje Directo Z_{armd} de la ME

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0059	0.6508	0.0894
0.0068	0.6508	0.1043
0.0083	0.6508	0.1313
0.0088	0.6508	0.1391
0.0352	0.6510	0.5553
0.0400	0.6511	0.6321
0.0503	0.6513	0.7930
0.0752	0.6519	1.1806
0.0851	0.6522	1.3328
0.1094	0.6515	1.6280
0.2031	0.6584	3.0223
0.2969	0.6686	4.1194
0.4062	0.6870	5.1232
0.5000	0.6895	5.9881
0.5938	0.6995	6.3845
0.7031	0.7060	7.1380
0.7968	0.7102	7.3632
0.9062	0.7251	7.6008
1.0000	0.7285	7.9198
2.0000	0.7647	9.1152
3.0000	0.7849	10.6516
4.0000	0.7921	12.3878
5.0000	0.8085	14.3377
6.0000	0.8187	16.3477
7.0000	0.8272	18.4453
8.0000	0.8390	20.3179
9.0000	0.8558	22.4105
10.0000	0.8691	24.3291
20.0000	1.0738	37.7871
30.0000	1.3544	49.4565
40.0000	1.5665	56.2546
50.0000	1.8665	59.9596
60.0000	2.1334	63.2056
70.0000	2.4652	66.5307
80.0000	2.7280	68.1358
90.0000	3.0497	69.7034
100.0000	3.3177	71.1228
200.0000	6.4980	74.4580
300.0000	9.5314	74.1431
400.0000	12.5429	72.5113
500.0000	15.3660	70.0975
600.0000	18.0539	67.7968
700.0000	20.5580	65.3128
800.0000	23.0713	62.7830
900.0000	25.3961	60.5317
1000.0000	27.5218	58.3049

A.10 Función de transferencia $sG(s)$ de la ME

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0117	0.0023	96.0531
0.0215	0.0035	95.7960
0.0293	0.0042	93.3464
0.0391	0.0054	91.5932
0.0508	0.0058	91.2095
0.0605	0.0070	91.9474
0.0703	0.0087	87.4369
0.0801	0.0098	84.1545
0.0898	0.0107	86.5953
0.0996	0.0116	86.8204
0.1992	0.0244	78.9020
0.2969	0.0344	74.7394
0.4062	0.0453	68.4804
0.5000	0.0539	63.8152
0.5938	0.0629	60.2885
0.7031	0.0709	56.3051
0.7968	0.0754	53.2840
0.9062	0.0821	48.9895
1.0000	0.0866	47.0407
1.0000	0.0865	46.9766
2.0000	0.1118	33.1745
3.0000	0.1235	19.8582
4.0000	0.1258	14.7111
5.0000	0.1292	10.7856
6.0000	0.1300	8.5238
7.0000	0.1302	6.0947
8.0000	0.1306	5.0407
9.0000	0.1308	2.8911
10.0000	0.1305	2.2902
10.0000	0.1391	4.0235
20.0000	0.1329	-4.2448
30.0000	0.1263	-7.0178
40.0000	0.1206	-8.2166
50.0000	0.1163	-8.0347
60.0000	0.1787	-3.7781
70.0000	0.1110	-7.4782
80.0000	0.1093	-7.6216
90.0000	0.1082	-6.6180
100.0000	0.1078	-6.5524
200.0000	0.1043	-4.9460
300.0000	0.1042	-4.8293
400.0000	0.1017	-4.7181
500.0000	0.1014	-5.2361
600.0000	0.1012	-5.8167
700.0000	0.1005	-5.8538
800.0000	0.0970	-7.1606
900.0000	0.0964	-8.0652
1000.0000	0.0981	-9.0291

