



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN
NICOLÁS DE HIDALGO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO**

**“MODELADO Y ANÁLISIS DE LA NO LINEALIDAD
MAGNÉTICA EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS PARA
ESTUDIOS DE ESTABILIDAD”**

TESIS

Que para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Presenta

RICARDO CORTES GONZÁLEZ



Director de Tesis

DR. CARLOS PÉREZ ROJAS

A mi familia. A mis amigos. A mis maestros. Al Dr. Carlos Pérez Rojas. A la Facultad de Ingeniería Eléctrica (FIE). A la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica. A la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo (UMSNH). Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT).

Lista de Publicaciones

“Aplicación del modelo de histéresis, límite de proximidad de lazo, al transformador monofásico”

R. Cortes González , C. Pérez Rojas , S. García Martínez

11 Congreso Estatal de Ciencia, Tecnología e Innovación, 13 de octubre 2016, Morelia, Michocán.

Resumen

Esta investigación se centra en la propuesta de un modelo que describe el ciclo de histéresis de manera sencilla, con el objetivo de incluirlo en los modelos de las máquinas eléctricas. Tomando esto como referencia, se analiza un modelo algebraico conocido como: *Limiting Loop Proximity Hysteresis Model* o L^2P . El modelo solo requiere cuatro parámetros, dos de ellos se obtienen por la curva experimental y los otros dos mediante optimizaciones.

El modelo original es deficiente para la representación de ciclos de histéresis reportados en la literatura, por lo que se realiza dos aportes importantes: Un método sencillo para adquirir los parámetros directamente por inspección del ciclo experimental de histéresis y la introducción de una ecuación al modelo para la representación de ciclos de histéresis reales, en máquinas eléctricas

El modelo L^2P con sus respectivas modificaciones, se incluirá en los modelos del transformador trifásico, la máquina de inducción y la máquina síncrona. Los tres modelos se desarrollan en coordenadas de fase (abc). Una vez derivados los modelos, se realizan pruebas de fallas balanceadas y desbalanceadas a fin de realizar comparaciones con los modelos lineales y los modelos dinámicos de las máquinas eléctricas y del transformador. Los modelos que se presentan, sientan las bases para incluirse en estudios de estabilidad más completos.

PALABRAS CLAVE: ciclo de histéresis, transformador, máquina rotatorias, saturación, coordenadas de fase.

Abstract

This research focuses on the proposal of a model that describes the loop hysteresis in a simple way, with the aim of being included in the models of the electric machines. Taking this as a reference, an algebraic model is analyzed, known as: Proximity Hysteresis Model or L^2P . This model only requires four parameters, two of them are obtained by the experimental curve and the other two by means of optimization.

The original model is deficient for the representation of loop hysteresis reported in other works, so that two important contributions are made: A simple method to acquire parameters directly by inspection of the experimental loop hysteresis and the introduction of an equation to the model for the representation of actual loop hysteresis.

The L^2P model with its respective modifications is included in the three-phase transformer, induction and synchronous machine models. The three models are developed in phase coordinates (abc). Once the models are obtained, balanced and unbalanced faults tests are performed in order to make comparisons with the linear models and their behavior in the case of stability studies. The models that are presented, establish the bases to be included in more complete stability studies.

Contenido

Dedicatoria	3
Lista de Publicaciones	4
Resumen	5
Abstract	7
Contenido	9
Lista de Figuras	11
Lista de Tablas	14
Lista de Símbolos	15
1. Introducción	1
1.1. Planteamiento del Problema	1
1.2. Antecedentes	1
1.3. Objetivos de la Tesis	5
1.3.1. Objetivo general	5
1.3.2. Objetivos particulares	5
1.4. Descripción de Capítulos	6
2. Modelo de histéresis	7
2.1. Ciclos de histéresis	7
2.2. Modelo L^2P	9
2.2.1. Ciclo principal	10
2.2.2. Ciclos internos	11
2.3. Aportes al modelo L^2P	14
2.3.1. Obtención de h_0	15
2.3.2. Complemento al modelo	16
2.3.3. Descripción del algoritmo	19
3. Modelo de máquinas eléctricas	22
3.1. Transformador	22
3.1.1. Introducción	22
3.1.2. Modelo del transformador	22
3.2. Máquina inducción	28
3.2.1. Introducción	28
3.2.2. Operación de la máquina de inducción	28
3.2.3. Modelo de la máquina de inducción	30

3.2.4.	Ecuación de oscilación	31
3.2.5.	Sistema por unidad	32
3.2.6.	Normalización de ecuaciones	33
3.2.7.	Corriente de magnetización	34
3.3.	Máquina síncrona	36
3.3.1.	Introducción	36
3.3.2.	Operación de la máquina síncrona	37
3.3.3.	Modelo de la máquina síncrona	38
3.3.4.	Ecuación de oscilación	43
3.3.5.	Normalización de ecuaciones	43
3.3.6.	Corriente de magnetización	44
4.	Simulación de las máquinas eléctricas con la no linealidad	46
4.1.	Simulación del transformador	46
4.1.1.	Análisis de fallas en el transformador	53
4.2.	Simulación del modelo no lineal de la máquina de inducción	57
4.2.1.	Simulación de la máquina de inducción con la no linealidad	60
4.2.2.	Análisis de la máquina de inducción en estado estable	63
4.2.3.	Análisis de falla de línea a tierra en terminales de la máquina	69
4.2.4.	Desbalance entre líneas	72
4.2.5.	Falla de tres líneas a tierra	74
4.3.	Simulación del modelo no lineal de la máquina síncrona	77
4.3.1.	Falla de línea a tierra	85
4.3.2.	Falla de tres líneas a tierra	88
4.3.3.	Pérdida de excitación en devanado de campo	91
5.	Conclusiones y trabajos futuros	95
5.1.	Conclusiones	95
5.2.	Trabajos Futuros	97
	Referencias	98

Lista de Figuras

2.1. Clasificación de ciclo de histéresis. a) Ciclo redondo, b) Ciclo rectangular, c) Ciclo plano.	8
2.2. Memoria de retorno y memoria no local	9
2.3. Representación esquemática de los ciclos internos	11
2.4. Curva FOD	13
2.5. Comparación entre L^2P original y datos reales	14
2.6. Obtención de h_0	16
2.7. Incremento en ciclo de histéresis	17
2.8. Curva de aproximación	18
2.9. Diagrama de flujo para modelo L^2P_M	20
3.1. Transformador de tres columnas	23
3.2. Circuito magnético equivalente del transformador trifásico	24
3.3. Diagrama esquemático de la máquina de inducción	30
3.4. Diagrama esquemático de la máquina síncrona	39
4.1. Ciclos de histéresis obtenidos en [Tinoco12]. a) Fase a b) Fase b c) Fase c	47
4.2. Comparación de los datos medidos y simulados	48
4.3. Corrientes en delta medidas y simuladas. a) Datos medidos, b) Modelo L^2P_M	49
4.4. Comparación de las corrientes en delta. a) Corriente de fase a , b) Corrientes de fase b , c) Corriente de fase c	50
4.5. Comparación de los ciclos de histéresis medidos con simulados. a) Fase a , b) Fase b , c) Fase c	52
4.6. Comparación del modelo del transformador con saturación e histéresis. a) Corrientes con saturación e histéresis, b) Ciclo de histéresis y saturación.	53
4.7. Falla monofásica	54
4.8. Ciclo de histéresis ante falla monofásica en transformador	55
4.9. Corrientes ante falla trifásica en transformador	56
4.10. Ciclo de histéresis ante falla trifásica en transformador	56
4.11. Curva de saturación eje directo [Souza06]	58
4.12. Diagrama unifilar	58
4.13. Corriente obtenida en [Souza06] y corriente obtenida en simulación. a)[Souza06], b) L^2P_M	59
4.14. Falla desbalanceada en terminales del motor de inducción	61

4.15. Falla balanceada en terminales del motor de inducción	62
4.16. Corrientes en el estator para diferentes condiciones de operación en la máquina de inducción. a) Corrientes de estator con carga, b) Corrientes de estator sin carga.	64
4.17. Corrientes de fase a en el rotor en operación a plena carga y sin carga. a) Corriente a de rotor con carga, b) Corrientes de rotor sin carga.	66
4.18. Par eléctrico. a) Con carga, b) Sin carga.	67
4.19. Plano de fase par-velocidad para dos puntos de operación. a) Plano de fase par-velocidad con carga, b) Plano de fase par-velocidad sin carga.	67
4.20. Corrientes i_m y L_m . a) Corriente i_m con carga, b) Corriente i_m sin carga, c) L_m respecto a i_m con carga, d) L_m respecto a i_m sin carga.	68
4.21. Corrientes de estator. a) Corrientes de estator sin carga, b) Corriente de i_m sin carga.	69
4.22. Corrientes de rotor durante falla	70
4.23. Plano de fase y Par eléctrico. a) Plano de fase, b) Par eléctrico.	71
4.24. Corriente de magnetización en máquina de inducción con desbalance entre líneas.	72
4.25. Corriente de estator en máquina de inducción durante desbalance entre líneas.	73
4.26. Corrientes en rotor de la máquina de inducción en desbalance entre líneas.	73
4.27. Plano de fase par-velocidad.	74
4.28. Corriente de magnetización.	75
4.29. Corrientes en estator y corriente de magnetización.	75
4.30. Corrientes en rotor ante falla 3ϕ a tierra	76
4.31. Plano de fase par-velocidad y par eléctrico. a) Par eléctrico, b) Plano de fase par-velocidad.	77
4.32. Falla desbalanceada en generador síncrono	79
4.33. Falla balanceada en generador síncrono	79
4.34. Generador síncrono a barra infinita	81
4.35. Corriente en el estator de máquina síncrona en estado estable.	81
4.36. Par eléctrico de máquina síncrona en estado estable.	82
4.37. Ángulo δ máquina síncrona en estado estable.	82
4.38. Plano de fase δ -velocidad de máquina síncrona en estado estable.	83
4.39. Ciclo de histéresis e i_m contra L_m de máquina síncrona en estado estable. a) Ciclo de histéresis, b) Relación i_m contra L_m	83
4.40. Corriente en el rotor de máquina síncrona en estado estable.	84
4.41. Corriente de magnetización de máquina síncrona durante falla de línea tierra. a) Corriente de magnetización i_m , b) Inductancia contra i_m	85
4.42. Variables mecánicas de máquina síncrona durante falla de línea a tierra. a) Velocidad, b) Ángulo δ	86
4.43. Plano de fase δ -velocidad de máquina síncrona durante falla de línea tierra.	86
4.44. Corrientes en estator de máquina síncrona durante falla de línea a tierra.	87
4.45. Corrientes en rotor de máquina síncrona durante falla de línea a tierra.	87
4.46. Variables magnéticas de máquina síncrona durante falla trifásica.	89
4.47. Variables mecánicas de máquina síncrona durante falla trifásica. a) Ángulo δ , b) Plano de fase δ -Velocidad.	89

4.48. Corriente de estator de máquina síncrona durante falla trifásica.	90
4.49. Corriente en rotor de máquina síncrona durante falla trifásica.	91
4.50. Corriente de magnetización e inductancia L_m de la máquina síncrona durante falla de pérdida de campo. a) Corriente de magnetización i_m , b) Inductancia contra i_m	91
4.51. Variables de máquina síncrona durante falla. a) Velocidad, b) Ángulo δ . . .	92
4.52. Plano de fase δ -Velocidad de máquina síncrona durante falla.	93
4.53. Corrientes en estator de máquina síncrona durante falla.	93
4.54. Corrientes en rotor de máquina síncrona durante falla.	94

Lista de Tablas

4.1. Parámetros de simulación para curva de Histéresis.	47
4.2. Parámetros máquina de inducción.	57
4.3. Parámetros de simulación para la máquina de inducción.	59
4.4. Parámetros de simulación para curva de Histéresis.	59
4.5. Coeficientes armónicos, normalizados en fase a	60
4.6. Parámetros de simulación de la máquina de inducción incluyendo contin- gencias.	63
4.7. Coeficientes armónicos normalizados de la fase a del estator en condiciones de plena carga y sin carga.	65
4.8. Coeficientes armónicos normalizados de fase a del rotor para los dos casos simulados.	66
4.9. Parámetros de la máquina síncrona.	78
4.10. Parámetros para curva de Histéresis en la máquina síncrona.	80
4.11. Coeficientes armónicos normalizados de fase a del estator de la máquina síncrona en estado estable.	84
4.12. Coeficientes armónicos normalizados de las corrientes del estator de la máquina síncrona durante falla monofásica	88
4.13. Coeficientes armónico normalizados de la corriente de la fase a	90

Lista de Símbolos

δ	Ángulo de rotor.
δ_H	Operador unitario.
H	Intensidad de campo magnético.
H_c	Campo magnético coercitivo.
H_{in}	Inercia de máquina rotatoria.
H_a	Magnetización de aproximación.
H_{pr}	Campo magnético entre dos puntos del ciclo principal.
h_0	Constante propia de material ferromagnético.
B	Campo magnético.
P	Pares de polos.
p	Derivada.
f	Frecuencia.
M	Magnetización.
M_r	Magnetización remanente.
M_s	Magnetización de saturación.
M_e	Magnetización experimental saturada.
μ	Permeabilidad.
\mathcal{R}	Reluctancia.
λ	Enlaces de flujo magnético.
L	Inductancia.
L_m	Inductancia de magnetización.
ϕ	Flujo magnético.
fmm	Fuerza magnetomotriz.
\widetilde{Fmm}_T	Fuerza magnetomotriz total.
\widetilde{M}_L	Curva de histéresis experimental.
ζ	Constante del material ferromagnético de ciclos internos.
K	Constante de incremento.
v	Diferencia de potencial eléctrico.
i	Corriente eléctrica.
i_m	Corriente de magnetización.
Γ	Inversa de matriz de inductancias.
l	Longitud.

A	Área de sección transversal.
N	Número de espiras en devanado.
n_s	Velocidad síncrona.
n_r	Velocidad de rotor.
s	Deslizamiento de máquina de inducción.
r_s	Resistencias en devanado de estator.
r_e	Resistencias en devanado de rotor.
r_f	Resistencias en devanado de campo.
j	Constante de inercia de máquina rotatoria.
T_m	Par mecánico.
T_e	Par eléctrico.
ω_r	Velocidad del rotor.
ω_B	Velocidad base.
ω_s	Velocidad de síncrona.
θ	Posición del campo magnético giratorio.
θ_r	Posición de rotor.
t	Tiempo.
VA	Volt-Amperes.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Planteamiento del Problema

Actualmente con la incorporación de la electrónica de potencia en las redes eléctricas y avances en las energías renovables, es imprescindible realizar estudios de estabilidad en los sistemas eléctricos con un mayor grado de exactitud, que por consecuencia exigen modelos más precisos. Para los estudios de estabilidad es indispensable analizar el comportamiento de las máquinas eléctricas en los sistemas de potencia. Para ello se obtienen modelos lineales con lo que se logra un análisis simple y computacionalmente rápido; sin embargo, el resultado es solamente un acercamiento a la respuesta del sistema real. El ciclo de histéresis es el fenómeno más interesante y omitido en los análisis de las máquinas eléctricas, principal responsable de la no linealidad en el núcleo ferromagnético de las máquinas.

1.2. Antecedentes

El término de histéresis surge en 1890 por el científico James Alfred Ewing al estudiar el magnetismo y sus efectos en los materiales ferromagnéticos [Broadhurst15]. Posteriormente el estudio de la no linealidad en el núcleo de las máquinas eléctricas fue tema de interés. Algunos de los primeros trabajos que analizan los efectos que produce la no linealidad, lo asocian directamente con la producción de distorsiones en las señales eléctricas [Camilli27], [Faccioli22] y a partir de este punto se intentó modelar este fenómeno. En 1935 se obtiene

uno de los modelos de histéresis más utilizados para su representación, desarrollado por Ferenc Preisach. El modelo clásico solo requiere un parámetro; sin embargo, los métodos para obtenerlo no resultan sencillos además de no ser válidos para algunos materiales suaves [deBlas04]. Al transcurrir de los años este modelo fue el más utilizado y a su vez el modelo con más aportes. La propuesta de mayor importancia se da en [Mayergoysz03], en donde se propone un método de interpolación para obtener los parámetros de la curva de histéresis obteniendo buenos resultados, pero en la práctica es un modelo muy complicado ya que se requiere al menos un conjunto de quince curvas experimentales. A raíz de este aporte han crecido las propuestas con ayuda de herramientas heurísticas facilitando la obtención de los parámetros a un costo computacional que requiere procesamiento paralelo [Khalil11], o incluso con herramientas de medición sofisticadas como el magnetómetro, que puede llegar a ser costoso.

En 1984 los investigadores; Jiles y Atherton, proponen un modelo para el ciclo de histéresis con la idea del balance energético, por lo cual desarrollaron un conjunto de ecuaciones diferenciales. La solución del modelo de Jiles-Atherton para las curvas externas arroja valores muy cercanos a los medidos, sin embargo, [deBlas04] menciona que la extensión del modelo para los ciclos menores resultan en ecuaciones complicadas y la dificultad para obtener las curvas de primera inducción necesaria para determinar los parámetros del modelo. [Wilson01] [Calle06], destacan la dificultad de obtener los parámetros ya que resultan estar relacionados unos con otros, por lo que al tener una ligera variación puede llegar a tener cambios significativos.

En 2003 surge el modelo de L^2P o *Limiting Loop Proximity Hysteresis Model*, propuesto en [deAlmeida03]. Este es un modelo algebraico para describir el fenómeno de histéresis en materiales ferromagnéticos. El modelo surge a partir de experimentos realizados por Almeida, quien concluye la existencia de un ciclo principal o ciclo límite en la curva de histéresis y la posible existencia de ciclos internos, que aparecen por una excitación de amplitud más baja o incluso por una previa desmagnetización del material. Por la simplicidad del modelo se han desarrollado investigaciones enfocadas a los materiales ferromagnéticos,

que han arrojando buenos resultado [Nascimento04], [Biddut K. Banik04] y [Abdalla15]. Una ventaja de este modelo es que únicamente se requiere cuatro parámetros, de los cuales dos se obtienen directamente del ciclo de histéresis experimental y los otros dos por optimizaciones. Además, sólo necesita una baja carga computacional por ser un modelo algebraico.

El modelo de Preisach y el modelo de Jiles-Atherton, son aplicables para cálculos de ingeniería, por lo que han resultado ser los modelos más usados en la investigación de los materiales ferromagnéticos, según [deBlas04], orillando a otros investigadores experimentar una serie de alternativas obteniendo información fragmentada de difícil comprensión. En cambio, el modelo L^2P solo se ha desarrollado para el análisis de materiales ferromagnéticos.

A partir de los modelos de histéresis, se han realizado estudios para conocer el efecto de la no linealidad en las máquinas. Para el caso del transformador, el modelo de Jiles-Atherton se ha utilizado en [Albach96], [Annakkage00] y [Jajasinghe97], donde se analiza el impacto en transformadores monofásicos. Sin embargo, en [Elak13], se resalta la dificultad y el costo computacional que resulta al incorporar el modelo de Jiles-Atherton en el análisis de un transformador.

La obtención de un modelo para el transformador trifásico ha despertado el interés de muchos investigadores, surgiendo modelos complejos [Chen16], [Li15] y [Yuan06]. La mayoría realizan la introducción de la no linealidad con modelos de saturación y no con la incorporación de un modelo apropiado de histéresis. [Tinoco12] presenta un modelo magnético del transformador para el análisis de fallas incipientes, además de incluir la no linealidad del núcleo laminado. A través de distintas pruebas obtiene el ciclo de histéresis en cada pierna del transformador, el ciclo de histéresis se aproxima con el uso de la función *arcotangente* [Perez-Rojas00] y [Pérez Rojas04], arrojando valores muy cercanos a los medidos.

Para el caso de la máquina de inducción, se han desarrollado múltiples estudios para modelar el comportamiento no lineal en el núcleo de la máquina. Los estudios que han utilizado el modelo de Preisach son principalmente para conocer las pérdidas en el núcleo por el efecto de histéresis, y no se realizan estudios sobre el impacto que tiene en las variables de la máquina [Saitz00] y [Gyselinck00]. Aunque existen más investigaciones sobre la no linealidad de la máquina de inducción, la mayoría sólo toma en cuenta la saturación en la trayectoria del flujo principal; por este motivo, han proliferado los modelos en coordenadas $dq0$, donde la curva de saturación puede modelarse de distintas maneras. Por ejemplo en [Kerkman85] la curva se representa a través de una aproximación polinomial; en [Wlas08] se obtiene la identificación del punto de operación en la curva de saturación a través de redes neuronales y en ambos casos, la inductancia mutua o inductancia de magnetización L_m es afectada en el modelo $dq0$. [Pérez Rojas04] indica que la saturación no solo se da en el flujo principal, dado que en el arranque de la máquina la saturación se da en el estator por el aumento súbito de la corriente, lo que el modelo en $dq0$ no sería totalmente válido. En [Donescu99] se menciona la importancia de modelar la saturación en el estator de la máquina, aportando un modelo en coordenadas abc ; sin embargo, se propone una función que depende de tres inductancias experimentales para determinar la inductancia de magnetización. [Bispo01] obtiene un modelo en coordenadas abc , realizando la inclusión de la saturación mediante inserción de armónicos en la fuerza magnetomotriz; además, se proponen dos funciones para incluir las componentes de los armónicos, obteniéndose un modelo complicado.

El efecto de no linealidad en la máquina síncrona ha sido muy analizado. Uno de los trabajos pioneros [Robertson37] surge en 1937, obteniendo una relación de la saturación con el ángulo de carga en un estado estable crítico. Dicho análisis menciona tres caminos para la introducción de la saturación: dos de las opciones tienen que ver directamente con valores empíricos para modificar los parámetros de la máquina en estado estable; mientras que la tercera opción radica en obtener la reactancia a través de la curva del ángulo de potencia. En 1942 [Rudenberg42], introduce la idea de que la saturación ocurre principalmente en el flujo principal de la máquina; sin embargo, menciona que el error principal

ocurre en el transitorio de la máquina al ocurrir un corto circuito. Desde entonces, este punto al igual que la máquina de inducción, los modelos más desarrollados para la inclusión de la no linealidad son presentados en coordenadas $dq0$.

[Saeed Khan08] realiza una comparación entre máquinas polifásicas, y a su vez realiza un análisis armónico de las variables para la máquina síncrona y la máquina de inducción, en las cuales se concluye que un modelo en coordenadas $dq0$ pierde detalles en las variables. En [Pérez Rojas04] se recalca la importancia de obtener modelos confiables en coordenadas abc y con esto poder realizar un control adecuado e incluir un sistema de protecciones conveniente para la red eléctrica.

1.3. Objetivos de la Tesis

1.3.1. Objetivo general

En este trabajo de tesis el objetivo general es el estudio de las máquinas eléctricas, particularmente en coordenadas abc , con la finalidad de incluir histéresis y saturación en el núcleo ferromagnético. A la par se busca obtener una comparación con los modelos lineales de las máquinas eléctricas.