A.11 Impedancia de transferencia $Z_{af0}(s)$ de la ME

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0117	0.0840	93.5436
0.0215	0.1063	89.9114
0.0293	0.1459	90.6251
0.0391	0.1998	92.0432
0.0508	0.2506	88.0869
0.0605	0.3050	87.6838
0.0703	0.3641	88.3812
0.0801	0.3966	86.9980
0.0898	0.4605	87.6827
0.0996	0.5055	87.6186
0.1992	0.9852	84.3935
0.2969	1.4493	82.1560
0.4062	1.9729	77.6147
0.5000	2.4617	75.8485
0.5938	2.7715	73.4335
0.7031	3.1849	70.8995
0.7968	3.5697	68.2314
0.9062	3.9609	66.6039
1.0000	4.2883	64.9809
2.0000	6.3883	53.3729
3.0000	7.9577	45.8052
4.0000	8.9556	45.8052
5.0000	9.7407	39.7902
6.0000	10.4714	37.4331
7.0000	11.0448	36.3111
8.0000	11.6834	34.9005
9.0000	12.1990	34.1255
10.0000	12.5944	33.3373
20.0000	16.0016	26.2158
30.0000	17.7161	24.0338
40.0000	19.3992	19.9506
50.0000	20.1864	17.3712
60.0000	20.8242	15.2386
70.0000	21.2705	13.4315
80.0000	21.7172	12.0304
90.0000	21.8806	10.9117
100.0000	21.8204	9.9526
200.0000	22.5998	4.9922
300.0000	22.5382	3.8093
400.0000	22.7001	3.2982
500.0000	23.0642	4.4420
600.0000	23.8023	6.6430
700.0000	25.1961	6.2177
800.0000	26.5909	8.0547
900.0000	28.8349	8.7144
1000.0000	31.5227	7.2298

A.12 Impedancia de eje de Cuadratura Z_{armq} de la ME

<i>Frecuencia</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Angulo</i>
0.0293	0.6499	0.3130
0.0391	0.6499	0.4173
0.0508	0.6499	0.5425
0.0605	0.6500	0.6468
0.0703	0.6500	0.7511
0.0801	0.6500	0.8553
0.0898	0.6500	0.9596
0.0996	0.6501	1.0639
0.1094	0.6501	1.1681
0.1992	0.6505	2.1262
0.2031	0.6505	2.1678
0.2969	0.6513	3.1645
0.4062	0.6525	4.3221
0.5000	0.6538	5.3082
0.5938	0.6554	6.2876
0.7031	0.6576	7.4200
0.7968	0.6597	8.3798
0.9062	0.6625	9.4886
1.0000	0.6643	10.4674
2.0000	0.7017	19.3357
3.0000	0.7479	26.4319
4.0000	0.8127	32.7988
5.0000	0.8849	38.5263
6.0000	0.9501	42.6934
7.0000	1.0414	46.0223
8.0000	1.1084	49.3947
9.0000	1.1910	52.7352
10.0000	1.2874	55.1032
20.0000	2.1707	69.9935
30.0000	3.1571	73.7181
40.0000	4.0907	76.4447
50.0000	5.1793	76.9134
60.0000	6.0135	76.4004
70.0000	6.9259	77.7800
80.0000	7.8969	78.0145
90.0000	8.9619	78.8881
100.0000	9.4703	76.9118
200.0000	18.2503	74.6208

APÉNDICE B:

MÉTODO ITERATIVO PARA EL AJUSTE DE CURVAS

B.1 FORMA GENERAL LINEAL POR MINIMOS CUADRADOS

B.1.1 Formulación general de una matriz para mínimos cuadrados lineales

A continuación analizaremos tres tipos de regresión: lineal simple, polinomial y lineal múltiple. De hecho, estas tres pertenecen al siguiente modelo general de mínimos cuadrados lineales:

$$y = a_0 z_0 + a_1 z_1 + a_2 z_2 + \cdots + a_m z_m + e \quad (\text{B.1})$$

donde z_0, z_1, \dots, z_m son las $m+1$ funciones diferentes. Se puede ver con facilidad como la regresión lineal simple y múltiple encajan dentro de este modelo: es decir: $z_0 = 1, z_1 = x_1, z_2 = x_2, \dots, z_m = x_m$. Además, la regresión de polinomios se incluye también si las z son monomios simples como en $z_0 = x^0 = 1, z_1 = x, z_2 = x^2, \dots, z_m = x^m$.

Es prudente observar que la terminología “lineal” se refiere sólo a la dependencia del modelo sobre sus parámetros (es decir, las a). Como en el caso de regresión de polinomios, las mismas funciones pueden ser altamente no lineales. Por ejemplo, las z pueden ser senoidales, como en:

$$y = a_0 + a_1 \cos(wt) + a_2 \text{sen}(wt)$$

Tal formato es la base del análisis de Fourier.

Por otro lado, un modelo de apariencia simple como:

$$f(x) = a_0 (1 - e^{-a_1 x})$$

Es ciertamente no lineal porque no puede ser manejado en el formato de la ecuación B.1.