1.3.2. Objetivos particulares

Los objetivos particulares son los siguientes:

- Obtención de un modelo para representar la histéresis.
- Cálculo de la corriente de magnetización válida para condiciones desbalanceadas.
- Inclusión de histéresis en los modelos de las máquinas eléctricas.
- Comparación de resultados obtenidos con modelos lineales y los modelos donde se incluye histéresis, ante disturbios en las máquinas eléctricas.

1.4. Descripción de Capítulos

Capítulo 1. Planteamiento del problema y estado del arte del problema.

Capítulo 2. Descripción del modelo L^2P para los ciclos de histéresis. Presentación de aportes que permiten la representación adecuada para las curvas de histéresis reportadas en máquinas eléctricas y la simplificación del proceso realizado para obtener parámetros del modelo.

Capítulo 3. Planteamiento de los modelos del transformador trifásico, la máquina de inducción y la máquina síncrona. Para cada máquina se desarrollan métodos que facilitan la introducción del modelo de histéresis.

Capítulo 4. Presentación de las simulaciones realizadas con los modelos propuestos ante disturbios. Se realizan simulaciones considerando la operación como motor de la máquina de inducción; además se analiza el efecto producido por histéresis ante las fallas y se compara con el modelo lineal de la máquina. Para la máquina síncrona se realizan las simulaciones considerando la operación como generador ante fallas, donde se analiza el efecto producido por la no linealidad y se compara con el modelo lineal.

Capítulo 5. Conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros.

Capítulo 2

Modelo de histéresis

2.1. Ciclos de histéresis

Experimentalmente se conoce el comportamiento del ciclo de histéresis, el cual se compone de una curva ascendente y una curva descendente separadas por cierta anchura. La magnetización M se saturan para valores elevados positivos o negativos de la intensidad de campo H [deAlmeida03]; sin embargo, existen características diferentes para cada tipo de material ferromagnético. En [Vacuumschmelze12] se realiza una clasificación de los diferentes ciclos de histéresis que pueden presentarse en los materiales ferromagnéticos. A continuación se presenta la clasificación de los ciclos de histéresis:

Ciclo redondo: Materiales en los que se presenta una magnetización remanente distinta a la saturación $\frac{M_r}{M_s} \approx 50\%$. Donde M_r y M_s , son la magnetización remanente y magnetización de saturación, respectivamente. Se utiliza en aplicaciones donde se requiera una inductancia máxima bajo una excitación nominal, además de no obtener inductancias o impedancias cercanas a cero en sobre-excitaciones. En la Figura 2.1 a, se muestra el ciclo.

Ciclo rectangular: Materiales que se distinguen por presentar una magnetización remanente cercana a la saturación $\frac{M_r}{M_s} \approx 98\%$. Se utiliza en aplicaciones donde se requieren cambios rápidos de inductancia o cambios de impedancia. En la Figura 2.1 b, se muestra el ciclo.

Ciclo Plano: Materiales en los que se presenta una baja magnetización remanente para obtener una permeabilidad casi constante. En estos materiales se presenta $\frac{M_r}{M_s} \approx 3\%$. En la Figura 2.1 c, se muestra el ciclo.

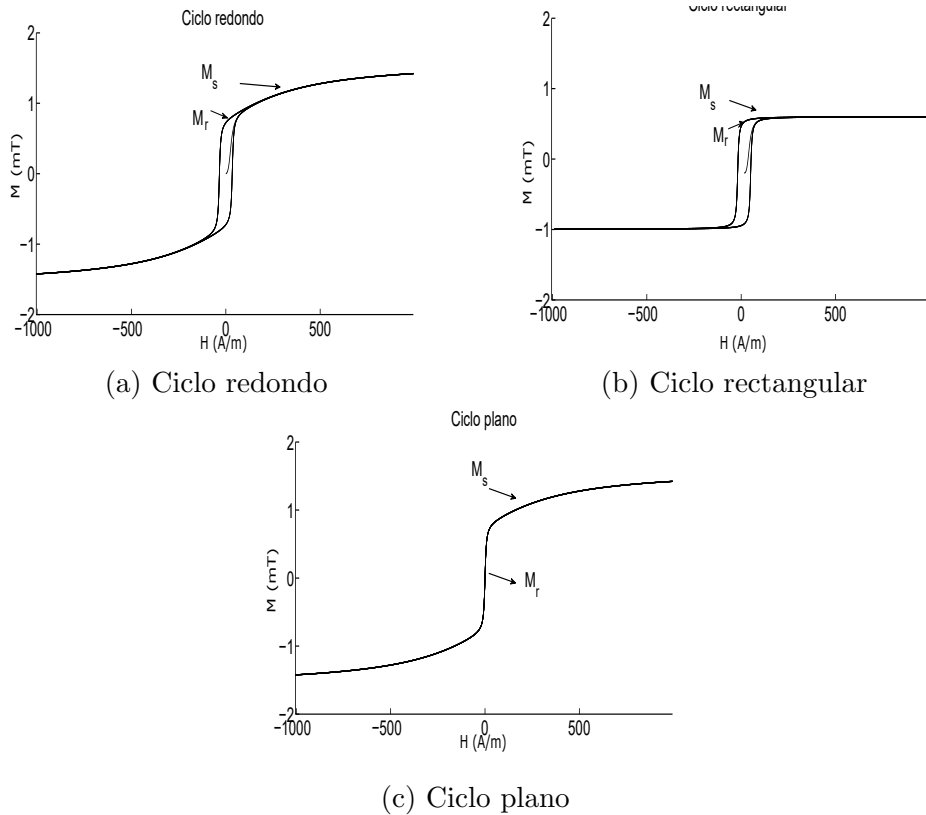


Figura 2.1: Clasificación de ciclo de histéresis. a) Ciclo redondo, b) Ciclo rectangular, c) Ciclo plano.

Para [Vacuumschmelze12], estos son los tres ciclos principales en los materiales ferromagnéticos de forma idealizada. Cabe resaltar que los ciclos redondos son los más comunes en los materiales del núcleo ferromagnético de acuerdo a [Bulte02], aunque la forma del ciclo depende de las características físicas del material y se pueden obtener combinaciones de los ciclos, por lo que en la realidad se presentan una composición de las tres curvas.

2.2. Modelo L^2P

Con la consideración de los distintos ciclos que aparecen en los materiales, se plantea el modelo de histéresis L^2P , según el cual: En un material ferromagnético, ante una excitación de intensidad de campo $H(t_0)$, se obtendrá una respuesta de magnetización $M(t_0)$ dentro de un ciclo principal. La respuesta depende de los valores de una previa excitación H . Para predecir la respuesta de la magnetización M en el material durante $t > t_0$, no es indispensable conocer valores pasados, salvo los valores máximos de la magnetización. La importancia de los valores máximos radica en la propiedad de memoria de retorno y la memoria no local del material, ya que afectan a los próximos valores extremos.

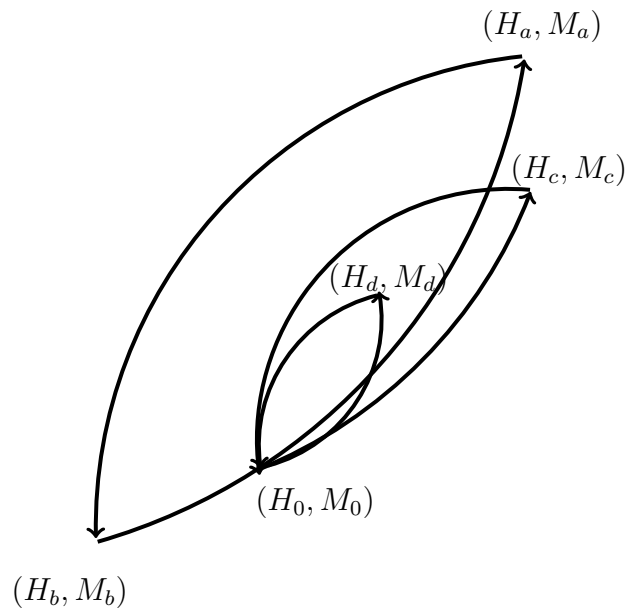


Figura 2.2: Memoria de retorno y memoria no local

La memoria de retorno se ejemplifica con ayuda de la Figura 2.2: para la trayectoria que inicia del punto (H_a, M_a) hacia el punto (H_b, M_b) y posteriormente regresa al punto de partida, se obtienen dos puntos de inflexión. [deAlmeida03] establece que al ciclarse entre los puntos H_b y H_a el ciclo menor (H_c, M_c) se mueve gradualmente hacia el ciclo de equilibrio o el ciclo principal.

La memoria no local se ilustra con la trayectoria de la Figura 2.2 que parte de (H_a, M_a)

hacia (H_b, M_b) , después a (H_0, M_0) y por último hacia (H_d, M_d) . De la trayectoria se obtienen tres puntos de bifurcación: (H_a, M_a) , (H_b, M_b) y (H_d, M_d) . Con las propiedades anteriores se podrá predecir la respuesta con solo conocer los punto de inflexión.

Los ciclos internos que en ocasiones se presentan son debidos a una excitación de amplitud más baja distinta a la que se tenía previamente, o por una previa desmagnetización del material. Estos ciclos internos son parecidos a una sigmoide de acuerdo a [Merino15]. En máquinas eléctricas pueden aparecer por alguna falla o distorsión armónica del sistema.

Otro punto destacado es la interpretación cuando se parte de $(H = 0, M = 0)$, este caso en especial se conoce como curva virgen de magnetización donde $\frac{dM}{dH}$ inicial no necesariamente es cero. Partiendo de las propiedades anteriores el modelo L^2P se compone por dos partes: el ciclo principal y los ciclos internos.

2.2.1. Ciclo principal

El ciclo principal en [deAlmeida03], se representa por (2.1) .

$$M = F_L(H) \triangleq \frac{2M_s}{\pi} \arctan \left(\frac{H - \delta_H H_c}{h_0} \right) \quad (2.1)$$

donde:

M_s Magnetización de saturación

H_c Campo coercitivo

h_0 Constante propia del material

δ_H Operador unitario

$F_L(H)$ Función de magnetización

Las constantes M_s y H_c se obtienen por inspección de la curva de histéresis propuesta para su aproximación. El operador δ_H toma dos valores: $\delta_H = 1$ si la excitación H se encuentra en la parte ascendente y $\delta_H = -1$ si H se encuentra en la parte descendente de la curva de histéresis. La constante h_0 depende del material ferromagnético y se relaciona con la

pendiente de la curva. Para obtener la constante h_0 , [deAlmeida03] propone (2.2):

$$h_0 = \underset{h_0 \in \mathbb{R}}{\operatorname{argmin}} \sum_{H=H_{sat}^-}^{H_{sat}^+} \left((F_L(H, \delta_H = -1) - \widetilde{M}_L|_{\delta_H=-1})^2 + (F_L(H, \delta_H = 1) - \widetilde{M}_L|_{\delta_H=1})^2 \right) \quad (2.2)$$

Esta ecuación representa un problema de optimización para el ajuste de la curva experimental $\widetilde{M}_L|_{\delta_H=-1}^{H=H_{sat}^+ \dots H_{sat}^-}$ (curva descendente) con los valores de la curva $F_L(M, \delta_H = -1)$ y la curva $F_L(M, \delta_H = +1)$ con los datos de la curva experimental $\widetilde{M}_L|_{\delta_H=1}^{H=H_{sat}^- \dots H_{sat}^+}$ (curva ascendente). Los valores de la curva F_L se obtienen directamente de (2.1).

2.2.2. Ciclos internos

El comportamiento de los ciclos internos se obtiene partiendo de (2.1) y con ayuda de la Figura 2.3 se ejemplifica la obtención de una función apropiada para el comportamiento de los ciclos.

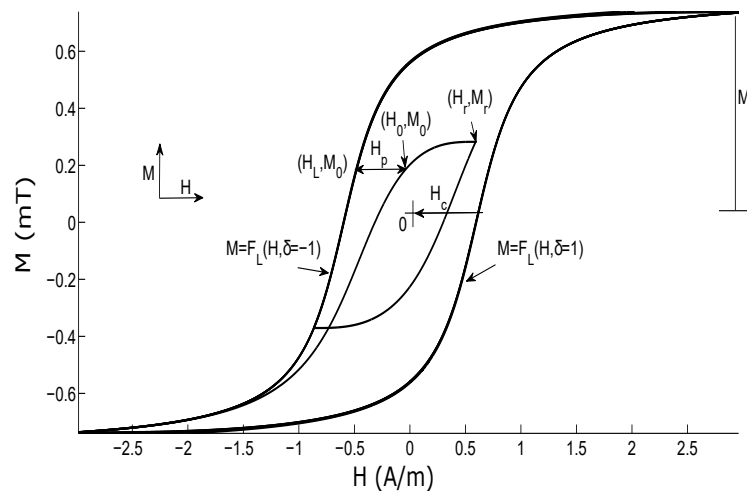


Figura 2.3: Representación esquemática de los ciclos internos

Para describir los ciclos internos se parte del punto (H_0, M_0) dentro del ciclo principal. Además, conociendo H_L , que se establece como el punto más cercano al ciclo externo, se obtiene la distancia entre estos dos puntos H_P :

$$H_P \triangleq H_L - H_0 \quad (2.3)$$

El punto H_L se obtiene despejando de (2.1) para un punto $M_0 = F_L(H_L)$:

$$H_L = h_0 \tan\left(\frac{\pi M_0}{2M_s}\right) + \delta_H H_c \quad (2.4)$$

Por lo tanto:

$$H_P = h_0 \tan\left(\frac{\pi M_0}{2M_s}\right) + \delta_H H_c - H_0 \quad (2.5)$$

Para un punto (H_r, M_r) comienza la curva del punto de inflexión, el campo más cercano correspondiente al ciclo externo se denomina H_{pr} tal como se expresa en (2.6).

$$H_{pr} = h_0 \tan\left(\frac{\pi M_r}{2M_s}\right) + \delta_H H_c - H_r \quad (2.6)$$

Para establecer la relación de H_p a cualquier punto dentro del ciclo principal (H_r, M_r) , [deAlmeida03] propone (2.7) obtenida a partir de datos experimentales, que establecen la relación con dichos puntos.

$$H_P \triangleq H_{pr} P(x) \quad (2.7)$$

donde $P(x)$ es cualquier función decreciente, con la condición de que $P(0) = 1$; además, $x = \frac{H_0 - H_r}{H_{pr}}$. Sustituyendo (2.5) en (2.7), se obtiene (2.8).

$$H_{pr} P(x) = h_0 \tan\left(\frac{\pi M_0}{2M_s}\right) + \delta_H H_c - H_0 \quad (2.8)$$

La expresión (2.8) se generaliza para cualquier punto (H, M) expresándose:

$$M = \frac{2M_s}{\pi} \tan\left(\frac{H_{pr} P\left(\frac{H - H_r}{H_{pr}}\right) + H - \delta_H H_c}{h_0}\right) \quad (2.9)$$

donde los valores H_r, M_r y H_{pr} solo cambian al invertirse el ciclo. Para la función decreciente, [deAlmeida03] propone (2.10) para materiales con ciclos de histéresis estrechos:

$$P(x) \triangleq \begin{cases} 1 - \sin(\zeta x) & |\zeta x| < \frac{\pi}{2} \\ 0 & |\zeta x| > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.10)$$

ζ es una constante arbitraria que tiene dos acciones fundamentales; la primera consiste en controlar el manejo de los ciclos internos y que por experiencia toma el valor entre 0.8 y 1, para obtener resultados más precisos; la segunda permite trabajar el modelo con histéresis

o simplemente con saturación, para este último su valor es 0. La ecuación (2.11) la propone [deAlmeida03] para el material de ferrita MnZn 3c15 fabricado por FERROXCUBE.

$$P(x) \triangleq \tanh(\zeta x) \quad (2.11)$$

Si se desea modelar los ciclos internos con más precisión, [deAlmeida03] propone obtener ζ partiendo de:

$$\zeta = \operatorname{argmin}_{\zeta \in R} \sum_{H=H_c}^{H_{sat}^-} \left(M(H, \delta_H = -1) - \widetilde{M}_{FOD}|_{\delta_H=-1} \right)^2 \quad (2.12)$$

donde:

$\widetilde{M}_{FOD}|_{\delta_H=-1}$ es la curva de primer orden descendiente.

La curva de primer orden (First Orden Descending FOD), fue propuesta por [Mayergoyz03] como parámetro para el modelo de Preisach. La curva se obtiene partiendo del punto de H^- alcanzando el valor máximo de saturación de M^- , después se debe incrementar H hasta un punto de H_i que le corresponda M_i [Dimian14]. Los puntos (H_i, M_i) son los

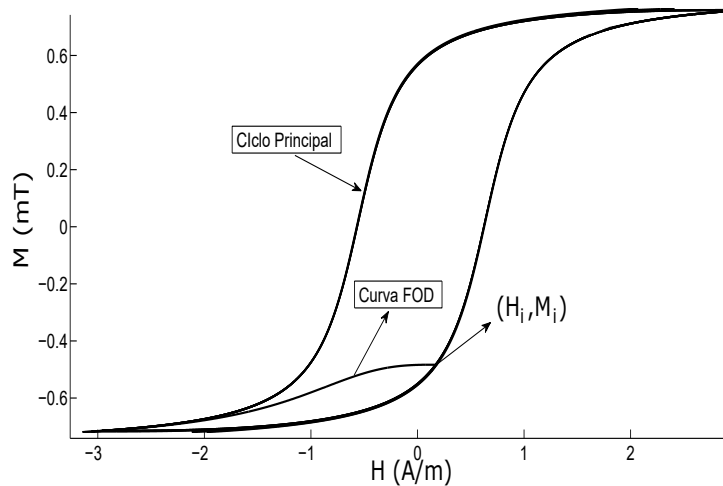


Figura 2.4: Curva FOD

puntos de partida para la curva experimental FOD ; la curva de $M_{FOD}(H)$ se reducirá hasta alcanzar los valores de H^- . La curva FOD se debe ajustar a $M(H)$ de (2.9) para la misma excitación [deAlmeida03]. En la Figura 2.4 se muestra la curva FOD .

2.3. Aportes al modelo L^2P

El modelo de histéresis L^2P propuesto por de Almeida para la representación de la histéresis, muestra ventajas claras respecto a los modelos de Jiles-Atherton y de Preisach, ya que estos requieren mayor esfuerzo para la obtención de sus parámetros. El principal problema del modelo L^2P es que no tiene la capacidad de representar ciclos redondos ya que la curva se representa con la función *arcotangente*.

En la realidad se encuentran ciclos de histéresis que se asemejan más a una mezcla de los ciclos redondos y rectangulares, por lo que no se pueden simular dichos ciclos con el modelo L^2P . En la Figura 2.5 se muestra un ciclo de histéresis medido en un transformador trifásico [Tinoco12] y una aproximación con el modelo L^2P .

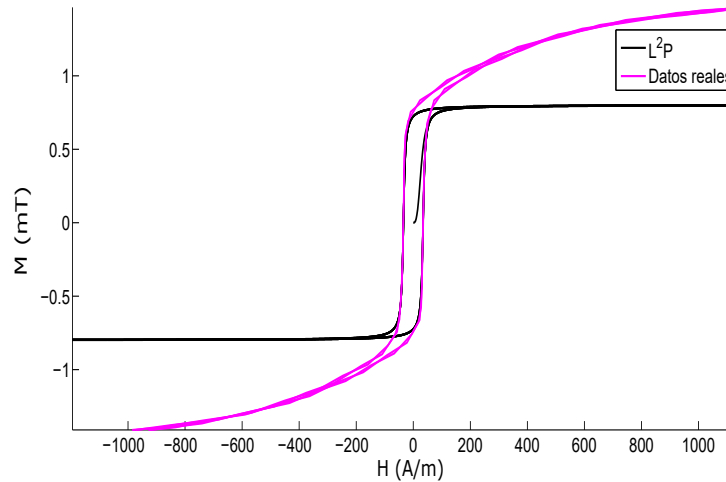


Figura 2.5: Comparación entre L^2P original y datos reales

En la Figura 2.5 se aprecia que el modelo se acerca bastante a los valores reales en la región no saturada, pero en la región saturada se aleja de los datos reales con un error muy grande. Para solucionar este inconveniente, se ajusta el modelo original con la inclusión de una ecuación capaz de obtener todo tipo de ciclos sin perder las cualidades que presentan en el artículo original. Las modificaciones al modelo se presentara en la sección 2.1.2 donde se establecen las ecuaciones correspondientes para obtener un modelo más real.

Otro aporte al modelo consiste en un método más sencillo para obtener el parámetro h_0 . El método que se describirá sólo requiere conocer dos puntos de la curva experimental y mediante una ecuación algebraica se obtiene el parámetro h_0 , dejando de lado la obtención del parámetro por optimización.

2.3.1. Obtención de h_0

A un punto de la curva descendente le corresponderá un valor H_{pr} que representa la distancia de la curva descendente al otro extremo del ciclo principal (curva ascendente), tal como se utiliza en (2.6). Obtener el valor de h_{pr} (distancia al ciclo externo), se puede realizar por inspección directamente de la curva experimental, de este modo a h_{pr} le corresponde el doble de la fuerza coercitiva, por lo tanto para la curva en condiciones de estado estable:

$$H_{pr} = 2H_c \quad (2.13)$$

Se despeja el valor de h_0 de (2.6) y sustituyendo en (2.13) se llega a la siguiente expresión:

$$h_0 = \frac{2H_c - \delta_H H_c + H_r}{\tan\left(\frac{\pi M_r}{2M_s}\right)} \quad (2.14)$$

Para simplificar (2.14), se supone que los valores H_r y M_r corresponden a la curva ascendente por lo tanto se reduce a:

$$h_0 = \frac{H_c - H_r}{\tan\left(\frac{-\pi M_r}{2M_s}\right)} \quad (2.15)$$

La obtención del valor de h_0 puede ser muy sensible a los valores de H_r y M_r , este problema se soluciona tomando los valores de H_r y M_r cerca del codo de saturación. Para aclarar este paso se propone trazar una recta en la región lineal del ciclo y en el punto donde la curva se comience a saturar, se alejará de la recta trazada, por lo tanto, se deberán tomar los valores de H_r y M_r antes de saturarse. Para el caso de la M_s se propone trazar una línea paralela a la recta anterior partiendo del origen y donde cruza con la característica ascendente es el valor de M_s . En la Figura 2.6 se ejemplifica el proceso para obtener h_0 .

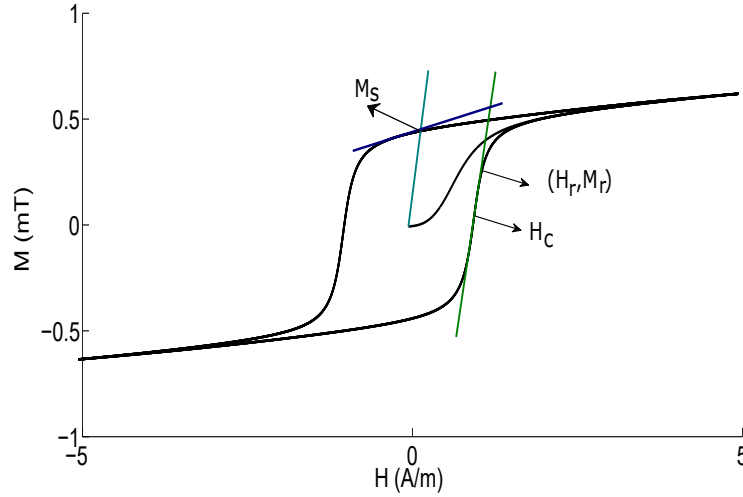


Figura 2.6: Obtención de h_0

Con los valores de H_r y M_r obtenidos de manera gráfica se podrá obtener el valor de h_0 sin la necesidad de realizar optimización con puntos de la curva tal como se propone en [deAlmeida03].