Mientras tanto, la ecuación B.1 se puede expresar en notación matricial como:

$$\{Y\} = [Z]\{A\} + \{E\} \quad (\text{B.2})$$

Donde $[Z]$ es una matriz de los valores calculados de las funciones de z en los valores medidos de las variables independientes,

$$[Z] = \begin{bmatrix} z_{01} & z_{11} & \cdots & z_{m1} \\ z_{02} & z_{12} & \cdots & z_{m2} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ z_{0m} & z_{1m} & \cdots & z_{mm} \end{bmatrix}$$

Donde m es número de variables en el modelo y n es el número de datos. Como $n \geq m + 1$, se debe reconocer que la mayoría de las veces $[Z]$ no es una matriz cuadrada.

El vector columna $\{Y\}$ contiene los valores observados de la variable dependiente

$$\{Y\} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}$$

El vector columna $\{A\}$ contiene los coeficientes desconocidos

$$\{A\} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix}$$

Ahora estamos en condiciones de definir la suma de cuadrados de los residuos de este modelo y lo haremos de la siguiente manera:

$$S_r = \sum_{i=1}^n \left(y_i - \sum_{j=0}^m a_j z_{ji} \right)^2$$

Esta cantidad se puede minimizar al tomar su derivada parcial con respecto a cada uno de los coeficientes y fijar los resultados de la ecuación igual a cero. La salida de este proceso son las ecuaciones normal que se pueden expresar brevemente en forma de matriz como:

$$[[Z]^T [Z]]\{A\} = \{[Z]^T \{Y\}\} \quad (\text{B.3})$$

Se puede ver y demostrar que la ecuación (B.3) es, de hecho, equivalente a las ecuaciones normal para la regresión lineal simple, polinomial y múltiple [24].

B.2 REGRESION NO LINEAL

Existen muchos casos en ingeniería donde los modelos no lineales deben ser ajustados con datos. En el contexto actual, estos modelos se definen como aquellos que tienen dependencia no lineal de sus parámetros. Por ejemplo:

$$f(x) = a_0(1 - e^{-a_1 x}) + e \quad (\text{B.4})$$

Esta ecuación no puede ser manejada de acuerdo con el formato general de la ecuación B.1.

Como se hizo en los mínimos cuadrados lineales, la regresión no lineal se basa en la determinación de los valores de los parámetros que minimizan la suma de los cuadrados de los residuos. Sin embargo, para el caso no lineal, la solución debe proceder en una forma iterativa.

Método de Gauss-Newton

El *método de Gauss-Newton* es un algoritmo para minimizar la suma de los cuadrados de los residuos entre dos datos y ecuaciones no lineales. El concepto clave que resalta la técnica es que una expansión por serie de Taylor se usa para expresar la ecuación no lineal original en una forma lineal aproximada. Entonces, la teoría de mínimos cuadrados se puede usar para obtener nuevas estimaciones de los parámetros que se mueven en la dirección de minimizar el residuo.

Una vez que se tienen los valores iniciales de las constantes de tiempo, se inicia con el proceso de ajuste de curvas. Para ilustrar cómo se hace esto, primero se expresa de manera general la relación entre la ecuación no lineal y los datos en la forma siguiente:

$$y_i = f(x_i; a_0, a_1, \dots, a_m) + e_i \quad (\text{B.5})$$

Donde y_i = valor medido de la variable dependiente, $f(x_i; a_0, a_1, \dots, a_m)$ = ecuación que es una función de la variable independiente x_i y una función no lineal de los parámetros a_0, a_1, \dots, a_m , y e_i = error aleatorio. Por conveniencia, este modelo se puede expresar de forma abreviada al omitir los parámetros,

$$y_i = f(x_i) + e_i \quad (\text{B.6})$$

El modelo no lineal puede ser expandido dentro de una serie de Taylor alrededor de valores de parámetros y reducido después de las primeras derivadas. Por ejemplo, para un caso de parámetros:

$$f(x_i)_{j+1} = f(x_i)_j + \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_0} \Delta a_0 + \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_1} \Delta a_1 + \dots + \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_m} \Delta a_m \quad (\text{B.7})$$

Donde j = son los valores iniciales, $j+1$ = predicción, $\Delta a_0 = a_{0,j+1} - a_{0,j}$, $\Delta a_{1,j+1} - a_{1,j}$ y $\Delta a_{m,j+1} - a_{m,j}$. De esta forma, se ha linealizado el modelo original con respecto a los parámetros. La ecuación B.7 se puede sustituir en la B.6 para obtener:

$$y_i - f(x_i)_j = \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_0} \Delta a_0 + \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_1} \Delta a_1 + \dots + \frac{\partial f(x_i)_j}{\partial a_m} \Delta a_m \quad (\text{B.8})$$

O de forma matricial

$$\{D\} = [Z_j] \{\Delta A\} + \{E\} \quad (\text{B.9})$$

Donde $[Z_j]$ es la matriz de las derivadas parciales de la función evaluada en el valor inicial de j :

$$[Z_j] = \begin{bmatrix} \partial f_1 / \partial a_0 & \partial f_1 / \partial a_1 & \dots & \partial f_1 / \partial a_m \\ \partial f_2 / \partial a_0 & \partial f_2 / \partial a_1 & \dots & \partial f_2 / \partial a_m \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \partial f_n / \partial a_0 & \partial f_n / \partial a_1 & \dots & \partial f_n / \partial a_m \end{bmatrix}$$

Donde n = número de datos y $\partial f_i / \partial a_k$ = derivada parcial de la función con respecto al k -ésimo parámetro evaluado en el i -ésimo punto. El vector $\{D\}$ contiene las diferencias entre las mediciones y los valores de la función:

$$\{D\} = \begin{Bmatrix} y_1 - f(x_1) \\ y_2 - f(x_2) \\ \cdot \\ \cdot \\ y_n - f(x_n) \end{Bmatrix}$$

Y el vector $\{\Delta A\}$ contiene los cambios en los valores de los parámetros:

$$\{\Delta A\} = \begin{Bmatrix} \Delta a_0 \\ \Delta a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \Delta a_m \end{Bmatrix}$$

Si se aplica la teoría de mínimos cuadrados lineales a la ecuación (B.5) resulta en las siguientes ecuaciones normal:

$$[[Z_j]^T [Z_j]] \{\Delta A\} = \{[Z_j]^T \{D\}\} \quad (\text{B.10})$$

Así, el procedimiento consiste en resolver la ecuación (5.10) para $\{\Delta A\}$, la cual se puede emplear para calcular valores mejorados para los parámetros, como en:

$$a_{0,j+1} = a_{0,j} + \Delta a_0$$

Y

$$a_{1,j+1} = a_{1,j} + \Delta a_1$$

Este procedimiento se repite hasta que la diferencia entre el parámetro anterior y el predicho sea menor a la tolerancia.

$$|\varepsilon_a|_k = \left| \frac{a_{k,j+1} - a_{k,j}}{a_{k,j+1}} \right| \times 100\% \quad (\text{B.11})$$

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

APÉNDICE C: CÓGIDO FUENTE

En este apéndice se incluye el programa digital utilizado para la determinación de los parámetros estándar y fundamentales de la máquina síncrona

A.1 SUBROUTINA PARA EL CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA OPERACIONAL DE EJE DIRECTO

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Acondicionamiento de la señal
%El primer vector contiene las frecuencia de prueba (variable independiente)
%EL segundo vector contiene la magnitud en Ohms
%El tercer vector contiene el ángulo de la función de transferencia
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Condición para considerar si los datos son del analizador o son los datos
%del caso base. C=1 caso base
if C==1
    Fe=[D(:,1)];
    Zarm=[D(:,2)];
    Ang=[D(:,3)];
    Zd=Zarm;
    for i=1:n+1
        Rav(i)=Ra;
    end
else
    Fe=[D(:,1)];
    Ang=[-1*D(:,3)];
    Zarm=[];
    for i=1:n
        Zarm(i,1)=(10^(-1*D(i,2)/20))*Rm;
    end
    Zd=0.5*Zarm;
    for i=1:n+1
        Rav(i)=2*Ra;
    end
end
D2=[Fe Zarm Ang];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%DETERMINACION DE LA IMPEDANCIA DE EJE DIRECTO
%Puesto que las mediciones fueron tomadas para dos devanados de la armadura,
%es necesario tenerlo solo para una fase y así considerar que es para el eje
%d. Esto se logra dividiendo entre dos la Zarm (Impedancia de armadura)
```

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%ZD EN FORMA RECTANGULAR
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i=1:n
    Zda(i,1)=(Zd(i)*cos(Ang(i)*pi/180))+(Zd(i)*sin(Ang(i)*pi/180))*j;
    Zrda(i,1)=Zarm(i)*cos(Ang(i)*pi/180);
    Zida(i,1)=Zarm(i)*sin(Ang(i)*pi/180);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%CÁLCULO DE LD(s)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for i=1:n
    LD(i,1)=(Zda(i)-Ra)/((2*pi*Fe(i))*j);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%LD(s) EN FORMA POLAR
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i=1:n
    MLDH(i,1)=abs(LD(i));
    MLD(i,1)=abs(LD(i))/Lbase;
    ALD(i,1)=angle(LD(i))*(180/pi);
    LDRH(i,1)=(MLDH(i,1)*cos(ALD(i,1)*pi/180));
    LDR(i,1)=(MLD(i,1)*cos(ALD(i,1)*pi/180));
    LDI(i,1)=(MLD(i,1)*sin(ALD(i,1)*pi/180));
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%    Creando un vector para poder hacer la extrapolación a frecuencia cero
%    para encontrar el valor de resistencia de armadura.
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Fer(1)=0.0005;
for i=2:n+1
    Fer(1,i)=Fe(i-1);
end
```