2.3.2. Complemento al modelo

Para la representación de los ciclos redondos o ciclos más reales, se introducirá otra ecuación que describirá la saturación superior distinta a la del campo remanente. Para esta ecuación se parte de la idea en [Perez-Rojas00], en el cual se agrega un incremento ΔM para los ciclos planos, dicho ascenso se suma a la función *arcotangente*. Se agrega el incremento en la función $M(H)$, en una nueva ecuación con la finalidad de no perder los ciclos internos. La ecuación propuesta es la siguiente:

$$M_n(H) = M(H) + M_c \arctan(KH) \quad (2.16)$$

Donde:

M_n Función Propuesta

K Constante de incremento

$$M_c = \frac{2M_s}{\pi}$$

La Figura 2.7 muestra las variaciones de los ciclos de histéresis con el incremento propuesto por (2.16). La constante de incremento se podrá obtener partiendo de la curva experimental

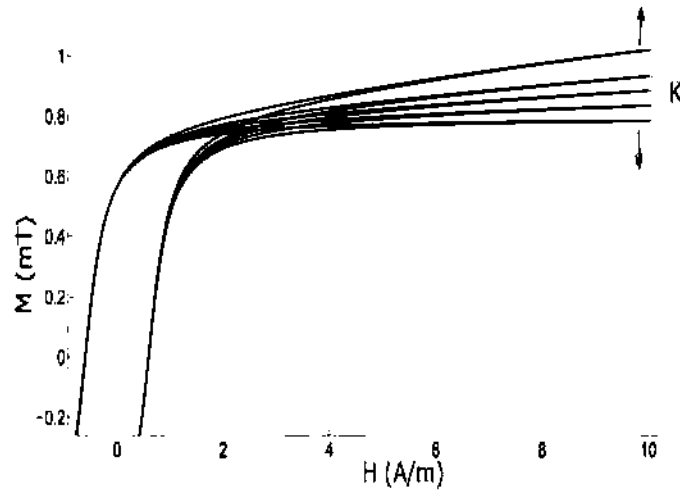


Figura 2.7: Incremento en ciclo de histéresis

y una curva de aproximación. La curva de aproximación será considerando que: $M_R = M_s$ (Curva rectangular) tal como se describe en [deAlmeida03]. De igual manera, como se muestra en la Figura 2.8, se dibujará una curva de aproximación con los parámetros obtenidos anteriormente M_s , H_c , h_0 . Una vez trazada la curva de aproximación se podrá obtener el valor de K :

$$K = \frac{\tan\left(\frac{\pi(M_e - M_s)}{2M_s}\right)}{H_e} \quad (2.17)$$

donde:

M_e Magnetización experimental saturada.

M_s Magnetización de aproximación, saturada.

H_a Magnetización de aproximación, saturada correspondiente a M_e y B_s .

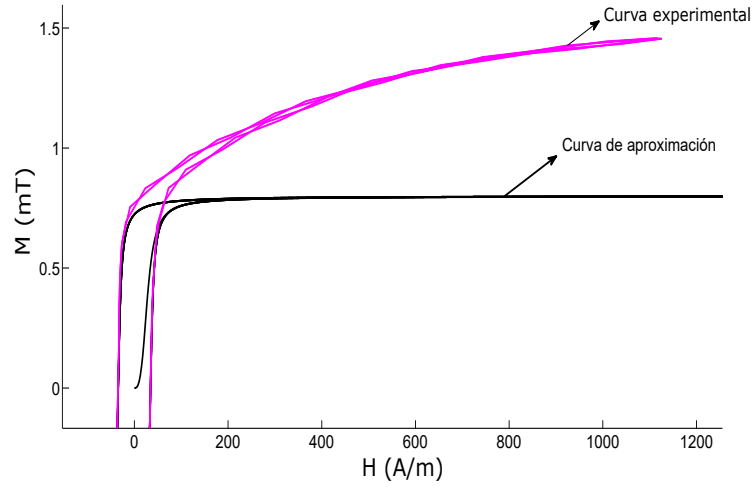


Figura 2.8: Curva de aproximación

Con los incrementos se evita obtener valores de permeabilidad cercanos a 0. Para el cálculo de la permeabilidad, en [Turowski14] se definen un conjunto de permeabilidades, donde la ideal se define en (2.18). Con esta fórmula se obtiene la permeabilidad inicial y la permeabilidad cuando solo se representa saturación.

$$\mu = \frac{M_n(H)}{H} \quad (2.18)$$

La permeabilidad diferencial que se obtiene con (2.19), se utiliza para caracterizar la pendiente de la curva de histéresis ya que al presentarse valores muy elevados esta permeabilidad decrece de manera muy rápida a cero, lo cual no es conveniente en el análisis de máquina eléctricas.

$$\mu = \frac{dM_n(H)}{dH} \quad (2.19)$$

La permeabilidad para el análisis de las máquinas eléctricas se presenta en [Kefalas10], donde se utiliza (2.20) para representar cualquier punto en el ciclo de histéresis.

$$\mu = \frac{M_n(H)}{H + H_c} \quad (2.20)$$

Ajustando (2.20) al modelo L^2P , se obtiene (2.21):

$$\mu = \frac{M_n(H)}{H + H_c} = \frac{M_c}{H - \delta_H H_c + H_p} + \mu_k \quad (2.21)$$

Donde μ_k es una constante de protección para evitar que la permeabilidad se haga cero ante grande transitorios. Con la modificación del ciclo de histéresis se podrán obtener ciclos más apegados a los reportados en [Zenk14] y [Tinoco12].

El desarrollo del modelo se realizó para una característica (M, H) , cuya derivada sería la permeabilidad, pero debido a la bondad de ser un método algebraico que depende de la gráfica de la característica que se obtiene por medición, ésta se puede representar por las variables (B, H) , obteniendo al derivar el valor de la permeabilidad, siendo esta formulación la aplicable a modelos magnéticos de las máquinas eléctricas; así mismo esta característica se puede representar con las variables de enlaces de magnetización y corrientes de magnetización (λ_m, i_m) , con lo que se obtiene por derivación la inductancia de magnetización y ésta se aplica a los modelos eléctricos de las máquinas eléctricas. Estos aportes permiten la incorporación del modelo, el cuál se denomina L^2P_M , para representar la no linealidad en el análisis de las máquinas eléctricas.

2.3.3. Descripción del algoritmo

En la Figura 2.9 se presenta un diagrama esquemático desarrollado para el modelo de histéresis L^2P_M . A continuación se presentan los puntos relevantes:

1. Condiciones iniciales: Se definen los puntos específicos de la curva de histéresis; los valores (H, M) y el valor de δ_{H0} (curva ascendente ($\delta_{H0} = 1$) o descendente ($\delta_{H0} = -1$)). Si parte del origen δ_{H0} se definirá con un valor de cero.
2. Ingreso de H : Se calcula la intensidad de campo H . Para el caso de las máquinas eléctricas rotatorias se obtiene la corriente de magnetización i_m , por lo que el algoritmo entregará los enlaces de flujos mutuos λ_m y la inductancia mutua L_m sin necesidad de realizar modificaciones.
3. Proceso lógico: En este paso se comprueba si el valor que ingresa de H corresponde a la curva descendente o ascendente, además se comparan los valores de δ_H con la finalidad de obtener los puntos de inflexión.

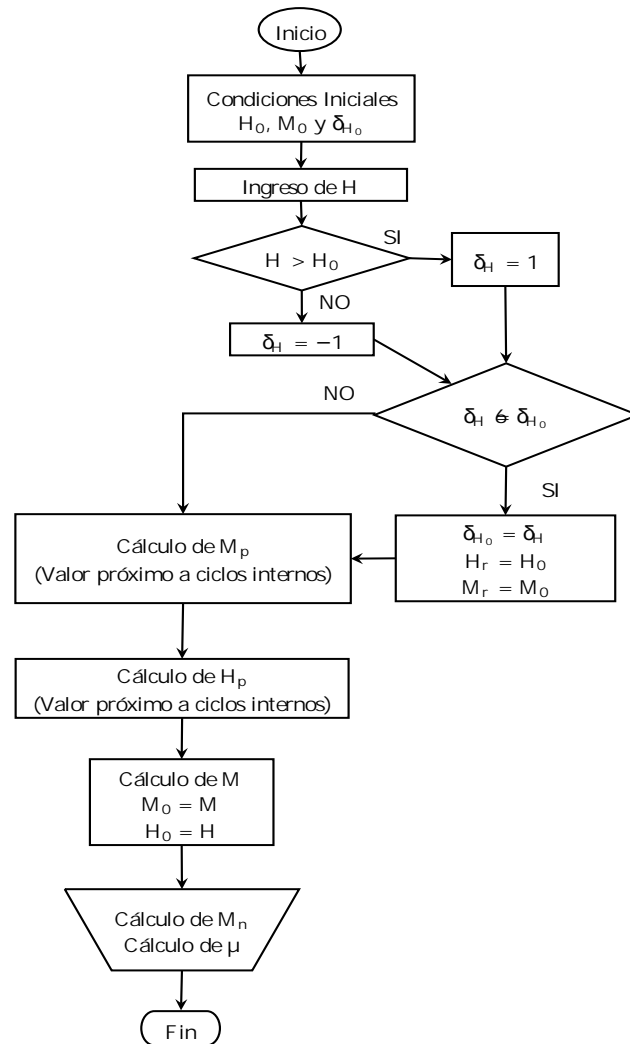


Figura 2.9: Diagrama de flujo para modelo $L^2 P_M$

4. Cálculo de H_p : Este valor corresponde a la distancia del punto H al ciclo principal con (2.5). Si el valor es distinto de cero corresponde a un ciclo menor.
5. Cálculo de H_{pr} : Se obtiene con (2.8) y se define el tipo de material para la función decreciente. Se puede utilizar (2.10) para material suave o (2.11) para otro tipo de material.
6. Cálculo de M : Se calcula el valor de M con (2.9) y se guardan los valores de (H, B) en ese instante.
7. Cálculo de M_n : Si la curva que se obtiene es redonda se debe ingresar el valor de K , de lo contrario $K = 0$ y se desprecia el incremento, según (2.16). La variable μ se calcula con (2.21) y de igual manera que la variable M_n es afectada por K , por lo tanto se obtiene el valor correspondiente a los ciclos redondos o ciclos rectangulares.

Capítulo 3

Modelo de máquinas eléctricas

3.1. Transformador

3.1.1. Introducción

El transformador es el dispositivo encargado de acondicionar las variables eléctricas en una red eléctrica, interviniendo en los procesos de transmisión y distribución. Su función es elevar los niveles de voltaje para reducir las pérdidas en líneas de transmisión y posteriormente reducir los niveles de tensión para la distribución de energía eléctrica [Chapman05].

Anteriormente se han presentado modelos para describir el comportamiento del transformador trifásico incluyendo los efectos del núcleo ferromagnético [Chen16], [Li15], [Elak13], donde se utilizan métodos complicados para la obtención del modelo. En [Tinoco12] se desarrolla un modelo del transformador partiendo del circuito magnético, además se propone como trabajo futuro la inclusión del ciclo de histéresis para obtener un modelo más exacto del transformador.

3.1.2. Modelo del transformador

Se desarrolla el modelo del transformador trifásico de tres columnas propuesto [Tinoco12]. La Figura 3.1 muestra el esquema del transformador, el cual servirá como base para la descripción del modelo en función de sus reluctancias.

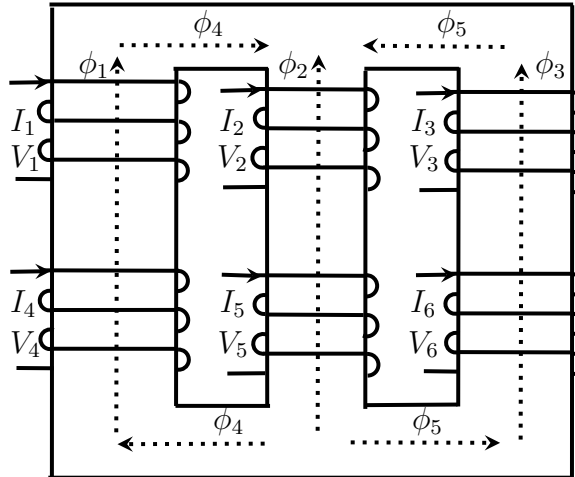


Figura 3.1: Transformador de tres columnas

Para el desarrollo del modelo, se elige los enlaces de flujo como variables de estado. La variación en el tiempo queda representada por:

$$\frac{d\lambda}{dt} = v - Ri \quad (3.1)$$

Donde:

λ , v e i , son vectores de 6×1 , y representan los enlaces de flujo, voltajes y corrientes de cada devanado.

R , es una matriz diagonal de 6×6 que representa la resistencia de cada devanado.

La relación entre los vectores de corrientes y los vectores de enlaces de flujo se presentan por:

$$i = L^{-1}\lambda = \Gamma\lambda \quad (3.2)$$

La matriz Γ es la matriz de reluctancias equivalentes después de un reacomodo algebraico de la matriz original de reluctancias, es decir $L^{-1} = \Gamma$ este proceso se ve más adelante. Las matrices Γ y L dependen de las reluctancias de la estructura magnética. El sistema de ecuaciones (4.1) y (4.2) modela al transformador y dependen de la matriz Γ .

La matriz Γ depende de la geometría magnética del transformador, por lo que en la Figura 3.2 se muestra el circuito magnético de la estructura del transformador, donde: $\mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2$ y \mathcal{R}_3 representan los devanados primario y secundario, \mathcal{R}_4 y \mathcal{R}_5 reluctancias de los yugos

netos inferior y superior del lado derecho o del lado izquierdo respectivamente. $\mathcal{R}_6, \mathcal{R}_7$ y \mathcal{R}_8 , reluctancias de dispersión por el aire y por el tanque contenedor del transformador. $\mathcal{R}_{l1}, \mathcal{R}_{l2}$ y \mathcal{R}_{l3} , reluctancias de dispersión de cada pierna. fmm_1, fmm_2 y fmm_3 , fuerzas magnetomotrices del primario y finalmente fmm_4, fmm_5 y fmm_6 , fuerzas magnetomotrices del secundario. Las reluctancias \mathcal{R}_1 a \mathcal{R}_5 son no lineales y cambian de acuerdo con el material magnético.

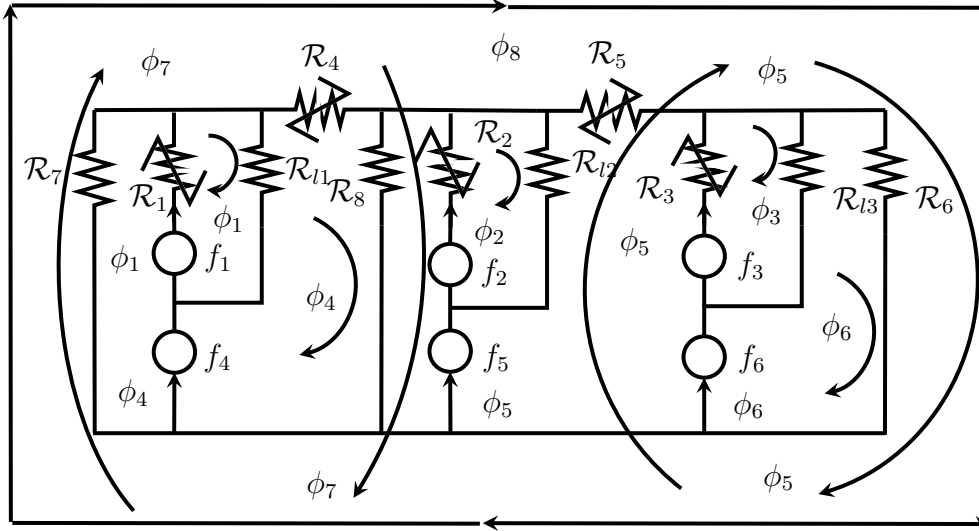


Figura 3.2: Circuito magnético equivalente del transformador trifásico

De la Figura 3.2 se puede realizar un análisis por mallas tomando en cuenta que cada uno de los flujos magnéticos solo pueden atravesar una fuente magnetomotriz pero, puede cruzar varias reluctancias, además que todas las reluctancias deben ser cubiertas por al menos un flujo magnético.

Se debe introducir dos fuerza magnetomotrices fmm_7 y fmm_8 ya que existen dos flujos magnéticos que no cruzan ninguna fuente magnetomotriz, esto con la finalidad de integrar los flujos a la matriz Γ .

Se realiza el análisis por mallas y se llega al siguiente sistema de ecuaciones:

$$\left[\begin{array}{cccccc|cccc}
 \mathcal{R}_{11} & & [A] & \mathcal{R}_{14} & & & & & [B] \\
 & \mathcal{R}_{22} & & & \mathcal{R}_{25} & & & & \\
 & & \mathcal{R}_{33} & & & \mathcal{R}_{36} & & & \\
 \mathcal{R}_{41} & & & \mathcal{R}_{44} & & & & \mathcal{R}_{48} & \\
 & \mathcal{R}_{52} & & & \mathcal{R}_{55} & & & \mathcal{R}_{58} & \\
 & & \mathcal{R}_{63} & & & \mathcal{R}_{66} & & \mathcal{R}_{68} & \\
 - & - & - & - & - & - & - & - & - \\
 & & [B^T] & \mathcal{R}_{74} & & & \mathcal{R}_{77} & [C] & \mathcal{R}_{78} \\
 & & & \mathcal{R}_{84} & \mathcal{R}_{85} & \mathcal{R}_{86} & \mathcal{R}_{87} & & \mathcal{R}_{88}
 \end{array} \right] \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \\ \phi_5 \\ \phi_6 \\ \phi_7 \\ \phi_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} fmm_1 \\ fmm_2 \\ fmm_3 \\ fmm_4 \\ fmm_5 \\ fmm_6 \\ fmm_7 \\ fmm_8 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Donde:

[A] Es la matriz de reluctancias de los flujos magnéticos.

[B] Reluctancias debido a los flujos exteriores del transformador.

[B^T] Transpuesta de [B].

[C] Matriz de reluctancias de los flujos ficticios.

En (3.3), se tiene:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_{11} &= \mathcal{R}_{11} + \mathcal{R}_{l1} & \mathcal{R}_{14} &= -\mathcal{R}_{l1} \\
 \mathcal{R}_{22} &= \mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_{l2} & \mathcal{R}_{25} &= -\mathcal{R}_{l2} \\
 \mathcal{R}_{33} &= \mathcal{R}_3 + \mathcal{R}_{l3} & \mathcal{R}_{36} &= -\mathcal{R}_{l3} \\
 \mathcal{R}_{44} &= \mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_{l1} + \mathcal{R}_8 & \mathcal{R}_{47} &= \mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_8 \\
 \mathcal{R}_{48} &= \mathcal{R}_{11} & \mathcal{R}_{55} &= \mathcal{R}_5 + \mathcal{R}_6 + \mathcal{R}_{l2} \\
 \mathcal{R}_{56} &= \mathcal{R}_{11} & \mathcal{R}_{58} &= \mathcal{R}_5 + \mathcal{R}_6 \\
 \mathcal{R}_{66} &= \mathcal{R}_{11} + \mathcal{R}_{l3} & \mathcal{R}_{68} &= \mathcal{R}_6 \\
 \mathcal{R}_{77} &= \mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_7 + \mathcal{R}_{l8} & \mathcal{R}_{78} &= \mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_7 \\
 \mathcal{R}_{88} &= \mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_5 + \mathcal{R}_6 + \mathcal{R}_{l8}
 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Para el cálculo de las reluctancias en cada segmento del núcleo, se tiene la siguiente expresión:

$$\mathcal{R}_k = \frac{l_k}{\mu_k A_k} \quad (3.5)$$

Donde l_k , μ_k y A_k son la longitud, permeabilidad del núcleo y área de sección trasversal en el k -ésimo elemento del núcleo.

La matriz (3.3) se puede reducir puesto que las fuerzas magnetomotrices fmm_7 y fmm_8 son cero, entonces se tiene:

$$\begin{bmatrix} \mathcal{R}_{11}^m & & & & & & & & \\ & \mathcal{R}_{22}^m & & & & & & & \\ & & \mathcal{R}_{33}^m & & & & & & \\ \mathcal{R}_{41}^m & & & \mathcal{R}_{44}^m & \mathcal{R}_{45}^m & \mathcal{R}_{46}^m & & & \\ & \mathcal{R}_{52}^m & & \mathcal{R}_{54}^m & \mathcal{R}_{55}^m & \mathcal{R}_{56}^m & & & \\ & & \mathcal{R}_{63}^m & \mathcal{R}_{64}^m & \mathcal{R}_{65}^m & \mathcal{R}_{66}^m & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \\ \phi_5 \\ \phi_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} fmm_1 \\ fmm_2 \\ fmm_3 \\ fmm_4 \\ fmm_5 \\ fmm_6 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

La relación directa entre las matrices de (3.6) con (3.3) se muestra a continuación.

$$A = A - BC^{-1}B^T \quad (3.7)$$

Si se considera:

$$\begin{aligned} N_k \phi_k &= \lambda_k \\ N_k i_k &= f_k \end{aligned} \quad (3.8)$$

En donde:

N_k Es el número de espiras en cada uno de los devanados.

ϕ_k Son los flujos planteados en el circuito magnético.

λ_k Los enlaces de flujo del transformador.

i_k Las corrientes del transformador.

fmm_k Las fuerzas magnetomotrices reales y ficticias en el transformador.