A.2 SUBROUTINAS PARA EL AJUSTE DE CURVAS

A.2.1 Ajuste de la inductancia operacional $L_d(s)$

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%ES NECESARIO CONTAR CON EL VALOR INICIAL DE LA INDUCTANCIA "Ld0"
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
nit=100;
m=4;
Eps=0.00001;
s=2*pi*j*Fe;
A=[
    TPD
    TBD
```

```

    TPD0
    TBD0
    ];
A0=A;
EPS=[
    Eps
    Eps
    Eps
    Eps
    ];
for k=1:nit
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %CONSTRUCCION DEL VECTOR DA
    %DA=Valor medido(i)-Función evaluada en (i)
    %DA=LD(i)-F(frecuencia:TPD, TBD, TPD0, TBD0)
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    for i=1:n
        FF(i,1)=Ld0*((1+s(i)*A(1))*(1+s(i)*A(2)))/...
            ((1+s(i)*A(3))*(1+s(i)*A(4)));
    end
    FFR=real(FF);
    FFI=imag(FF);
    DR=LDR-FFR;
    DI=LDI-FFI;

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %CONSTRUCCION DE LA MATRIZ Zj=Z0
    %Esta matriz se construye evaluando la derivada parcial con respecto a
    %cada uno de los coeficientes para cada valor de frecuencia {df/dA(i)}|n
    %Z0=[DTPD DTBD DTPD0 DTBD0];
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    for i=1:n

        a(i,1)=1+(s(i)*A(1));
        b(i,1)=1+(s(i)*A(2));
        c(i,1)=1+(s(i)*A(3));
        d(i,1)=1+(s(i)*A(4));

        Z0(i,1)=Ld0*(s(i)*b(i))/(c(i)*d(i));
        Z0(i,2)=Ld0*(s(i)*a(i))/(c(i)*d(i));
        Z0(i,3)=-Ld0*((s(i)*a(i)*b(i))/(d(i)*c(i)*c(i)));
        Z0(i,4)=-Ld0*((s(i)*a(i)*b(i))/(c(i)*d(i)*d(i)));
    end

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %Resolviendo la ecuación DA=(Z0T*Z0)^-1*(Z0T*D)
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %TRABAJANDO CON LA PARTE REAL
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

    %Z0R=[RDTPD RDTBD RDTPD0 RDTBD0];
    Z0R=real(Z0);
    Z0T=Z0R.';
    ZM=Z0T*Z0R;
    ZI=inv(ZM);

```

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

```

DA=ZI*(ZOT*DR);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%TRABAJANDO CON LA PARTE IMAGINARIA
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
ZOI=imag(Z0);
ZOTI=ZOI.';
ZMI=ZOTI*ZOI;
ZII=inv(ZM);
DAI=ZI*(ZOTI*DI);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%NUEVO VALOR DE A
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
A2=A+DA+DAI;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Comprobando la tolerancia
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i=1:m
    Ea(i,1)=abs((A2(i)-A(i))/A2(i));
end
if Ea<=EPS
    disp 'ya salio'
    break
else
    A=A2;
end
end
%A=A2;
for i=1:n
    FF(i,1)=Ld0*((1+s(i)*A(1))*(1+s(i)*A(2))/...
        ((1+s(i)*A(3))*(1+s(i)*A(4)));
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Cálculo de Ld con los valores corregidos de la constante de tiempo
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%MFF=real(FF);%codigo original
MFF=abs(FF);
AFF=angle(FF)*(180/pi);

```

A.2.2 Modelo clásico eje de cuadratura para una máquina de polos salientes

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%En esta subrutina se aplica la técnica de regresión no lineal por el
%método de "Newton", para encontrar la constantes de tiempo en un
%generador de polos salientes., trabajando la parte real y
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%CONDICIONES INICIALES
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
nit=100;
m=2;

%Ld0=26.11;
Eps=0.000001;
s=2*pi*j*Fe;

```

```

A=[
    TBD
    TBD0
];
A0=A;
EPS=[
    Eps
    Eps
];
for k=1:nit
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %CONSTRUCCION DEL VECTOR DA
    %DA=Valor medido(i)-Función evaluada en (i)
    %DA=LD(i)-F(frecuencia:TPD, TBD, TPDO, TBD0)
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    for i=1:n
        FF(i,1)=Ld0*(1+s(i)*A(1))/...
            (1+s(i)*A(2));
    end
    FFR=real(FF);
    FFI=imag(FF);
    DR=LDR-FFR;
    DI=LDI-FFI;

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %CONSTRUCCION DE LA MATRIZ Zj=Z0
    %Esta matriz se construye evaluando la derivada parcial con respecto a
    %cada uno de los coeficientes para cada valor de frecuencia {df/dA(i)}|n
    %Z0=[DTPD DTBD DTPD0 DTBD0];
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    for i=1:n

        a(i,1)=1+(s(i)*A(1));
        b(i,1)=1+(s(i)*A(2));

        Z0(i,1)=Ld0*s(i)/b(i);
        Z0(i,2)=-Ld0*((s(i)*a(i)))/((b(i))^2);

    end

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %Resolviendo la ecuación DA=(Z0T*Z0)^-1*(Z0T*D)
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %TRABAJANDO CON LA PARTE REAL
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

    %Z0R=[RDTPD RDTBD RDTPD0 RDTBD0];
    Z0R=real(Z0);
    Z0T=Z0R.';
    ZM=Z0T*Z0R;
    ZI=inv(ZM);
    %ZI(4,4)=0.001;
    DA=ZI*(Z0T*DR);
    A2=A+DA;

```

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%TRABAJANDO CON LA PARTE IMAGINARIA
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Z0R=[RDTPD RDTBD RDTPD0 RDTBD0];
Z0I=imag(Z0);
Z0TI=Z0I.';
ZMI=Z0TI*Z0I;
ZII=inv(ZM);
%ZI(4,4)=0.001;
DAI=ZI*(Z0TI*DI);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%NUEVO VALOR DE A
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%A2=A+DA+DAI;
%A2=A+((DA+DAI)/2);
%A3=DA-DAI;
%A4=DA+DAI;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Comprobando la tolerancia
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i=1:m
    Ea(i,1)=abs((A2(i)-A(i))/A2(i));
end
if Ea<=EPS
    disp 'ya salio'
    break
else
    A=A2;
end
end
%A=A2;
for i=1:n
    FF(i,1)=Ld0*(1+s(i)*A(1))/...
        (1+s(i)*A(2));
end
%
%Cálculo de Ld con los valores corregidos de la constante de tiempo
%
%MFF=real(FF);%codigo original
MFF=abs(FF);
AFF=angle(FF)*(180/pi);

```

A.3 CÁLCULO DE PARÁMETROS ESTANDAR Y FUNDAMENTALES.

Una vez ajustadas las constantes de tiempo se procede con el cálculo de los parámetros fundamentales para los distintos circuitos equivalentes.

A.3.1 Expresión clásica para el eje d

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Subrutina para calcular los parámetros del circuito equivalente clásico
%con los valores ajustados del con la subrutina de regresión no lineal
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Lad=Ld0-L1
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Ajuste de la inductancia de campo y de la resistencia de campo
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

AA=Lad*L1/(Lad+L1);
Lfd=(A2(3)*AA-A2(1)*Lad)/(A2(1)-A2(3))
Rfd=(Lad+Lfd)/(A2(3))
BB=Lad*Lfd/(Lad+Lfd);
CC=Lad*L1*Lfd/(Lad*L1+Lad*Lfd+L1*Lfd);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Ajuste de la inductancia de amortiguamiento y su resistencia
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

L1d=(CC*A2(4)-BB*A2(2))/(A2(2)-A2(4))
R1d=(L1d+BB)/(A2(4))

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Cálculo de la inductancia Transitoria y Subtransitoria
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

LPD=L1+Lad*Lfd/(Lad+Lfd)
LBD=L1+(Lad*Lfd*L1d/(Lad*Lfd+Lad*L1d+Lfd*L1d))
    
```