Partiendo de (3.8) se demuestra que (3.6) y (3.9) son equivalentes, por lo tanto:

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathcal{R}_{11}^m}{N_1^2} & & & & & & & & \\ & \frac{\mathcal{R}_{22}^m}{N_2^2} & & & & & & & \\ & & \frac{\mathcal{R}_{33}^m}{N_3^2} & & & & & & \\ \frac{\mathcal{R}_{41}^m}{N_4 N_1} & & & \frac{\mathcal{R}_{44}^m}{N_4^2} & \frac{\mathcal{R}_{45}^m}{N_4 N_5} & \frac{\mathcal{R}_{46}^m}{N_3 N_6} & & & \\ & \frac{\mathcal{R}_{52}^m}{N_5 N_2} & & \frac{\mathcal{R}_{54}^m}{N_5 N_4} & \frac{\mathcal{R}_{55}^m}{N_5^2} & \frac{\mathcal{R}_{56}^m}{N_4 N_6} & & & \\ & & \frac{\mathcal{R}_{63}^m}{N_6 N_3} & \frac{\mathcal{R}_{64}^m}{N_6 N_4} & \frac{\mathcal{R}_{65}^m}{N_6 N_5} & \frac{\mathcal{R}_{66}^m}{N_6^2} & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \\ \phi_5 \\ \phi_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} fmm_1 \\ fmm_2 \\ fmm_3 \\ fmm_4 \\ fmm_5 \\ fmm_6 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

En forma compacta:

$$[\Gamma][\lambda_{1-6}] = [i_{1-6}] \quad (3.10)$$

Es necesario para el cálculo de la matriz Γ obtener las reluctancias del transformador. Para obtener las reluctancias se deben calcular los valores de la permeabilidad correspondiente a los segmentos del núcleo λ_k ($k = 1 : 5$) y de manera conjunta se debe obtener la intensidad de campo magnético H , para cada uno de los segmentos a través de las fmm 's nodales $fmmn_k$ ($k = 1 : 3$) de la siguiente manera:

$$fmmn_k = fmm_k + f_{k+3} + \frac{\mathcal{R}_k \lambda_k}{N_k} \quad k(1..3) \quad (3.11)$$

Una vez calculadas las $fmmn_k$, se debe calcular H para cada una de las columnas del transformador a partir de:

$$H_k = \frac{fmm_k + fmm_{k+3} - fmmn_k}{l_k} \quad k(1..3) \quad (3.12)$$

Para los valores H de los yugos se calcula a partir de (3.12), quedando de la siguiente manera:

$$H_{k+3} = \frac{fmmn_k - fmmn_{k+1}}{l_{k+3}} \quad k(1..2) \quad (3.13)$$

Con el valor de H en cada segmento del transformador se podrá obtener el valor de los flujos magnéticos B , de manera lineal se obtienen con (3.14) y para incluir la no linealidad se obtiene a través de la curva de histéresis con el modelo $L^2 P_M$.

$$B_k = \frac{\phi_k}{A_k} \quad k(1..5) \quad (3.14)$$

Con los valores de H y B se obtiene directamente el valor de la permeabilidad como se muestra a continuación:

$$\mu_k = \frac{B_k}{H_k} \quad k(1..5) \quad (3.15)$$

La inclusión de histéresis se realiza con las mediciones previas del ciclo, una vez obtenida se podrá incluir la no linealidad ingresando H en (2.21) por lo que se omite (3.14) que representa el modelo lineal.

3.2. Máquina inducción

3.2.1. Introducción

La máquina de inducción o máquina asíncrona se caracteriza por ser económica, resistente y con buenas características para operar como generador y motor. Con los avances en la electrónica de potencia y en las estrategias de control, las máquinas de inducción han retomado un papel muy importante en aplicaciones de energías renovables, vehículos eléctricos, entre otras [Takahashi86], [Makrygiorgou16].

Existen dos tipos de máquinas de inducción; la máquina de rotor jaula de ardilla y rotor devanado. Ambas máquinas se componen principalmente por el rotor y estator, cambiando únicamente la estructura del rotor en el caso de cada una.

El estator consta de un armazón de acero compuesto de láminas apiladas, en la circunferencia interna lleva varias ranuras equidistantes en donde se incrustan los devanados del estator. Como se mencionó anteriormente el estator es igual para ambas máquinas.

El rotor devanado se compone de laminaciones ranuradas, están apiladas cuidadosamente para crear una serie de ranuras para el devanado del rotor. El rotor jaula de ardilla se compone de barras de cobre desnudo un poco más largas que el rotor, las cuales están insertadas en las ranuras por uno de sus extremos. Los extremos opuestos se sueldan a dos anillos de cobre para que todas las barras estén en cortocircuito entre sí.

3.2.2. Operación de la máquina de inducción

La operación de un motor de inducción trifásico está basada en la aplicación de la ley de Faraday y la fuerza de Lorentz en un conductor. Al conectarse el estator se produce un campo magnético giratorio, el cual induce un voltaje al rotor, éste al estar cortocircuitado produce una corriente y a su vez genera una fuerza electromagnética que hace girar al rotor. Al llegar cerca de la velocidad síncrona se deja de inducir el voltaje ya que gira a

la misma velocidad que el campo magnético giratorio, por lo tanto el rotor gira a menor velocidad de la velocidad síncrona.

La velocidad de la máquina de inducción depende del número de polos y la frecuencia de línea. La ecuación se deduce tomando por ejemplo el conductor de un estator que es barrido sucesivamente por los polos N y S del rotor. Si se induce un voltaje positivo cuando un polo N pasa frente al conductor se induce un voltaje negativo similar, cuando el polo S hace lo mismo, por lo tanto cada vez que un par completo de polos cruza el conductor, el voltaje inducido realiza un ciclo completo. Esto es cierto para cada dos conductores del estator, por consiguiente se deduce que la frecuencia del alternador se expresa en (3.16):

$$n_s = 120 \frac{f}{P} \quad (3.16)$$

donde:

f Frecuencia del voltaje inducido (Hz)

P Número de pares de polos en el rotor

n_s Velocidad síncrona (rev/min)

El deslizamiento s de un motor de inducción es la diferencia entre la velocidad síncrona y la velocidad del rotor expresada como un valor normalizado de la velocidad síncrona. El deslizamiento por unidad está dado por (3.17).

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (3.17)$$

Donde:

s = Deslizamiento

n_s = velocidad síncrona rev/min

n = velocidad del rotor rev/min

El deslizamiento es prácticamente cero cuando está en vacío y uno cuando está el rotor bloqueado. En caso de una sobrecarga la máquina puede llegar a un máximo deslizamiento y el rotor dejará de seguir al campo magnético giratorio que produce el estator.

3.2.3. Modelo de la máquina de inducción

La máquina de inducción se modela considerando la máquina ideal (simetría entre sus fases y depreciación de la saturación). La distribución de los devanados en los ejes de la máquina se modelan en coordenadas (abc) en el estator al igual que los devanados del rotor en (abc) [Krause02].

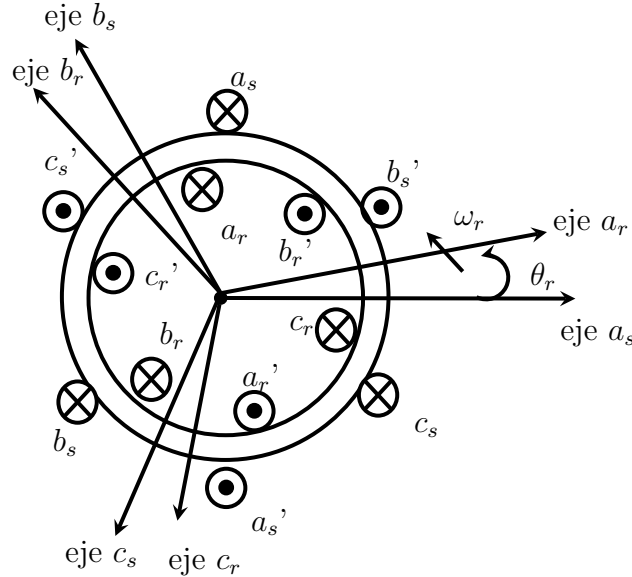


Figura 3.3: Diagrama esquemático de la máquina de inducción

La Figura 3.3 muestra la distribución de los devanados para la máquina de inducción, también se observa que los devanados del estator están distribuidos y separados 120° eléctricos entre sí. Otra consideración para el modelo de la máquina es el número de vueltas N_s y resistencia r_s ; como los devanados son tomados como balanceados, el número de vueltas en cada uno de ellos es el mismo por lo tanto:

$$N_s = N_a = N_b = N_c \quad (3.18)$$

Las resistencias se considera igual:

$$r_s = r_a = r_b = r_c \quad (3.19)$$

Los voltajes de la máquina se expresan por (3.20):

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_{abcs} &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + \mathbf{p} \lambda_{abs} \\ \mathbf{v}_{abcr} &= \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcr} + \mathbf{p} \lambda_{abcr}\end{aligned}\quad (3.20)$$

Los enlaces de flujo se obtienen por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix}\quad (3.21)$$

donde:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}\quad (3.22)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}\quad (3.23)$$

$$L_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}\quad (3.24)$$

El par eléctrico se calcula:

$$T_e = \frac{j\dot{\omega}_r}{P} + T_m\quad (3.25)$$

donde:

j = es la constante de inercia

T_m = par mecánico

P = pares de polos

3.2.4. Ecuación de oscilación

La ecuación de oscilación que describe el equilibrio mecánico del generador se representa por la suma de pares en la flecha del mismo. La expresión para este modelo se conoce

como la ecuación de oscilación; se define:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\omega_B}{2H_{in}} (T_e - T_m) \quad (3.26)$$

Donde:

ω_r Velocidad del rotor (*rad/s*).

ω_B Velocidad base (*rad/s*).

ω_s Velocidad de síncrona (*rad/s*).

t Tiempo (*s*).

H_{in} Constante de inercia (*s*).

T_m Par mecánico (*pu*).

T_e Par eléctrico (*pu*).

La dinámica del sistema mecánico es más lento en comparación a la dinámica del sistema eléctrico por lo que el par mecánico se considera constante.

3.2.5. Sistema por unidad

El sistema por unidad se utiliza para expresar cantidades decimales en relación a una cantidad base. Por lo general en un sistema por unidad con base en los valores nominales de los dispositivos como impedancias de las máquinas y transformadores se encuentran en rango reducido.

Cualquier cantidad se puede expresar en por unidad usando la siguiente relación:

$$a_{pu} = \frac{a_R}{a_B} \quad (3.27)$$

donde:

a_{pu} es el valor de la variable en por unidad.

a_R es el valor de la variable en sus unidades reales.

a_B es el valor base de las variables en unidades reales.

Para el modelado de la máquina asíncrona, se logra un enfoque más directo utilizando cantidades adimensionales y valores por unidad. En máquinas eléctricas es conveniente usar valores pico de las cantidades del estator como valores base, por ejemplo se pueden

tomar los siguientes tres valores como base:

v_B Voltaje pico de fase a neutro en el estator (Volts).

i_B Corriente pico de fase a neutro en el estator (Amperes).

f_B Frecuencia eléctrica nominal en el estator (Hz).

Seleccionando estas cantidades se pueden calcular todas las demás cantidades base del estator usando relaciones matemáticas de circuitos eléctricos:

$$(VA)_B = \left(\frac{3}{2}\right) v_B i_B \text{ Volt-Amperes trifásicos nominales base (KVA o MVA).}$$

$$\omega_{eB} = 2\pi f_B \text{ Velocidad angular base (rad/s).}$$

$$\omega_{rB} = \frac{\omega_{eB}}{P} \text{ Velocidad del rotor base, } P \text{ es el número de pares de polos (rad/s).}$$

$$Z_B = \frac{V_B}{i_B} \text{ Impedancia base a condiciones nominales (ohms).}$$

$$L_B = \frac{z_B}{\omega_{eB}} \text{ Inductancia base a frecuencia nominal (Henrys).}$$

$$C_B = \frac{1}{Z_b \omega_{eB}} \text{ Capacitancia base a frecuencia nominal (Faradays).}$$

$$\lambda_B = L_B i_B \text{ Enlaces de flujo base (Amper - Henrys).}$$

$$T_B = \frac{(VA)_B}{\omega_{rB}} \text{ Par base (Newtom - Metro).}$$

$$t_B = \frac{1}{\omega_B} \text{ Tiempo base (s).}$$

Para las cantidades del rotor se deben tomar consideraciones de todos los circuitos que formen parte de él, es decir el devanado de campo y los devanados de amortiguamiento.

3.2.6. Normalización de ecuaciones

Posterior a establecer el sistema por unidad, se pueden normalizar las ecuaciones para el modelado de la máquina de inducción. En general la simulación se expresa en tiempo real ($t = t_r$), entonces las ecuaciones que modelan la máquina en la parte eléctrica se transforman a:

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_{abcs} &= \omega_b (v_{abcs} - r_{abcs} i_{abcs}) \\ \dot{\lambda}_{abcr} &= \omega_b (v_{abcr} - r_{abcr} i_{abcr}) \end{aligned} \tag{3.28}$$

La relación entre las partes mecánicas y eléctricas se realiza con la ecuación de oscilación. Se debe notar que en la ecuación de oscilación, la velocidad mecánica del rotor se

encuentra expresada en (rad/s) y en las formulaciones eléctricas se requiere en pu , lo que se recomienda cuidar este detalle al momento de enlazar el comportamiento mecánico de la máquina asíncrona.

3.2.7. Corriente de magnetización

Para obtener la corriente de magnetización se parte de la fuerza magnetomotriz que se define:

$$fmm = Ni \quad (3.29)$$

Para un devanado trifásico se requiere conocer las corrientes y el número de vueltas de los devanados de la máquina entonces se tiene un sistema de corrientes balanceadas [Krause13]:

$$\begin{cases} i_{sa} &= \hat{I} \cos(\omega t) \\ i_{sb} &= \hat{I} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc} &= \hat{I} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.30)$$

donde:

\hat{I} Corriente pico.

Conforme a [Krause13], el número de vueltas n del conductor en las máquinas eléctricas es una función sinusoidal de la posición. Una opción común para la densidad de los conductores del estator trifásico es:

$$\begin{cases} n_{sa} &= N_s \sin(\theta) \\ n_{sb} &= N_s \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ n_{sc} &= N_s \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.31)$$

donde:

N_s máximo número de conductores en el devanado.

θ posición del campo magnético giratorio.

En el caso del rotor θ se define como la posición del campo giratorio en el estator con respecto al tiempo, que es la misma velocidad con que varía la corriente [Rodríguez-Pozueta12],

por lo tanto:

$$\theta = \omega t / P \quad (3.32)$$

En cada devanado de las tres fases de la máquina se creará una fuerza magnetomotriz que depende de la función sinusoidal de cada devanado y la corriente [Rodríguez-Pozueta12], por lo tanto se tiene:

$$\begin{cases} Fmm_{sa} &= i_{sa} N_s \sin(\theta) \\ Fmm_{sb} &= i_{sb} N_s \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ Fmm_{sc} &= i_{sc} N_s \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.33)$$

Para obtener la fuerza magnetomotriz total, se suman los efectos en cada devanado de la máquina:

$$Fmm_t = N_s \left(i_{sa} \sin(\theta) + i_{sb} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{sc} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad (3.34)$$

Si de (3.34) se despeja el término de la corriente se obtiene su valor pico:

$$I_{ms} = \frac{Fmm_t}{N_s} = \left(i_{sa} \sin(\theta) + i_{sb} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{sc} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad (3.35)$$

I_{ms} es la corriente de magnetización en el estator. Para aplicar el mismo procedimiento para el rotor se debe considerar la diferencia de velocidad del rotor con respecto al estator por lo tanto se obtiene:

$$I_{mr} = \left(i_{ra} \sin(\theta - \theta_r) + i_{rb} \sin\left((\theta - \theta_r) - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{rc} \sin\left((\theta - \theta_r) + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad (3.36)$$

Con la suma algebraica de (3.35) y (3.36) se podrá obtener la corriente pico de magnetización total:

$$I_{mt} = I_{ms} + I_{mr} \quad (3.37)$$

[Silva02] se establece que el contenido armónico de la corriente es idéntica para cada uno de los devanados en condiciones balanceadas. Además, [Demenko99] se establece la relación de tres veces la frecuencia fundamental para el campo magnético giratorio, por lo que se puede concluir que la corriente de magnetización varía tres veces la velocidad síncrona, por lo tanto se propone:

$$i_m = I_{mt} \cos(3\omega t) \quad (3.38)$$

De acuerdo a [Takahashi86], [Donescu99] la inductancia L_m depende del flujo del estator de la máquina de inducción por lo tanto esta inductancia se ve afectada por la no linealidad del núcleo ferromagnético, con lo que se tiene:

$$L_m = \frac{\lambda_m}{i_m} \quad (3.39)$$

Una vez relacionada la inductancia magnetización con la corriente de magnetización, se podrá introducir el ciclo de histéresis que a su vez relacione la corriente i_m con los enlaces de flujo λ_m .

3.3. Máquina síncrona

3.3.1. Introducción

Durante años, los modelos matemáticos se limitaban a las velocidades computacionales, por lo que se desarrollaron técnicas que permitían realizar un modelo que no requiriera un mayor esfuerzo computacional. Actualmente la velocidad de las computadoras es mucho mayor a las velocidades de cálculo que se tenía al inicio de éstas, por lo tanto se pueden retomar los modelos matemáticos con la finalidad de tener mayor precisión en los estudios de la red [Pérez Rojas04].

Para un sistema eléctrico de potencia se requiere la conversión de grandes cantidades de energía primaria a energía eléctrica, donde el mejor convertidor de energía primaria a eléctrica es la máquina síncrona, la cual además de proporcionar potencia real, tiene la capacidad de entregar potencia reactiva. Otra aplicación de la máquina es la utilización de ésta como motor, la cual tiene aplicaciones especiales. Una desventaja puede ser no contar con par de arranque, por lo que se requiere tener consideraciones como rotor jaula de ardilla.

La máquina síncrona como generador puede acoplarse a todos los sistemas de generación de energía, la variación de una fuente a otra, es la velocidad del rotor la cual puede tener un número pequeño de polos (2–4) para velocidades elevadas (fuentes de generación

termoeléctricas), o girar a velocidades pequeñas, máquinas con un gran número de polos (20 – 100) para sistemas hidráulicos [Chapman05].

3.3.2. Operación de la máquina síncrona

La máquina síncrona opera a la misma frecuencia del sistema eléctrico en condiciones de operación estacionarias. Al operar como generador síncrono, la máquina se rige por la ley de inducción de Faraday. La máquina síncrona como generador funciona de manera similar a la máquina de CD, al generar un voltaje inducido a sus terminales gracias al movimiento relativo entre los conductores del estator y el rotor. A diferencia de la máquina de CD, esta máquina no rectifica el voltaje de salida, por lo tanto no requiere conmutador.

Las partes que conforman a la máquina síncrona son dos: rotor y estator. En el rotor se tiene un devanado excitado por corriente directa. El estator se constituye de un devanado trifásico en el cual se genera la fem de corriente alterna. El devanado de CD del rotor puede conectarse de distintas formas; las más utilizadas son: con electrónica de potencia, excitación independiente y excitación sin escobillas.

Además de los devanados en el estator y en el rotor (devanado de campo), la máquina síncrona tiene barras amortiguadoras en el rotor (g , kd y kq), las cuales operan durante los transitorios. Entonces para cualquier variación de velocidad los devanados amortiguadores presentan corriente inducida y operan restaurando la velocidad síncrona. En la Figura 3.4 se muestran los devanados amortiguadores.

El número de polos del generador síncrono depende de la velocidad de rotación y de la frecuencia que se desea producir. Si se induce un voltaje positivo cuando un polo N pasa frente al conductor, se induce un voltaje negativo similar cuando el polo S hace lo mismo. Por lo tanto, cada vez que un par completo de polos cruza el conductor, el voltaje inducido realiza un ciclo completo. Esto es cierto para cada dos conductores del estator;

por consiguiente se deduce que la frecuencia del alternador se expresa en (3.40):

$$f = \frac{P\omega_r}{60} \quad (3.40)$$

donde:

f Frecuencia del voltaje inducido (Hz).

P Número de pares de polos en el rotor.

ω_r Velocidad del rotor (r/min).

Como se mencionó anteriormente, los generadores síncronos se construyen con dos tipos de rotores: rotores de polos salientes y rotores lisos. Por lo general, las máquinas con rotores de polos salientes son impulsados por turbinas hidráulicas de baja velocidad, y se requiere de un gran número de polos para generar la frecuencia de $60Hz$; estos rotores tienen un gran diámetro a fin de proporcionar el espacio necesario para los polos.

Los rotores lisos son impulsados por turbinas de vapor de alta velocidad, pero no pueden girar a más de $3600(r/min)$ ya que al menos se deben tener 2 polos. La siguiente velocidad más baja es de $1800(r/min)$, dado que el número de polos para producir $60Hz$ es de 4 polos [Chapman05]. La alta velocidad de rotación produce grandes fuerzas centrífugas; el límite de diámetro es de $1.2m$, por lo tanto para generar grandes potencias se requiere un rotor muy largo y de diámetro corto.

3.3.3. Modelo de la máquina síncrona

El generador síncrono se modela considerando la máquina ideal (simetría entre sus fases y depreciación de saturación). Se tienen los devanados de campo y los de amortiguamiento (f, g, kd, kq) en el rotor de la máquina, los devanados del estator están distribuidos y separados 120° eléctricos entre sí, con número de vueltas N_s y resistencia r_s . Como los devanados son balanceados el número de vueltas en cada uno de ellos es el mismo, por lo tanto:

$$N_s = N_a = N_b = N_c \quad (3.41)$$

También la resistencia de los mismos se considera igual:

$$r_s = r_a = r_b = r_c \quad (3.42)$$

El rotor cuenta con los devanados de campo y tres devanados amortiguadores. Sobre el eje directo (eje d) se encuentran los devanados de campo (f) y un devanado amortiguador (k_d) con un número de vueltas y resistencia igual a N_p, r_f y N_{kd}, r_{kd} , respectivamente. Los devanados (g) y (kd) con parámetros de N_g, r_g y N_{kq}, r_{kd} respectivamente, se encuentran sobre el eje de cuadratura (eje q), el cual está 90° adelante del eje d y a su vez se encuentra a un ángulo θ_r con respecto a la referencia del estator, eje de la fase a . El giro del rotor con velocidad angular ω_r es contrario de las manecillas del reloj como se indica en la Figura 3.4, donde también se muestra la distribución de los devanados y los ejes para el análisis de la máquina síncrona.

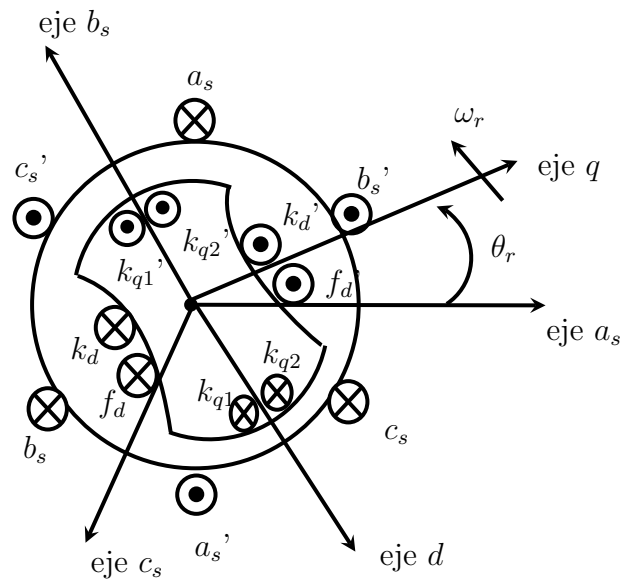


Figura 3.4: Diagrama esquemático de la máquina síncrona

Se desarrolla la formulación de enlaces de flujo, puesto que ésta es la más sencilla y rápida de implementar desde el punto de vista computacional. Consiste en eliminar el vector de corrientes [Krause02] [Pérez Rojas04], tomando como variables de estado el vector de

enlaces de flujo (λ), se muestra en (3.43).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_f \\ \lambda_g \\ \lambda_{kd} \\ \lambda_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_f \\ v_g \\ v_{kd} \\ v_{kq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_a & & & & & & \\ & r_b & & & & & \\ & & r_c & & & & \\ & & & r_f & & & \\ & & & & r_g & & \\ & & & & & r_{kd} & \\ & & & & & & r_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_g \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

En forma compacta:

$$\mathbf{p}\lambda = v - Ri \quad (3.44)$$

$$i = L^{-1}\lambda \quad (3.45)$$

Sustituyendo el vector de corriente, en (3.45) se obtiene:

$$\mathbf{p}\lambda = v - RL^{-1}\lambda \quad (3.46)$$

donde:

\mathbf{p} es la derivada respecto al tiempo.

V es el vector de voltajes de fase (los devanados amortiguadores se encuentran cortocircuitados).

i es el vector de corrientes. El signo de las corrientes en el estator es debido a la operación como generador. Un cambio de signo significa la operación como motor.

λ es el vector de enlaces de flujo en el estator y rotor. Se relaciona con el vector de corriente de acuerdo a (3.45).

R es el vector que contiene los elementos diagonales de la matriz de resistencias. Se tiene la resistencia de los devanados, de las fases, del campo y los amortiguadores.

L es la matriz de inductancias, que se conforma por:

$$L = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{ag} & L_{ak_d} & L_{ak_q} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} & L_{bg} & L_{bk_d} & L_{bk_q} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cg} & L_{ck_d} & L_{ck_q} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} & 0 & L_{fk_d} & 0 \\ L_{ga} & L_{gb} & L_{gc} & 0 & L_{gg} & 0 & L_{gk_q} \\ L_{k_da} & L_{k_db} & L_{k_dc} & L_{k_df} & 0 & L_{k_dk_d} & 0 \\ L_{k_qa} & L_{k_qb} & L_{k_qc} & 0 & L_{k_qg} & 0 & L_{k_qk_q} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

La matriz de inductancias L se puede dividir en:

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

$$L_{rs} = \begin{bmatrix} L_{af} & L_{ag} & L_{ak_d} & L_{ak_q} \\ L_{bf} & L_{bg} & L_{bk_d} & L_{bk_q} \\ L_{cf} & L_{cg} & L_{ck_d} & L_{ck_q} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

$$L_{sr} = \frac{2}{3} L_{rs}^T \quad (3.50)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{ff} & 0 & L_{fk_d} & 0 \\ 0 & L_{gg} & 0 & L_{gk_q} \\ L_{k_df} & 0 & L_{k_dk_d} & 0 \\ 0 & L_{k_qg} & 0 & L_{k_qk_q} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Las inductancias individuales de L se representan a continuación:

$$L_{aa} = L_l + L_{aa1} + L_{aa2} \cos(2\theta_r) \quad (3.52)$$

$$L_{bb} = L_l + L_{aa1} + L_{aa2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.53)$$

$$L_{cc} = L_l + L_{aa1} + L_{aa2} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.54)$$

Las inductancias mutuas en el estator:

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{L_{aa1}}{2} + L_{aa2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.55)$$

$$L_{bc} = L_{cB} = -\frac{L_{aa1}}{2} + L_{aa2} \cos(2\theta_r) \quad (3.56)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{L_{aa1}}{2} + L_{aa2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.57)$$

Las inductancias propias del rotor no dependen de la posición angular del rotor, por lo tanto son constantes:

$$L_{fk_d} = L_{k_d f} \quad (3.58)$$

$$L_{gk_q} = L_{k_q g} \quad (3.59)$$

Inductancias estator-rotor:

$$L_{af} = L_{fa} = L_{md} \cos(\theta_r) \quad (3.60)$$

$$L_{bf} = L_{fb} = L_{md} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.61)$$

$$L_{cf} = L_{fc} = L_{md} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.62)$$

$$L_{ag} = L_{ga} = -L_{mq} \sin(\theta_r) \quad (3.63)$$

$$L_{bg} = L_{gb} = -L_{mq} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.64)$$

$$L_{cg} = L_{gc} = -L_{mq} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.65)$$

$$L_{ak_d} = L_{k_d a} = L_{md} \cos(\theta_r) \quad (3.66)$$

$$L_{bk_d} = L_{k_d b} = L_{md} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.67)$$

$$L_{ck_d} = L_{k_d c} = L_{md} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.68)$$

$$L_{ak_q} = L_{k_q a} = -L_{mq} \sin(\theta_r) \quad (3.69)$$

$$L_{bk_q} = L_{k_q b} = -L_{mq} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.70)$$

$$L_{ckq} = L_{kqc} = -L_{mq} \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.71)$$

Como se desprecia la saturación, las inductancias no son función de la corriente, pero se puede observar que dependen de la posición angular del rotor (θ_r), por lo que esta matriz cambia con la posición.

3.3.4. Ecuación de oscilación

La ecuación de oscilación que describe el equilibrio mecánico del generador se representa por la suma de pares en la flecha del mismo. La expresión para este modelo se conoce como la ecuación de oscilación, se define en (3.72) y (3.73).

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\omega_B}{2H_{in}}(T_m - T_e) \quad (3.72)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - \omega_s \quad (3.73)$$

donde:

ω_r es la velocidad del rotor (rad/s).

ω_B es la velocidad base (rad/s).

ω_s es la velocidad de síncrona (rad/s).

t es el tiempo (s).

H_{in} es la constante de inercia (s).

δ es el ángulo de carga (rad).

T_m es el par mecánico (pu).

T_e es el par eléctrico (pu).

La dinámica del sistema mecánico es más lenta en comparación a la dinámica del sistema eléctrico, por lo que el par mecánico se considera constante.

3.3.5. Normalización de ecuaciones

Posterior a establecer el sistema por unidad, se pueden normalizar las ecuaciones para el modelado de la máquina síncrona. En general la simulación se expresa en tiempo real ($t = t_r$); entonces, las ecuaciones que modelan la máquina en la parte eléctrica se transforman

a:

$$\frac{d\lambda}{dt} = \omega_B (V - RL^{-1}\lambda) \quad (3.74)$$

La relación entre las partes mecánicas y eléctricas se realiza con la ecuación de oscilación. Se debe notar que en la ecuación de oscilación la velocidad mecánica del rotor se encuentra expresada en (*rad/s*) y en las formulaciones eléctricas se requiere en por unidad, lo que se recomienda cuidar este detalle al momento de enlazar el comportamiento mecánico de la máquina síncrona.

3.3.6. Corriente de magnetización

En el caso de la máquina síncrona, para obtener la corriente de magnetización se tiene un enfoque similar al de la máquina de inducción, pero tomando en cuenta los devanados amortiguadores. Para el caso de las corrientes de estator se aplica (3.35), pero en el caso del rotor se tiene:

$$I_{mt} = \begin{aligned} & i_{ar} \sin(\theta) + i_{br} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{cr} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \\ & i_f \sin(\delta) + i_{kd} \sin(\delta) + i_g \sin\left(\delta - \frac{\pi}{2}\right) + i_{kq} \sin\left(\delta - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (3.75)$$

Con (3.37) se obtiene la corriente pico de magnetización. Realizando el cambio propuesto por (3.75) a la corriente i_{mr} , por la tanto (3.38) representa la corriente de magnetización en el caso de la máquina síncrona.

Para incluir la no linealidad en el estator se modifican las inductancias propias, de (3.52), (3.53) y (3.54). En donde L_l es la inductancia de dispersión y L_{aa1} inductancia propia del estator.

$$L_m = \frac{\lambda_m}{i_m} \quad (3.76)$$

$$L_{aa1} = L_m \quad (3.77)$$

Para el caso de la inductancia de dispersión se modifica a partir de:

$$L_l = L_{l_e} + L_{aa1_e} - L_m \quad (3.78)$$

Donde:

L_{l_e} El valor de la inductancia experimental L_l de forma lineal.

Una vez obtenida la corriente de magnetización se puede ajustar la curva de histéresis experimental para obtener un resultado apegado a los valores reales de la máquina síncrona.

Capítulo 4

Simulación de las máquinas eléctricas con la no linealidad

4.1. Simulación del transformador

El modelo del transformador se valida en base a los resultados presentados por [Tinoco12], donde se realizaron con mediciones a un transformador trifásico de tres columnas. Los parámetros del transformador son los siguientes: transformador trifásico de 10 KVA a 220/127 Volts y 25/45 Amperes, bobinado con soleras rectangulares esmaltadas de 6x1.3mm. Los parámetros físicos del transformador se pueden consultar en el Apéndice A de [Tinoco12].

Los datos obtenidos en la medición realizada por [Tinoco12], consideran un desbalance en las fases de la fuente por lo que en las simulaciones se proponen los siguientes voltajes:

$$\begin{aligned}v_a &= \sqrt{\frac{2}{3}}V_{LL} \cos(\omega_b t) * 0.9352 \\v_b &= \sqrt{\frac{2}{3}}V_{LL} \cos\left(\omega_b t - \frac{2\pi}{3}\right) * 0.9408 \\v_c &= \sqrt{\frac{2}{3}}V_{LL} \cos\left(\omega_b t + \frac{2\pi}{3}\right) * 0.9519\end{aligned}\tag{4.1}$$

La Figura 4.1 muestra los ciclos de histéresis obtenidos por [Tinoco12], donde se observa que son iguales para cada pierna del transformador, pero las piernas de la fase a y fase c se saturan más que la pierna de la fase b . Al ser iguales los ciclos, se propone el modelo

L^2P_M con la aproximación del ciclo de histéresis correspondiente al devanado de la fase a con los parámetros de la Tabla 4.1 obtenidos para la representación de histéresis.

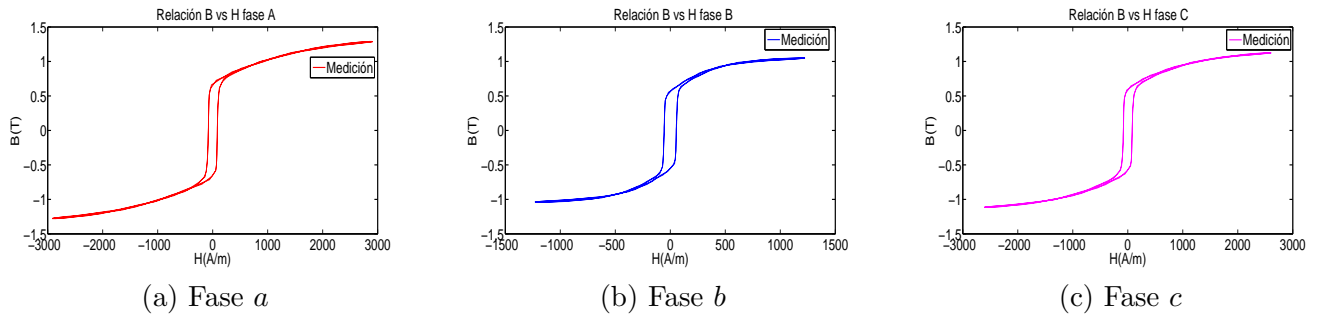


Figura 4.1: Ciclos de histéresis obtenidos en [Tinoco12]. a) Fase a b) Fase b c) Fase c .

Para la solución del sistema de ecuaciones diferencio-algebraica que modela al transformador trifásico, se utiliza el método de integración Runge-Kutta de cuarto orden por sus características de estabilidad, exactitud y facilidad en su implementación computacional [Pérez Rojas04].

Tabla 4.1: Parámetros de simulación para curva de Histéresis.

	H_c	B_s	h_0	ζ	k
Fase a	65	0.8	35	0.8	0.0005

Los parámetros de la Tabla 4.1 son los necesarios para aproximar las curvas de histéresis medidas con el método L^2P_M . De este modo se obtienen los ciclos que se muestran en la Figura 4.2, donde se contrapone el ciclo medido de la fase a y un ciclo de prueba para la aproximación.

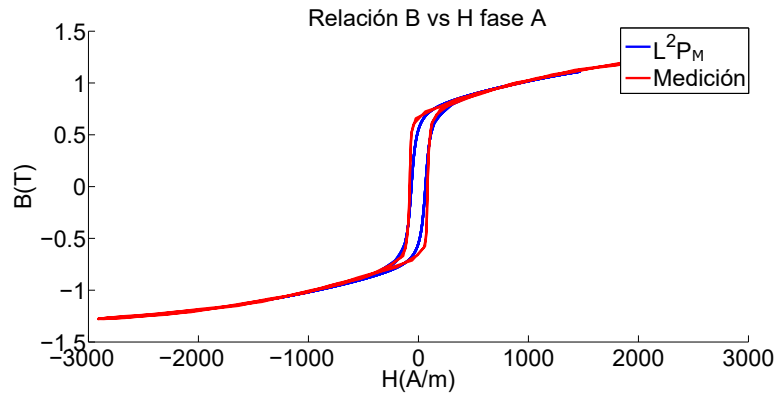
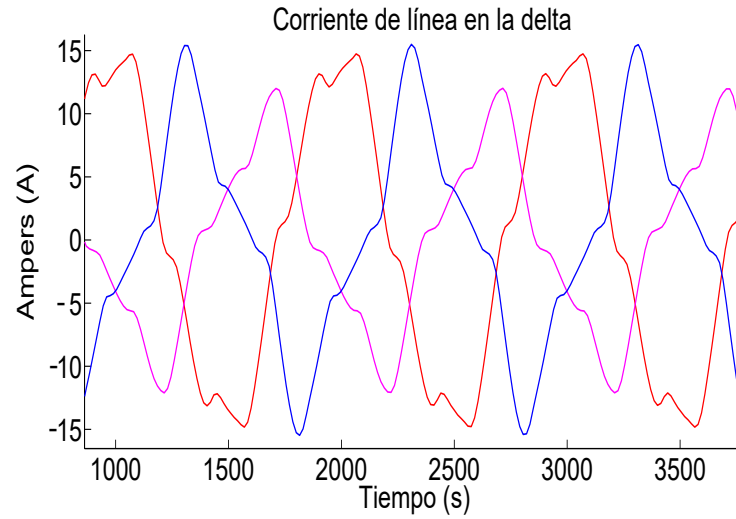


Figura 4.2: Comparación de los datos medidos y simulados

En la figura anterior se observa que el modelo propuesto reproduce de una manera muy cercana a los datos medidos. Con esta aproximación se procede a simular el modelo del transformador incluyendo la no linealidad con el modelo L^2P_M . La Figura 4.3 compara las corrientes en la delta del transformador con el modelo L^2P_M y los datos medidos por [Tinoco12]. Se observa el comportamiento irregular de las corrientes en el lado primario del transformador, causado por la no linealidad del núcleo ferromagnético. La Figura 4.3 b representa los datos obtenidos en la simulación del transformador con el modelo L^2P_M y en la Figura 4.3 a muestra los datos medidos en [Tinoco12]. En estas figuras se observa un comportamiento muy similar.



(a) Datos medidos

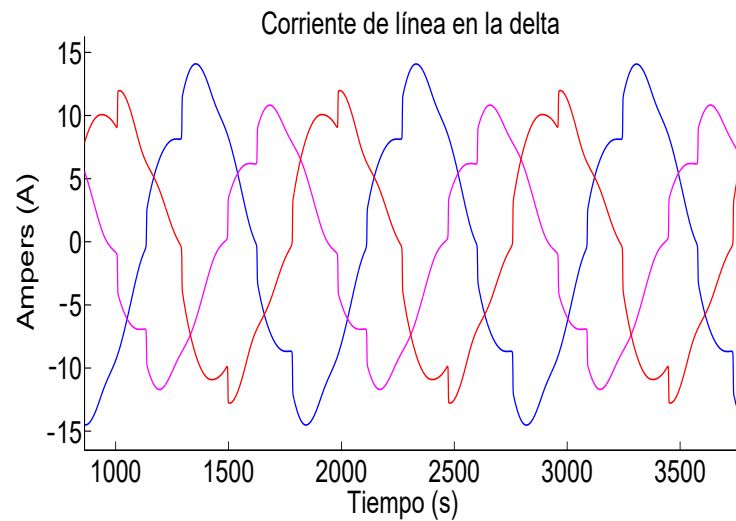
(b) Modelo L^2P_M

Figura 4.3: Corrientes en delta medidas y simuladas. a) Datos medidos, b) Modelo L^2P_M .

Para obtener una mejor coincidencia respecto a las corrientes del lado primario del transformador se comparan cada una de las fases. En la Figura 4.4 a, se comparan las corriente de la fase a , donde se percibe una diferencia en el pico de 0.43% con respecto al pico medido. En la Figura 4.4 b, se comparan las corrientes de la fase b medidas y simuladas donde la diferencia del pico es del 5% menos a la corriente medida; sin embargo, la forma es muy similar. Para la Figura 4.4 c, se muestra una comparación de la corriente en la fase c con solo una diferencia del 5.5%.

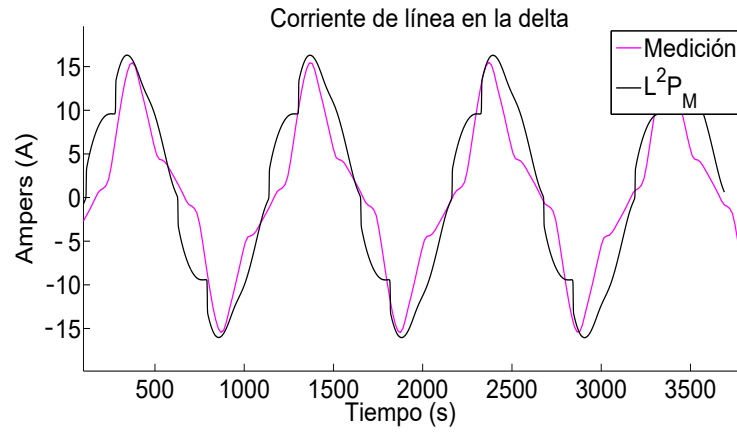
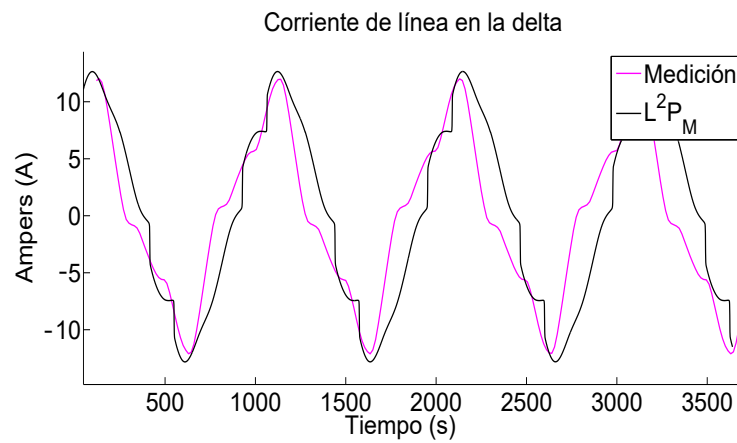
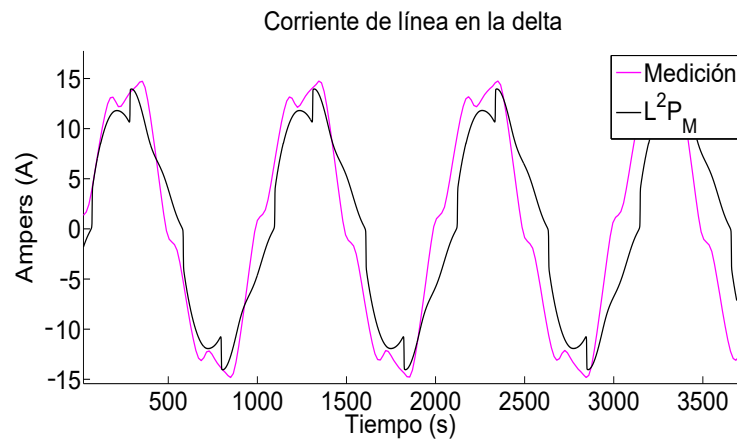
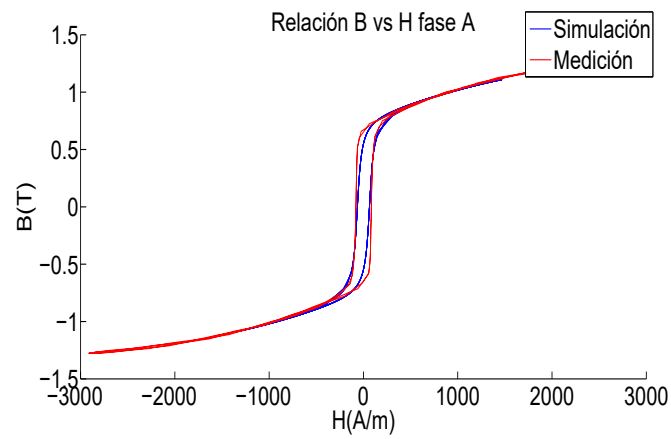
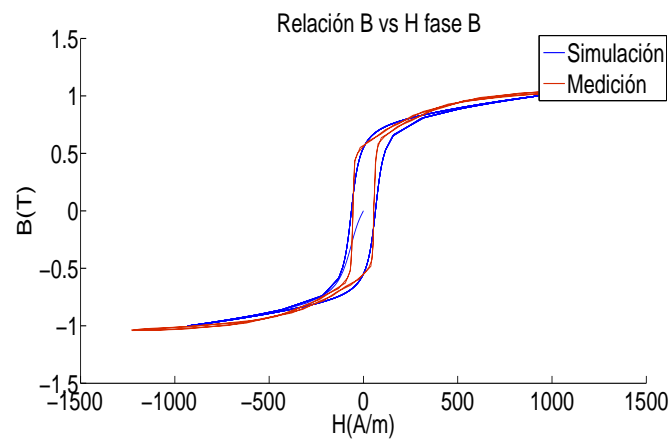
(a) Corriente de fase *a*(b) Corrientes de fase *b*(c) Corriente de fase *c*

Figura 4.4: Comparación de las corrientes en delta. a) Corriente de fase *a*, b) Corrientes de fase *b*, c) Corriente de fase *c*.

Los ciclos de histéresis obtenidos en la simulación con los ciclos medidos en la Figura 4.5.

La diferencia mayor se observa en la fase *c* debido a que cada pierna se satura distinto que las otras, además del desbalance que existe en la fuente.

(a) Fase *a*(b) Fase *b*

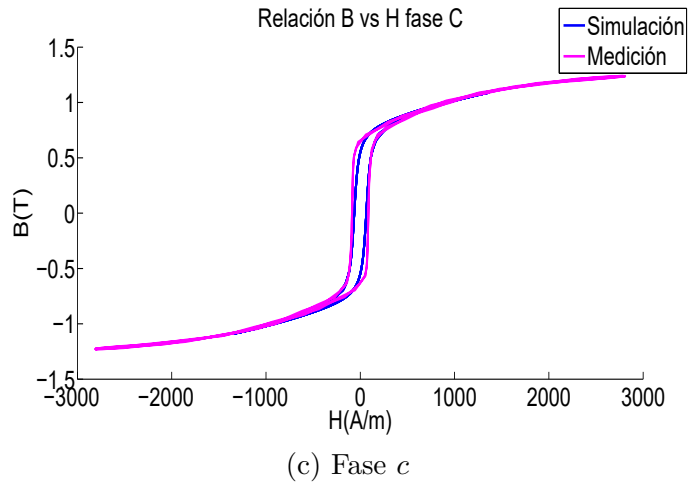


Figura 4.5: Comparación de los ciclos de histéresis medidos con simulados. a) Fase *a*, b) Fase *b*, c) Fase *c*.