A.3.2 Expresión clásica para el eje q polos salientes

```

%
%Subrutina para calcular los parámetros del circuito equivalente clásico
%en eje de cuadratura para un máquina de POLOS LISOS
%con los valores ajustados del con la subrutina de regresión no lineal
%"Regre" Para el eje de cuadratura
Lq0=Ld0
L1
Laq=Lq0-L1
%Ajuste de la inductancia de campo y de la resistencia de campo
DD=Laq*L1/(Laq+L1);
L2q=(A2(3)*DD-A2(1)*Laq)/(A2(1)-A2(3))
R2q=(Laq+L2q)/(A2(3)*377)
EE=Laq*L2q/(Laq+L2q);
FF=Laq*L1*L2q/(Laq*L1+Laq*L2q+L1*L2q);
    
```

Determinación de los Parámetros de Máquinas Síncronas Mediante la Prueba de Respuesta a la Frecuencia con el Rotor en Reposo.

```
%Ajuste de la inductancia de amortiguamiento y su resistencia
L1q=(FF*A2(4)-EE*A2(2))/(A2(2)-A2(4))
R1q=(L1q+EE)/(A2(4)*377)
%Cálculo de la inductancia Transitoria y Sutransitoria
LPQ=L1+Laq*L2q/(Laq+L2q)
LBQ=L1+(Laq*L2q*L1q/(Laq*L2q+Laq*L1q+L2q*L1q))
```

A.3.3 Expresión exacta.

Con los valores obtenidos con la expresión clásica se calculan los parámetros utilizando la expresión exacta

```
Regre2
P_Primos
T=[
(Lad+Lfd)/Rfd
(Lad+L1d)/R1d
(1/R1d)*(L1d+Lad*Lfd/(Lad+Lfd))
(1/Rfd)*(Lfd+Lad*L1/(Lad+L1))
(1/R1d)*(L1d+Lad*L1/(Lad+L1))
(1/R1d)*(L1d+(Lad*L1*Lfd)/(Lad*L1+Lad*Lfd+L1*Lfd))
]
A2=[
T(4)+T(5)
T(6)*(T(4)/(T(4)+T(5)))
T(1)+T(2)
T(3)*(T(1)/(T(1)+T(2)))
]
LPD=Ld0*(T(4)+T(5))/(T(1)+T(2))
LBD=Ld0*(T(4)*T(6))/(T(1)*T(3))
PL=0;
Q=0;
```

A.3.4 Expresión considerando la inductancia periférica.

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Subrutina apara calcular los parámetros considerando el efecto de la
%inductancia periférica.
%con los valores ajustados del con la subrutina de regresión no lineal
%"Regre"
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Lad=Ld0-L1
Lpl=0.066*Ld0
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Cálculo de la inductancia del campo
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
AA=Lad*L1/(Lad+L1);
Lfd=(Rfdp*(A2(3)+A2(1))-AA-Lad)/2-Lpl
BB=Lfd*(Lad+Lpl)/(Lfd+Lad+Lpl);
CC=(Lad*Lpl*Lfd+L1*Lfd*Lad+L1*Lfd*Lpl)/...
(Lfd*Lad+Lfd*L1+Lpl*Lad+Lpl*L1+Lad*L1);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%Caculo de la inductancia del devanado de amortiguamiento y su respectiva
%resistencia
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
L1d=(CC*A2(4)-BB*A2(2))/(A2(2)-A2(4))
R1d=(L1d+BB)/(A2(4))
%Inductancia Transitoria subtransitoria
LPD=L1+Lad*(Lfd+Lp1)/(Lad+Lfd+Lp1)
LBD=L1+((Lad*Lfd*L1d+Lad*L1d*Lp1+Lad*Lfd*Lp1)/...
(Lad*Lfd+Lad*L1d+Lfd*L1d+L1d*Lp1+Lfd*Lp1))
```