Una ventaja importante del modelo L^2P_M es la de poder incorporar la saturación con solo modificar un parámetro. La Figura 4.6 muestra el comportamiento del transformador con el efecto de saturación al igual que el efecto del mismo con histéresis. En la Figura 4.6 a se observa la diferencia en las corrientes al representar la no linealidad del núcleo con saturación y con histéresis. Al utilizar saturación las corrientes muestran un menor contenido armónico ya que la corriente no muestra mucha distorsión a diferencia del caso con histéresis. La Figura 4.6 b muestra una comparación del ciclo de histéresis medido, el simulado y la saturación. La saturación pasa en medio de los ciclos de histéresis por lo que su diferencia es la fuerza coercitiva responsable de introducir un mayor contenido armónico.

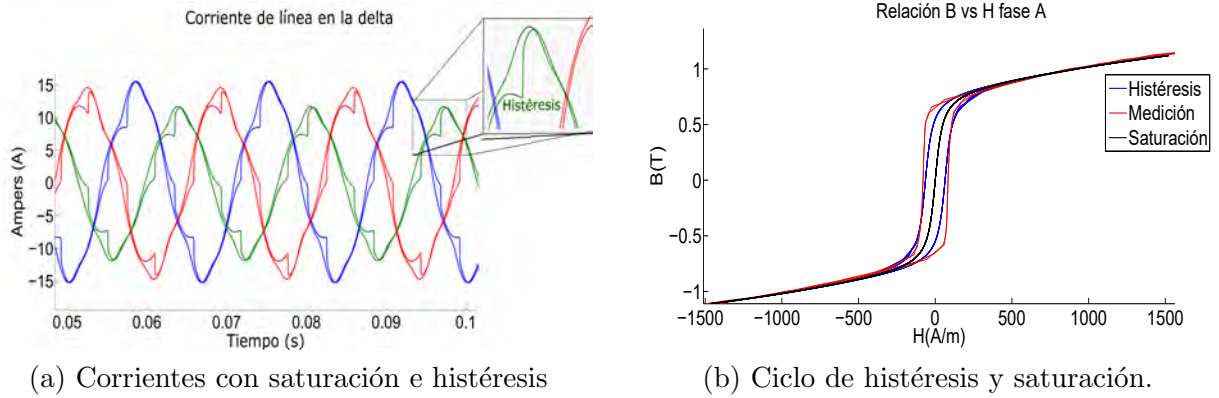


Figura 4.6: Comparación del modelo del transformador con saturación e histéresis. a) Corrientes con saturación e histéresis, b) Ciclo de histéresis y saturación.

Los resultados obtenidos en las simulaciones muestran un comportamiento muy semejante en la operación real del transformador en estado estable. El siguiente paso consiste en introducir fallas con la finalidad de observar el comportamiento del transformador ante los efectos transitorios producidos, para estudios de estabilidad.

4.1.1. Análisis de fallas en el transformador

En esta sección se simulan dos tipos de fallas en el transformador operando en vacío a fin de observar el comportamiento de las variables del mismo, así como la deformación en las corrientes.

- La primera falla simulada es con la finalidad de observar el comportamiento del transformador ante la caída de una fase (falla desbalanceada), operando en vacío con el fin de saturar el núcleo.
- La segunda falla simula la caída de las tres fases (falla balanceada), con una duración de cuatro ciclos, seguida del restablecimiento de las fases.

Falla desbalanceada

La falla monofásica se caracteriza por la pérdida de voltaje en una línea. Para efectos de simulación, se representará la falla después de 10 ciclos donde el transformador opera en estado estable; posteriormente la falla aparecerá con una duración de cuatro ciclos donde

los voltajes serán los siguientes:

$$\begin{aligned}
 v_a &= 0 \\
 v_b &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t - \frac{2\pi}{3}\right) * 0.9408 \\
 v_c &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t + \frac{2\pi}{3}\right) * 0.9519
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

En la Figura 4.7 se muestran las corrientes del lado primario. Se observa que la corriente de la fase fallada decrece gradualmente durante los cuatro ciclos; sin embargo, no llega a cero en su totalidad y las otras dos fases sólo aparecen en su semiciclo positivo. Cuando ocurre la falla se observa la deformación en las corrientes debido al desbalance y a la operación en vacío del transformador.

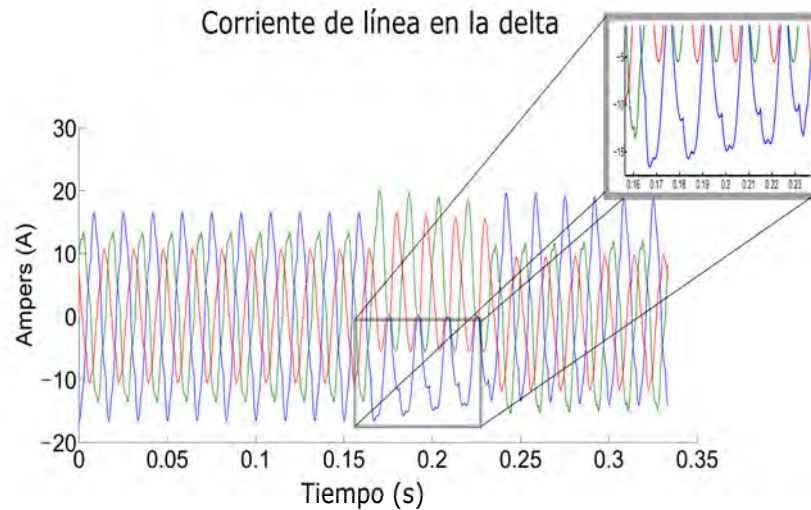


Figura 4.7: Falla monofásica

Durante la falla, el comportamiento del ciclo de histéresis también se ve afectado. En la Figura 4.8 se observa el comportamiento del ciclo de histéresis para la fase fallada y cómo se ve afectado durante la falla. El modelo L^2P_M ante los transitorios, observados en la ampliación de la Figura 4.8, responde con los ciclos internos y a su vez logra la convergencia en simulación del transformador.

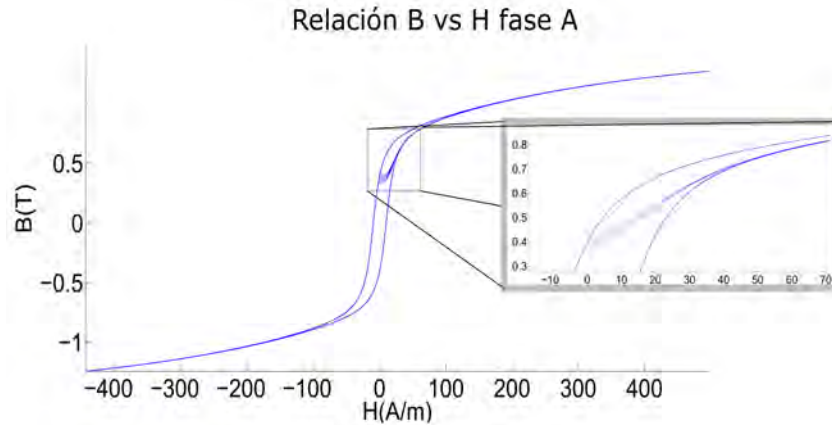


Figura 4.8: Ciclo de histéresis ante falla monofásica en transformador

Ante la falla monofásica, el modelo del transformador con la incorporación de L^2P_M muestra su convergencia además de su comportamiento ante los transitorios por la falla ya que introduce una deformación considerable en las corrientes del transformador. El siguiente paso consiste en probar el modelo ante una falla de mayor impacto con la falla de tres fases caídas.

Falla balanceada

La falla trifásica se caracteriza por presentar en un tiempo determinado voltajes con magnitud igual a cero. Para efectos de simulación, la falla se presenta después de operar en estado estable durante diez ciclos, con duración de cuatro ciclos. Los voltajes durante la falla son:

$$\begin{aligned} v_a &= 0 \\ v_b &= 0 \\ v_c &= 0 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Las corrientes en el devanado primario ante una falla de los tres voltajes a cero, se muestran en la Figura 4.9 donde se puede observar que durante la falla las corrientes decrecen, sin embargo no llegan a cero. El efecto con mayor impacto ocurre después de restablecer las líneas, donde se observa el comportamiento transitorio posterior a la falla con una sobrecorriente en la fase c de 31 %; este transitorio tiene un efecto muy lento en la corriente de la fase c debido a que la falla ocurre en el pico de esta fase, dicho efecto se ve reflejado

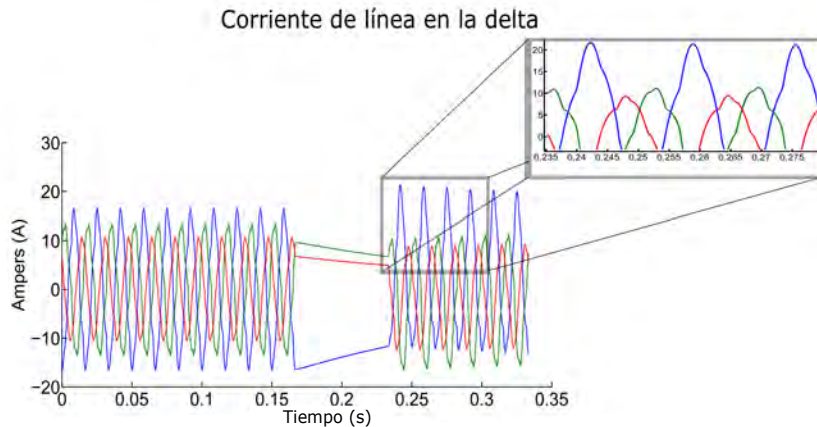


Figura 4.9: Corrientes ante falla trifásica en transformador

en el ciclo de histéresis, donde el más afectado es el de la pierna donde se encuentra el devanado de la fase c . En la Figura 4.10 se muestra el ciclo de histéresis en la pierna del devanado de la fase c con la falla descrita, mientras que la Figura 4.6 b muestra los ciclos de histéresis en las tres piernas del transformador operando en vacío en estado estacionario. Se observa un incremento apreciable en el ciclo de histéresis de la fase c , mientras que en estado estable opera con valores máximos de $1200\text{A}/\text{m}$, después de la falla la corriente se incrementa hasta en un 66%. Los efectos de la falla descrita se ven claramente al restablecer el voltaje, ya que las piernas quedan magnetizadas con distinta amplitud. A este efecto se le conoce como corrientes de irrupción [Pérez Rojas04].

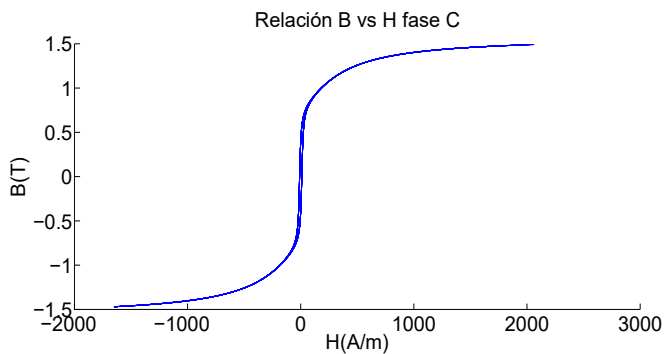


Figura 4.10: Ciclo de histéresis ante falla trifásica en transformador

Con los resultados comparados a los reportados en [Tinoco12] y con la aplicación de las fallas en el transformador de tres columnas, se puede concluir que el modelo L^2P_M ,

converge por lo que se comprueba que el modelo opera correctamente ante estados críticos de operación en el transformador trifásico.

4.2. Simulación del modelo no lineal de la máquina de inducción

Para la validación del modelo de la máquina de inducción incluyendo el modelo L^2P_M , se realiza una comparación cualitativa con el modelo propuesto en [Souza06] donde se analiza una máquina de inducción en el marco de referencia $dq0$ y se compara con datos medidos de una máquina real. La comparación con marcos de referencia distintos es debido a la falta de información en coordenadas (abc) . Los parámetros de la máquina se muestran en la Tabla 4.2. En la Figura 4.11 se propone la curva de saturación para el eje directo implementada en [Souza06].

Tabla 4.2: Parámetros máquina de inducción.

Voltaje: $220/380V(\Delta/Y)$
Corriente: $6.5/3.8(\Delta/Y)$
Frecuencia: $60Hz$
Polos: 4
Velocidad: $860r/min$
Constante de inercia (J): $0.00116Kgm^2$
Parámetros eléctricos:
$r_s = 6\Omega$
$r_r = 4.2\Omega$
$L_{ls} = 0.023H$
$L_{lr} = 0.023H$
$L_m = 0.023H$

La simulación se realiza en un programa desarrollado en MATLAB, modelando a la máquina conectada a un nodo infinito tal como se muestra en la Figura 4.12. El método de integración para resolver el sistema de ecuaciones diferencio-algebraicas: es el método Runge-Kutta de 4°, ya que generalmente se aplican en la solución de sistemas eléctricos de potencia por ser el más estable [Pérez Rojas04]. Los parámetros para la simulación se muestran en la Tabla 4.3. En la Tabla 4.4 se muestran los parámetros para incluir la curva

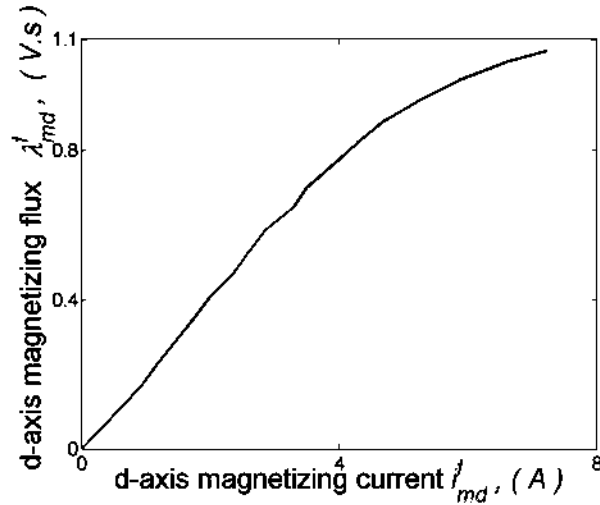


Figura 4.11: Curva de saturación eje directo [Souza06]

de histéresis.

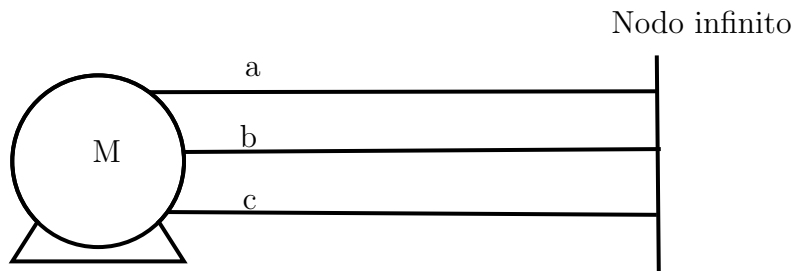


Figura 4.12: Diagrama unifilar

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos(\omega_b t) \\
 v_{as} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{as} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{ar} &= 0 \\
 v_{ar} &= 0 \\
 v_{ar} &= 0
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

En [Souza06] se propone una sobre-excitación del 10% y la operación en vacío, con la finalidad de obtener la saturación de la máquina. En nuestro caso la simulación se eleva a cabo para esas mismas condiciones. En la Figura 4.13 a se ven las corrientes del estator

Tabla 4.3: Parámetros de simulación para la máquina de inducción.

Condiciones iniciales de los estados	Método numérico	Paso de integración	Tiempo de simulación
[0]	Runge-Kutta 4°	10^{-4}	2 seg

Tabla 4.4: Parámetros de simulación para curva de Histéresis.

i_c	λ_s	h_0	ζ	k
0.5	3	15	0.8	0.01

en la máquina reportada en [Souza06] y la Figura 4.13 b muestra las corrientes de estator obtenidas en simulación con la inclusión del modelo L^2P_M .

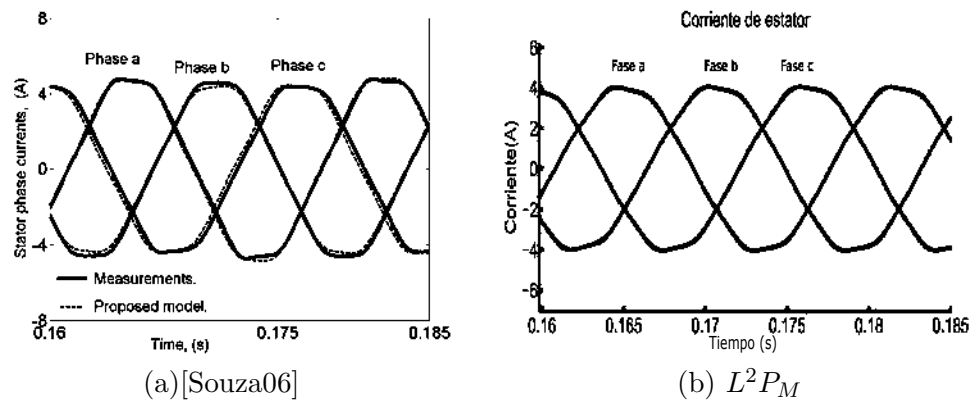


Figura 4.13: Corriente obtenida en [Souza06] y corriente obtenida en simulación. a) [Souza06], b) L^2P_M .

En la Figura 4.13 a se puede observar que existe un desbalance en las corrientes; debido, según [Souza06], a los armónicos en la fuente de alimentación utilizada para el experimento. En la Figura 4.13 b se observa que existe una similitud considerable con la inclusión de la no linealidad y el modelo propuesto por [Souza06]; sin embargo, [Souza06] no realiza un análisis de Fourier para conocer las componentes armónicas de las corrientes eléctricas que obtiene. En la Tabla 4.5, se muestran las componentes armónicas del análisis de Fourier para las corrientes eléctricas obtenidas en simulación con el modelo L^2P_M .

Los armónicos 5° y 7° aparecen por el flujo no lineal que se presenta en el entrehierro de la máquina por lo que son los que más afectan a las corrientes en el estator [Dajaku14],

Tabla 4.5: Coeficientes armónicos, normalizados en fase a .

Coeficiente armónico	
A_n	Magnitud
Fundamental	1
5	15.53×10^{-3}
7	14.48×10^{-3}
11	0.18×10^{-3}
13	0.92×10^{-3}
17	0.65×10^{-3}
19	0.58×10^{-3}
23	0.41×10^{-3}
25	0.20×10^{-3}

[Joksimovi10], [Saeed Khan08]. En [Tessarolo10] y [Saeed Khan08], se demuestra que los armónicos 23° y 25° son por la distribución de los devanados del estator y el ranurado entre las bobinas. En el caso del rotor se inducen en las corrientes los armónicos 6° , 12° , 18° , etc. El armónico 6° es inducido por la fundamental, el armónico 12° es producto del 7° y 17° armónicos del estator y el armónico 24° es producto del armónico 19° [Dajaku14], [Saeed Khan08]. El par eléctrico también deja de ser lineal y contiene oscilaciones producidas por los armónicos 6° , 12° , 18° , etc, donde el armónico de mayor presencia es el 6° y los otros términos son despreciables [Washington16], [Saeed Khan08].

Después de conocer los efectos de la no linealidad de la máquina se compara el modelo propuesto con el modelo lineal, con la finalidad de analizar contingencias en la máquina de inducción.

4.2.1. Simulación de la máquina de inducción con la no linealidad

A continuación se muestra la comparación del modelo lineal, modelo de histéresis L^2P_M y el modelo con saturación L^2P_M . Los tres modelos se describen a continuación:

Modelo con Saturación Se considera $\zeta = 0$. Con este valor, el modelo L^2P_M desprecia la fuerza coercitiva obteniendo así solo la saturación.

Modelo con Histéresis Se consideran los parámetros obtenidos en la Tabla 4.4 sin modificaciones.

Modelo lineal Para la consideración L_m constante, se propone una corriente de magnetización $i_m = 0$. De esta manera, el modelo L^2P_M entrega el valor de inductancia en la región lineal.

Con los tres modelos se analiza la máquina para dos caso de operación; A plena carga con voltaje nominal y en vacío con un sobre-voltaje. Para ambos casos se realizan simulaciones agregando fallas con duración de 5 ciclos que es el tiempo en que operan las protecciones, posteriormente se restablecen las condiciones previas. Las fallas son: línea a tierra, desbalance entre líneas y caída de las tres líneas. A continuación se describe cada falla para la máquina de inducción:

Línea a tierra La simulación se desarrolla con la falla como se muestra en el diagrama unifilar de la Figura 4.14; para un tiempo $t = 1$ ocurre la falla que dura 5 ciclos. La falla consiste en operar con los voltajes que se muestran en (4.5), donde se entiende que el voltaje de la fase a cae a cero.

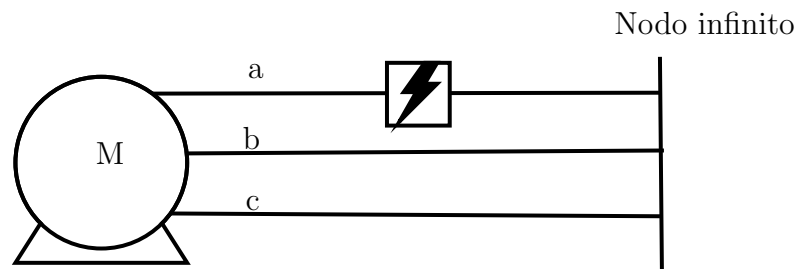


Figura 4.14: Falla desbalanceada en terminales del motor de inducción

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= 0 \\
 v_{bs} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{cs} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{ar} &= 0 \\
 v_{br} &= 0 \\
 v_{cr} &= 0
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Desbalance entre líneas En la simulación se tienen los voltajes en terminales que se muestran en (4.6) en un tiempo t_1 con duración de 5 ciclos y los voltajes de la fase a y fase b tienen un decremento e incremento respectivamente en su magnitud.

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos(\omega_b t) * 0.85 \\
 v_{bs} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t - \frac{2\pi}{3}\right) * 1.15 \\
 v_{cs} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{ar} &= 0 \\
 v_{br} &= 0 \\
 v_{cr} &= 0
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Tres fases a tierra Se tiene durante 5 ciclos los voltajes en terminales que se muestran en (4.7). Con esta falla la máquina opera como motor puesto que deja de recibir la potencia necesaria para seguir operando en condiciones nominales. El diagrama unifilar se muestra en la Figura 4.15.

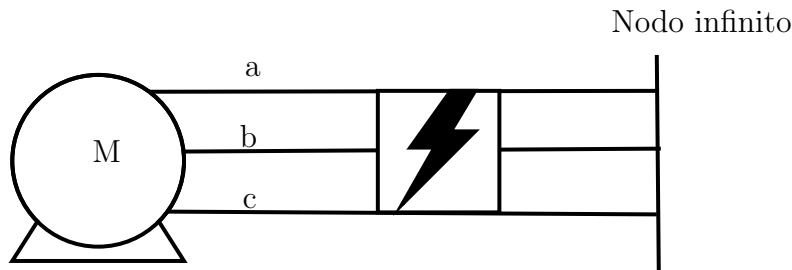


Figura 4.15: Falla balanceada en terminales del motor de inducción

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= 0 \\
 v_{bs} &= 0 \\
 v_{cs} &= 0 \\
 v_{ar} &= 0 \\
 v_{br} &= 0 \\
 v_{cr} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{4.7}$$

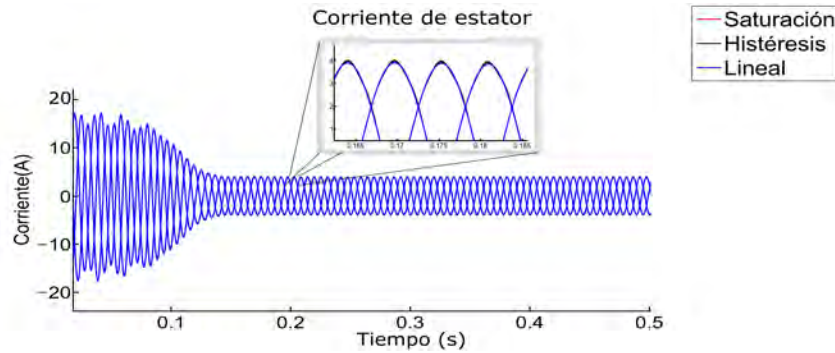
En la Tabla 4.6 se muestran los datos de la simulación para los casos simulados.

Tabla 4.6: Parámetros de simulación de la máquina de inducción incluyendo contingencias.

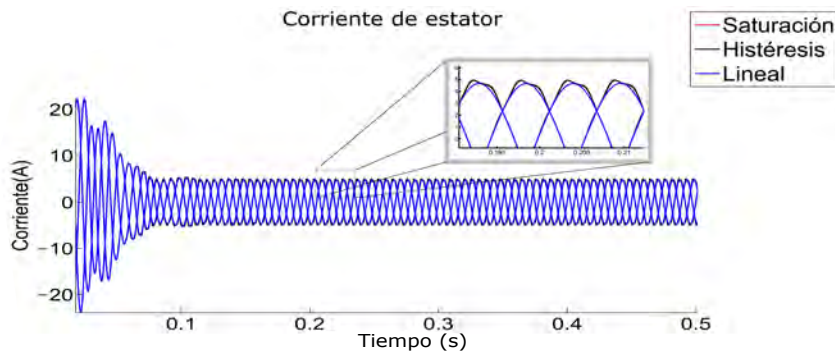
Condiciones iniciales de los estados	Método numérico	Paso de integración	Tiempo de simulación	Tiempo de falla
[0]	Runge-Kutta 4°	10^{-4}	2s	5 ciclos

4.2.2. Análisis de la máquina de inducción en estado estable

El primer resultado se presenta para el caso de la máquina operando como motor en dos condiciones: con carga y en vacío. En el caso donde la máquina opera con carga se simula con sus condiciones nominales de operación, con esta consideración la corriente de magnetización debe ser relativamente baja. Por el contrario, la máquina operando en vacío se simula con un sobre-voltaje de 130% a fin de observar con más detalle lo que sucede con la corriente de magnetización, las variables eléctricas y las variables mecánicas de la máquina de inducción. En la Figura 4.16 se presentan las corrientes en el estator de la máquina para los dos casos.



(a) Corrientes de estator con carga



(b) Corrientes de estator sin carga

Figura 4.16: Corrientes en el estator para diferentes condiciones de operación en la máquina de inducción. a) Corrientes de estator con carga, b) Corrientes de estator sin carga.

En la Figura 4.16 a, se muestran las corrientes en el estator de la máquina donde se aprecia una ligera deformación debido a la no-linealidad del núcleo que se hace más visible en la ampliación. En la Figura 4.16 b se aprecia cómo la máquina comienza a deformar las corrientes de estator cuando se opera en vacío; dicha distorsión se hace visible con más detalle en la ampliación donde se obtienen los picos de las tres fases de la máquina en vacío. Cabe hacer énfasis en cómo los tres modelos siguen la misma trayectoria excepto cuando la máquina opera en condiciones de vacío puesto que se mostró la deformación de las corrientes en este punto de operación.

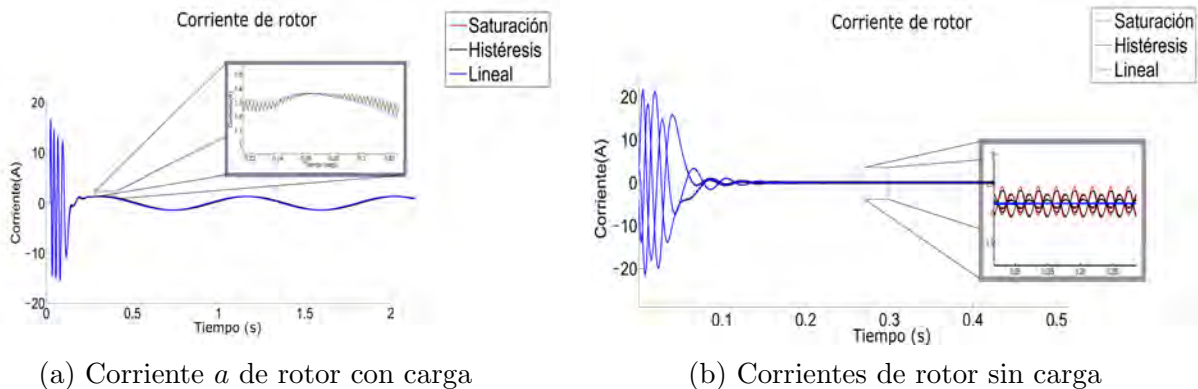
En la Tabla 4.7 se listan los componentes armónicos en las corrientes de estator para cada caso. Para el caso donde la máquina opera con carga, el 5° armónico tiene mayor amplitud en el caso con saturación; sin embargo, no logra deformar la corriente ya que su amplitud es del 0.013 % respecto a la fundamental. En el caso donde la máquina opera sin

carga se observa que el contenido armónico es del doble en comparación a la operación con carga; dicho contenido logra deformar considerablemente la corriente en el estator de la máquina de inducción.

Tabla 4.7: Coeficientes armónicos normalizados de la fase a del estator en condiciones de plena carga y sin carga.

Coeficiente armónico A_n	Plena carga			Sin carga		
	Lineal	Saturación	Histéresis	Lineal	Saturación	Histéresis
Fundamental	1	1	1	1	1	1
5	0	13.71×10^{-3}	11.46×10^{-3}	0	27.11×10^{-3}	23.79×10^{-3}
7	0	12.59×10^{-3}	10.44×10^{-3}	0	26.14×10^{-3}	22.85×10^{-3}
11	0	0.93×10^{-3}	0.29×10^{-3}	0	2.82×10^{-3}	0.92×10^{-3}
13	0	0.46×10^{-3}	0.86×10^{-3}	0	2.28×10^{-3}	1.20×10^{-3}
17	0	0.24×10^{-3}	0.53×10^{-3}	0	0.37×10^{-3}	0.78×10^{-3}
19	0	0.21×10^{-3}	0.41×10^{-3}	0	0.34×10^{-3}	0.92×10^{-3}
23	0	0.17×10^{-3}	0.32×10^{-3}	0	0.16×10^{-3}	0.59×10^{-3}
25	0	0.16×10^{-3}	0.03×10^{-3}	0	0.20×10^{-3}	0.37×10^{-3}

En la Figura 4.17 a se muestran las corrientes del rotor cuando la máquina opera a plena carga. Se puede observar que existe un rizado para los modelos con histéresis y saturación, pero ambos modelos siguen al modelo lineal. En tanto, en la Figura 4.17 b se muestran las corrientes del rotor en el caso sin carga y se aprecia un ligero rizado por lo que se realiza un análisis de Fourier para cada caso; los resultados se presentan en la Tabla 4.8. Se observa que las componentes armónicas del rotor en el caso de operación con carga se reducen considerablemente en comparación al caso de operación sin carga (sobreexcitación); también se observa que el armónico con mayor amplitud es el 6°, tal como se menciona en [Washington16].

(a) Corriente a de rotor con carga

(b) Corrientes de rotor sin carga

Figura 4.17: Corrientes de fase a en el rotor en operación a plena carga y sin carga. a) Corriente a de rotor con carga, b) Corrientes de rotor sin carga.

Tabla 4.8: Coeficientes armónicos normalizados de fase a del rotor para los dos casos simulados.

Frecuencia armónicos Hz	Plena carga			Sin carga		
	Lineal	Saturación	Histéresis	Lineal	Saturación	Histéresis
1.333	1	1	1	0	0	0
360	0	56.63×10^{-3}	46.23×10^{-3}	0	1	1
720	0	2.83×10^{-3}	3.15×10^{-3}	0	93.79×10^{-3}	44.35×10^{-3}
1080	0	0.64×10^{-3}	2.577×10^{-3}	0	10.19×10^{-3}	33.69×10^{-3}

Otra de las variables que se ve afectada por la no linealidad es el par eléctrico, como se menciona en [Washington16]. En la Figura 4.18 a se muestra el par eléctrico para el caso de operación con carga; además, se realiza una ampliación a fin de observar con más detalle las características del par eléctrico, en donde se observa un ligero rizado para los modelos de saturación e histéresis. En la Figura 4.18 b se muestra el comportamiento del par eléctrico cuando la máquina opera en vacío; se observa con más detalle el rizado en esta variable cuando la máquina opera en vacío.

Para el caso de la máquina operando sin carga se realiza un análisis de Fourier al par eléctrico para conocer los componentes que lo conforman, arrojando los siguientes resultados: para el modelo de histéresis la mayor componente que lo afecta es el 6° con magnitud normalizada del 3%. Para el modelo con saturación se tiene un valor 2.9%. Para ambos casos los armónicos 12°, 18° y 24° no afectan mayormente ya que presentan un efecto me-

nor del 1%. En el caso de la máquina operando con carga, para el modelo de histéresis se presenta el armónico 6° con un valor de 1.25%, mientras que para el modelo de saturación, también se presenta el 6° armónico con una magnitud de 1.44%. Los armónicos siguientes son despreciables ya que su magnitud es muy pequeña en consideración al 6° armónico.

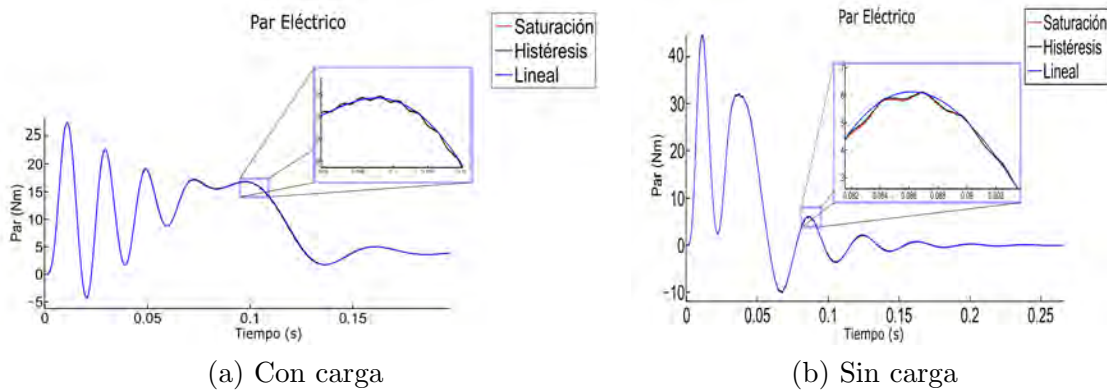


Figura 4.18: Par eléctrico. a) Con carga, b) Sin carga.

En tanto el par es oscilante, el plano de fase par-velocidad muestra estas oscilaciones. En la Figura 4.19 a, se muestra el plano de fase cuando la máquina opera con carga y se realiza un acercamiento para comparar los tres modelos que se presentan. De esta figura se concluye que al operar a plena carga las variaciones no son muy visibles, ya que se opera en la región lineal del núcleo.

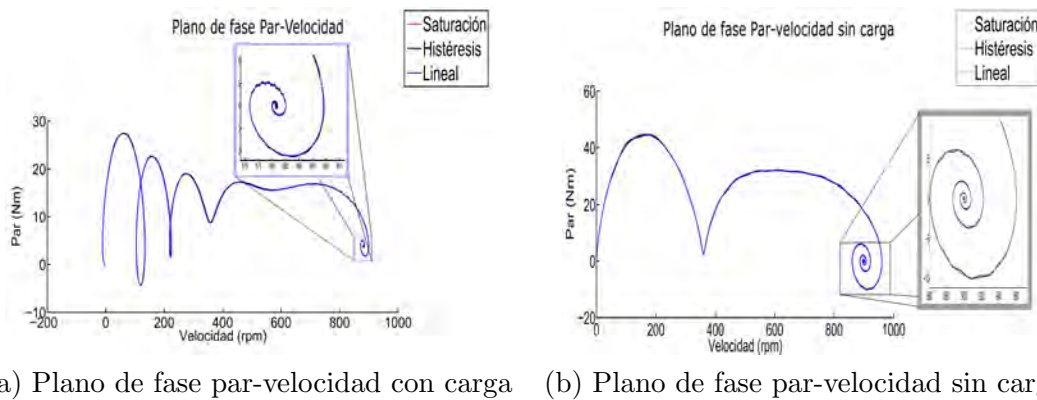


Figura 4.19: Plano de fase par-velocidad para dos puntos de operación. a) Plano de fase par-velocidad con carga, b) Plano de fase par-velocidad sin carga.

En la Figura 4.19 b, se muestra el plano de fase operando en vacío. Para observar con más detalle, se realiza un acercamiento donde se muestran las ligeras variaciones por los

modelos no lineales respecto al modelo lineal; se observa que la máquina llega al mismo punto de operación con los tres modelos presentados. Para finalizar este caso, en la Figura

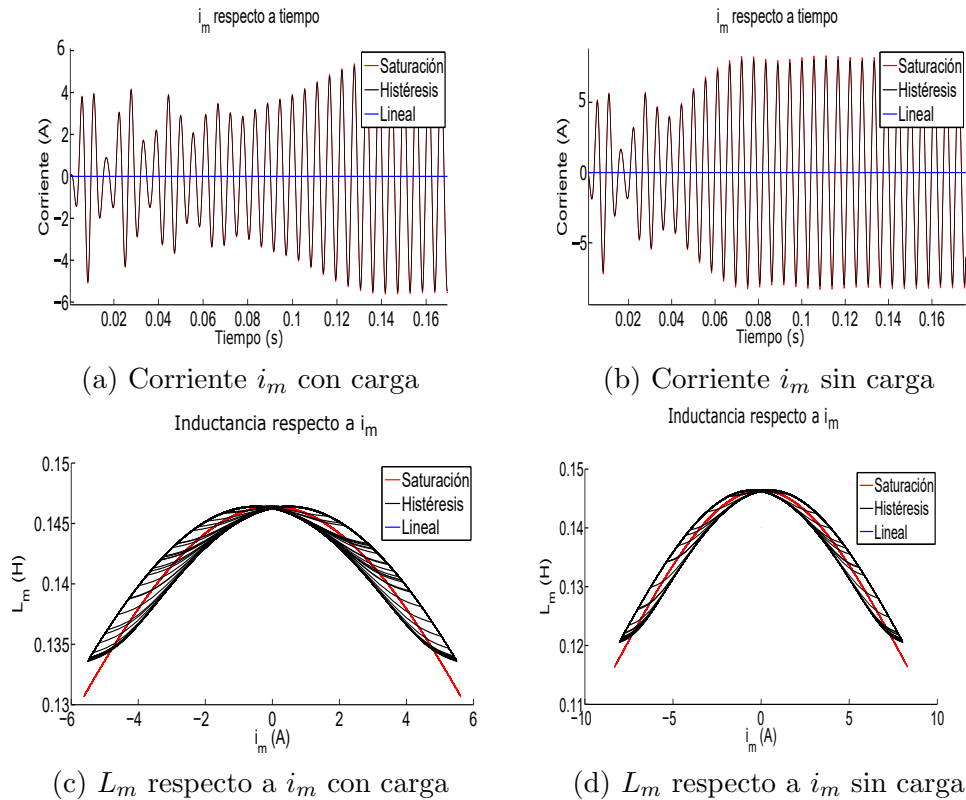


Figura 4.20: Corrientes i_m y L_m . a) Corriente i_m con carga, b) Corriente i_m sin carga, c) L_m respecto a i_m con carga, d) L_m respecto a i_m sin carga.

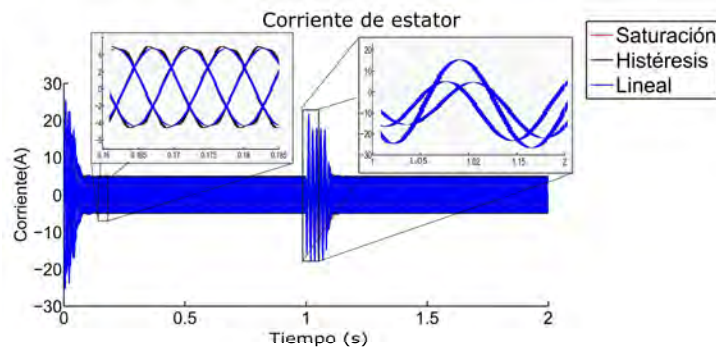
4.20 a, se observan las variaciones de la corriente de magnetización con carga y se puede comparar con la Figura 4.20 b donde se muestra la corriente de magnetización para el caso de operación sin carga. Con estas dos figuras se puede observar que la corriente de magnetización en vacío es de mayor magnitud que para el caso con carga.

Las variaciones de la inductancia dependen de qué tan pronunciado es el ciclo de histéresis, por lo que si se satura el núcleo se puede llegar a tener un valor igual a cero para la inductancia L_m , lo que implica grandes corrientes con mucha contaminación armónica. En la Figura 4.20 c, se observa el comportamiento de la inductancia L_m respecto a la corriente de magnetización cuando la máquina opera con carga. En la Figura 4.20 d se observan las variaciones de la inductancia de magnetización L_m cuando la máquina opera

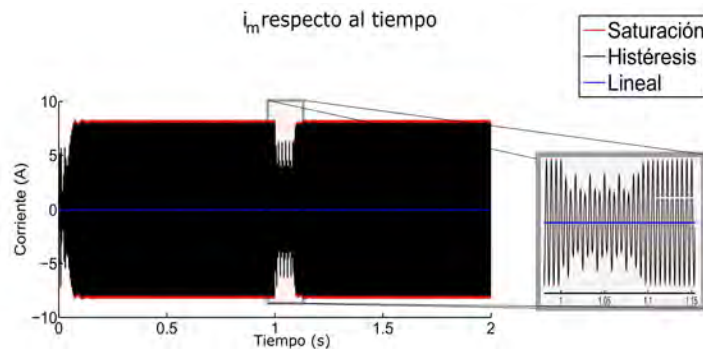
en vacío. Con las figuras anteriores se puede observar la relación de L_m con la corriente de magnetización para ambos casos de operación. También es posible observar que en el caso donde se trabaja en vacío se presentan inductancias menores y en la misma figura con el modelo de saturación se llega a menores inductancias, lo que explica por qué se presentan armónicos con mayor amplitud para el modelo con saturación.

4.2.3. Análisis de falla de línea a tierra en terminales de la máquina

En esta sección, se analizan los efectos en una falla de línea a tierra en terminales de la máquina. Dicha falla inicia en el tiempo $t = 1s$ y termina después de cinco ciclos. Sólo se analiza el caso sin carga, ya que al existir carga los efectos de la no linealidad son mínimos. Las corrientes en estator y la corriente de magnetización se presentan en la Figura 4.21.



(a) Corrientes de estator sin carga



(b) Corriente de i_m sin carga

Figura 4.21: Corrientes de estator. a) Corrientes de estator sin carga, b) Corriente de i_m sin carga.

Las corrientes de estator se presentan en la Figura 4.21 a, donde se percibe que al pre-

sentarse la falla la corriente de la fase *a* crece más que las otras dos fases y el sistema se vuelve desbalanceado. En la ampliación de la falla se puede observar que los modelos no lineales y el modelo lineal siguen la misma trayectoria; esto indica que la falla no satura el núcleo de la máquina. La corriente de magnetización se observa en la Figura 4.21 b; es posible observar que durante la falla la corriente se vuelve pulsante, es decir, la corriente tiene distintas magnitudes en cada ciclo pero este efecto no alcanza a saturar la máquina ya que la ausencia de la fase caída disminuye su magnitud, tal como se muestra con más detalle en el acercamiento durante la falla.

El efecto sobre la corriente de rotor se muestra en la Figura 4.22, donde se aprecia que la corriente de rotor presenta un ligero desbalance pero no sufre ninguna variación respecto al modelo lineal. Es posible observar oscilaciones con los modelos de histéresis y saturación antes y después de la falla, que son derivadas del efecto no lineal.

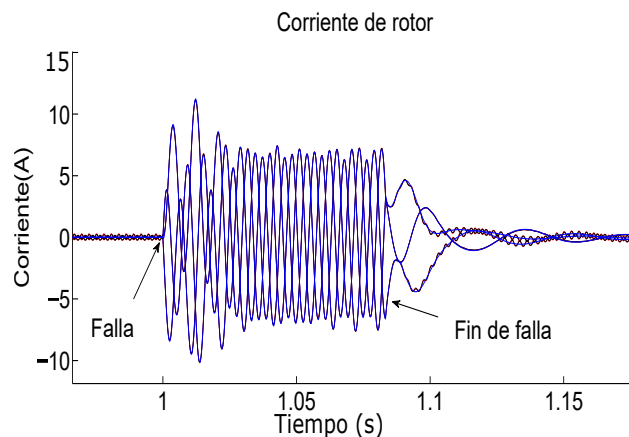
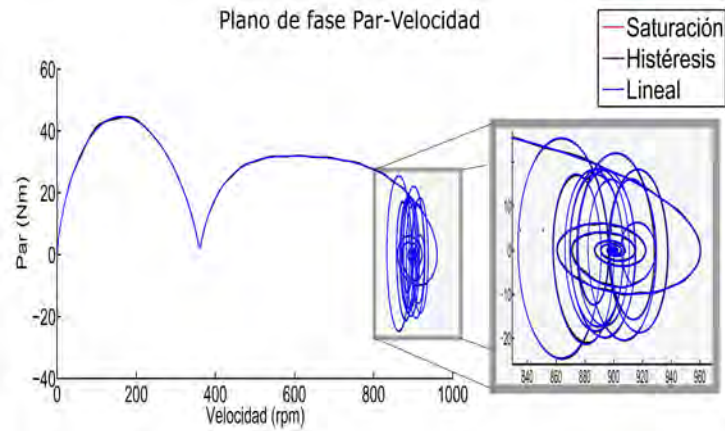


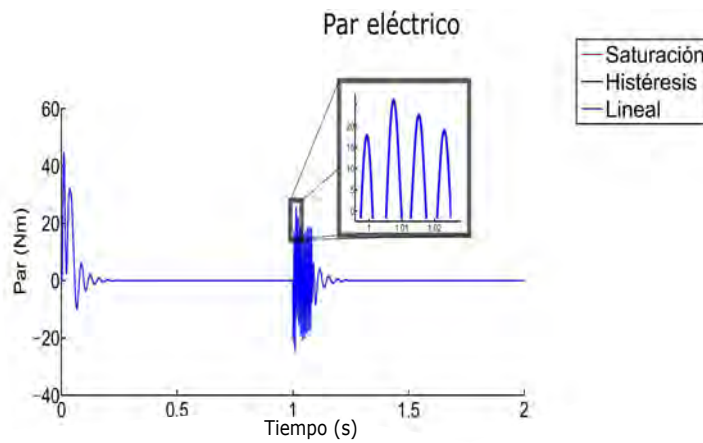
Figura 4.22: Corrientes de rotor durante falla

En la Figura 4.23 a se muestra el plano de fase par-velocidad. En esta figura se realiza un acercamiento durante la falla con el fin de percibir con más detalle el comportamiento de las variables mecánicas en los tres modelos y con lo observado se concluye que el efecto de la falla monofásica durante su aplicación no muestra diferencias en las variables con los tres modelos.

En la Figura 4.23 b se muestra el par eléctrico desde el arranque de la máquina has-



(a) Plano de fase



(b) Par eléctrico

Figura 4.23: Plano de fase y Par eléctrico. a) Plano de fase, b) Par eléctrico.

ta el restablecimiento de la falla. Para observar con detalle el comportamiento del par eléctrico durante la falla se realiza un acercamiento en el primer pico del transitorio provocado por la caída de la línea con el fin de observar que no existe diferencia en el par eléctrico en los tres modelos.

De acuerdo a lo reportado en las simulaciones, se concluye que la falla monofásica no satura a la máquina. Además, durante la falla y posteriormente a la misma, no se introducen armónicos al sistema.

4.2.4. Desbalance entre líneas

En cualquier caso donde se presente un desbalance en las líneas de alimentación en una máquina eléctrica, puede ocurrir una corriente de magnetización pulsante. Si la magnitud de la corriente i_m pulsante es mayor que la magnitud en un caso balanceado, se puede llegar a saturar el núcleo de la máquina. Contrario al caso de la falla de línea a tierra, donde un voltaje cae a cero, en este caso se simula en condiciones donde el voltaje de la fase a cae al 85 % de su valor nominal, mientras que en la fase b el voltaje se eleva a 115 % de su magnitud. Con esta falla se podrá tener una corriente de magnetización no uniforme y a su vez saturar el núcleo.

La corriente de magnetización se representa en la Figura 4.24. Al presentarse el desbalance entre líneas de alimentación en terminales de la máquina, la corriente de magnetización se vuelve pulsante y cada tercer ciclo tiene una magnitud superior, lo que provoca una magnetización mayor en el núcleo. Este efecto se ve reflejado en todas las variables de la máquina de inducción.

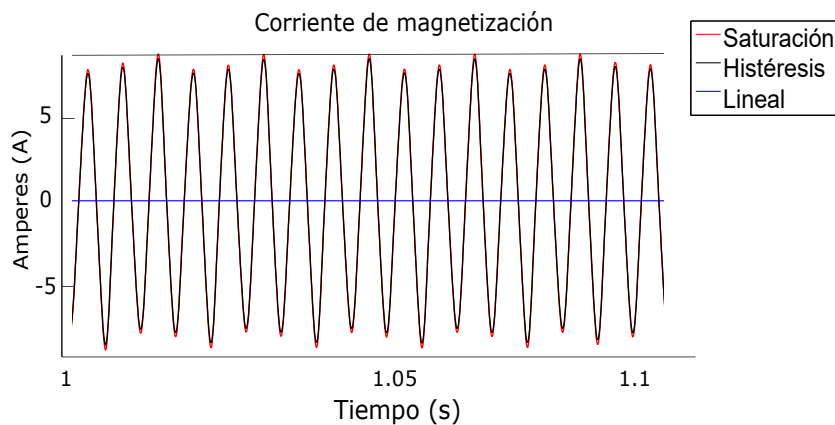


Figura 4.24: Corriente de magnetización en máquina de inducción con desbalance entre líneas.

Las corrientes del estator durante el desbalance de las líneas se observan en la Figura 4.25, donde es posible apreciar que la magnitud es distinta entre las corrientes de las líneas. Además, se observa la deformación que aparece en las corrientes para los modelos no lineales durante la falla. Al realizar un análisis de Fourier de las corrientes cuando ocurre

la falla, aparece el 3^{er} armónico pero es más predominante el 7^o armónico.

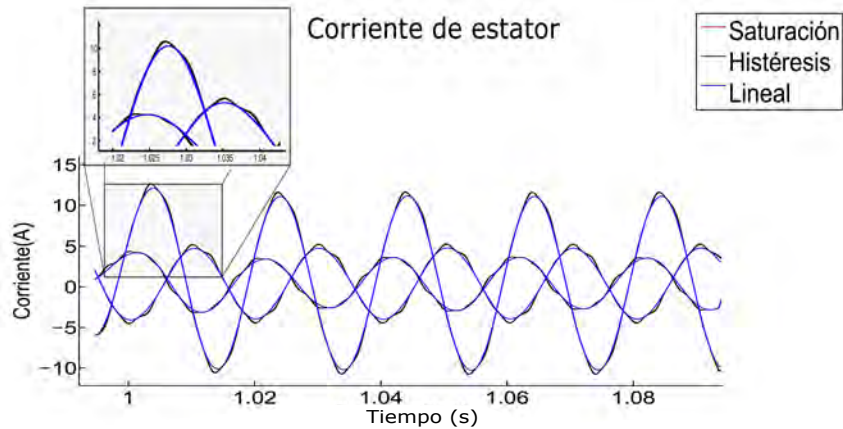


Figura 4.25: Corriente de estator en máquina de inducción durante desbalance entre líneas.

En la Figura 4.26 se muestra el comportamiento de la corriente del rotor cuando se presenta el desbalance entre las líneas. La falla provoca variaciones entre las corrientes; además, se perciben las diferencias que aparecen en los modelos no lineales, donde el contenido armónico es evidente en el rotor. El desbalance y el contenido armónico provoca ligeras diferencias entre los resultados de los modelos; sin embargo, los modelos no lineales siguen al modelo lineal como referencia.

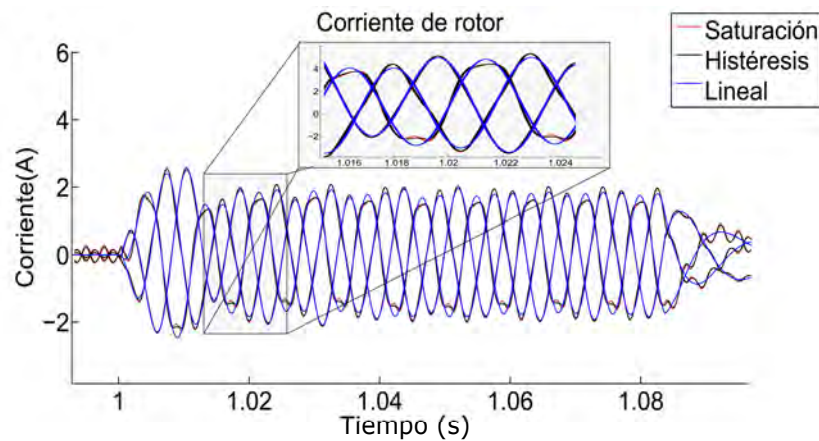


Figura 4.26: Corrientes en rotor de la máquina de inducción en desbalance entre líneas.

La falla desbalanceada introduce armónicos en las corrientes del estator y rotor de la máquina de inducción pero también afecta a las variables mecánicas. Como ejemplo, se

muestra la Figura 4.27 donde se grafica el plano de fase par-velocidad y se ve cómo los tres modelos convergen al mismo punto de operación. Sin embargo, si se realiza un acercamiento al momento de la falla, se observan ligeras variaciones de los modelos de histéresis y saturación con respecto al modelo lineal.

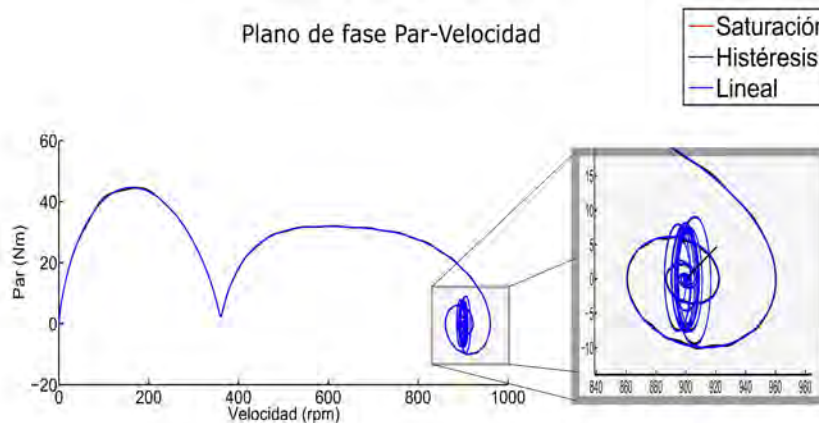


Figura 4.27: Plano de fase par-velocidad.

Al realizar el análisis para las variables de la máquina ante el desbalance entre líneas, se puede concluir que las corrientes son las más afectadas con los modelos de histéresis y el modelo de saturación. En el caso de las variables mecánicas, la falla afecta considerablemente el par eléctrico y la velocidad; los modelos con la no linealidad provocan una ligera variación con respecto al modelo lineal.

4.2.5. Falla de tres líneas a tierra

La contingencia de tres fases a tierra o falla balanceada consiste en que en un instante de tiempo $t = 1s$, los voltajes de alimentación en la máquina de inducción caigan a cero y transcurridos cinco ciclos se restablezca la alimentación a su voltaje anterior. Se simula la máquina en vacío con un sobre-voltaje de 130% ya que al operar con carga la diferencia no sería mucha en comparación al modelo lineal. Puesto que la falla es balanceada se espera que la corriente de magnetización no sea pulsante.

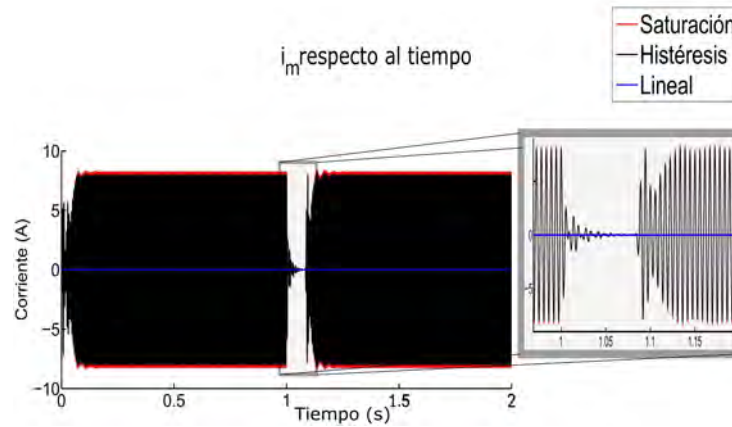


Figura 4.28: Corriente de magnetización.

La corriente de magnetización se presenta en la Figura 4.28. Antes de ocurrir la falla la corriente tiene una magnitud de $8A$; durante la falla trifásica la corriente disminuye hasta alcanzar un valor igual a cero. De acuerdo a lo observado en las fallas anteriores, cuando la corriente de magnetización es menor a sus valores nominales, no provoca saturación durante la falla. Al restablecerse las líneas, la corriente de magnetización tiene un ligero transitorio pero su magnitud no crece en comparación al estado estable. La diferencia entre los modelos de histéresis y saturación es mínima antes y durante la falla, por lo que sus efectos son muy similares.

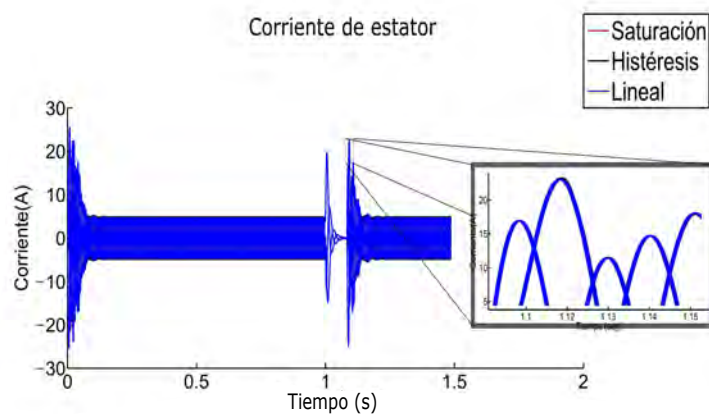


Figura 4.29: Corrientes en estator y corriente de magnetización.

La Figura 4.29 muestra las corrientes de estator donde al presentarse la falla hay un incre-

mento de 4 veces su corriente nominal debido a la dinámica de la máquina; posteriormente, las corrientes caen a cero. Al restablecerse la alimentación, la corriente vuelve a crecer y se reduce hasta llegar a su valor nominal. El incremento en las corrientes del estator produce un decrecimiento en la corriente de magnetización, por lo que no se satura el núcleo. El transitorio posterior a la falla provoca un incremento significativo en esta corriente; sin embargo, los tres modelos no muestran diferencias.

Las corrientes del rotor también sufren un incremento al presentarse la falla, pero al igual que las corriente del estator no producen saturación del núcleo. Las corrientes en el rotor se muestran en la Figura 4.30. El acercamiento de las corrientes posterior a la falla muestra una diferencia de 1A en los modelos no lineales con respecto al modelo lineal.

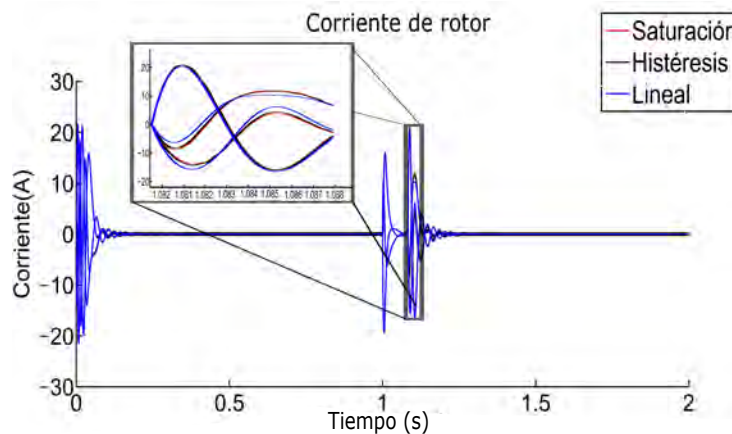
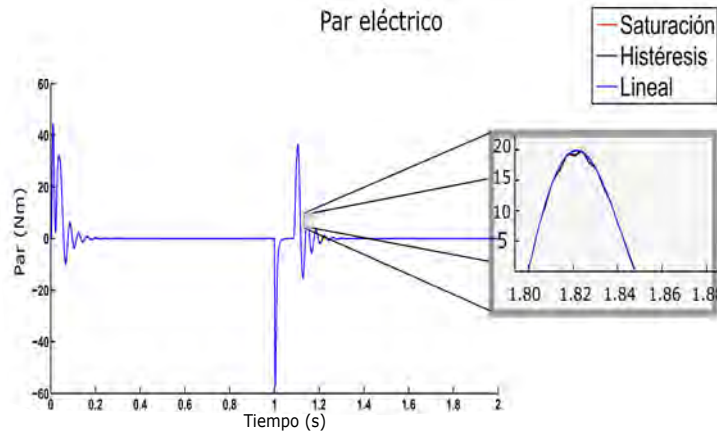
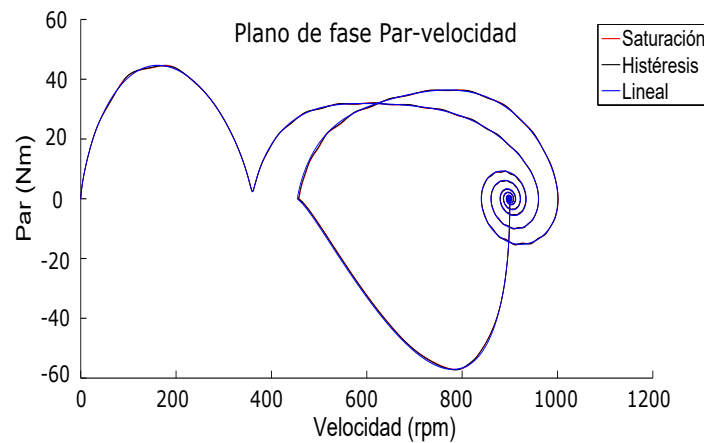


Figura 4.30: Corrientes en rotor ante falla 3ϕ a tierra

El par eléctrico responde a la falla pero no se observa diferencia entre los modelos en los transitorios por la contingencia. La Figura 4.31 a muestra el comportamiento del par eléctrico desde el arranque hasta el restablecimiento de la falla; se muestra un acercamiento donde se aprecia el par eléctrico durante la falla con diferencias muy pequeñas entre los modelos.



(a) Par eléctrico



(b) Plano de fase par-velocidad

Figura 4.31: Plano de fase par-velocidad y par eléctrico. a) Par eléctrico, b) Plano de fase par-velocidad.

La Figura 4.31 b, muestra el comportamiento del plano de fase par-velocidad, el cual indica si la máquina tiende a un estado estable. La falla de tres fases a tierra es la falla de mayor impacto en las máquinas eléctricas y conforme al análisis realizado, la no linealidad no afecta los resultados transitorio provocado por la contingencia.

4.3. Simulación del modelo no lineal de la máquina síncrona

Se incluye el modelo de histéresis L^2P_M al modelo de enlaces de flujo para la máquina síncrona, donde se analiza la máquina operando como generador e incluyendo fallas. Las

contingencias que se presentan son tres: falla fase a tierra, falla tres fases a tierra y pérdida de voltaje en devanado de campo. La falla de desbalance entre líneas no se presenta ya que los resultados se relacionan con la falla de línea a tierra. Antes de iniciar, se presentan los resultados para la máquina sin fallas con la finalidad de observar los efectos de la no linealidad. La máquina que se simula es la propuesta por [Krause02], donde los parámetros son correspondientes para un turbo-generador; en la Tabla 4.9 se muestran los parámetros.

Tabla 4.9: Parámetros de la máquina síncrona.

Potencia: 835 <i>MVA</i>	
Voltaje (V_{L-L}): 26 <i>kV</i>	
factor de potencia:0.85	
Polos: 2	
Velocidad: 3600 <i>r/min</i>	
Inercia: $H_{in} = 5.6s$	
Parámetros en por unidad:	
$r_s = 0.003pu$	
$X_{ls} = 0.19pu$	
$X_q = 1.8pu$	$X_d = 1.8pu$
$r_{kq1} = 0.00178pu$	$r_{fd} = 0.000929pu$
$X_{fkq1} = 0.8125pu$	$X_{lfd} = 0.1414pu$
$r_{kq2} = 0.00641pu$	$r_{kd} = 0.01334pu$
$X_{lkq2} = 0.0939pu$	$X_{lkd} = 0.08125pu$

Las fallas aplicadas al modelo de la máquina se describen a continuación:

Línea a tierra En la simulación en un tiempo t_1 se tiene la falla que dura 5 ciclos simulando la acción de las protecciones. La falla consiste en que en determinado tiempo, cae a cero el voltaje que alimenta una carga con los voltajes nominales. En (4.8) se observan los voltajes durante la falla. El diagrama unifilar de la falla se muestra en la Figura 4.32.

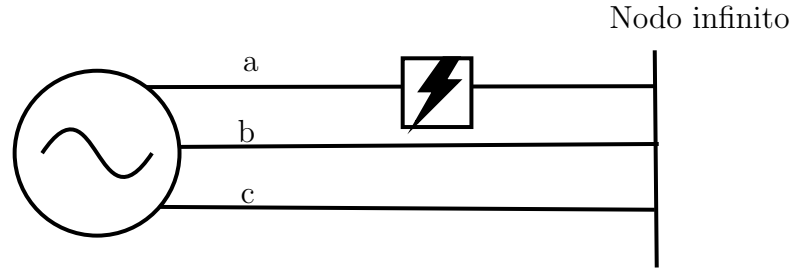


Figura 4.32: Falla desbalanceada en generador síncrono

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= 0 \\
 v_{bs} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos \left(\omega_b t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 v_{cs} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos \left(\omega_b t + \frac{2\pi}{3} \right) \\
 v_{rf} &= 0.0017 \\
 v_{rg} &= 0 \\
 v_{rkd} &= 0 \\
 v_{rkq} &= 0
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Tres líneas a tierra Se tendrán durante 5 ciclos tiempo en que operan las protecciones, los voltajes en terminales que se muestran en (4.9). Al presentarse la falla el generador no entrega potencia al sistema, por lo que las corrientes en el estator recorren la rama de magnetización. El diagrama unifilar para la falla balanceada se muestra en la Figura 4.33.

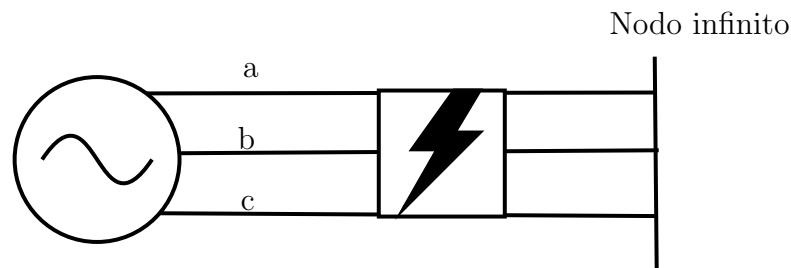


Figura 4.33: Falla balanceada en generador síncrono

$$\begin{aligned}
v_{as} &= 0 \\
v_{bs} &= 0 \\
v_{cs} &= 0 \\
v_{rf} &= 0.0017 \\
v_{rg} &= 0 \\
v_{rkd} &= 0 \\
v_{rkq} &= 0
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Pérdida de excitación en devanado de campo Se tendrán durante 5 ciclos los voltajes en terminales que se muestran en (4.10), donde se deja de alimentar el devanado de campo.

$$\begin{aligned}
v_{as} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos(\omega_b t) \\
v_{bs} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
v_{cs} &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\omega_b t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
v_{rf} &= 0 \\
v_{rg} &= 0 \\
v_{rkd} &= 0 \\
v_{rkq} &= 0
\end{aligned} \tag{4.10}$$

Para incluir el modelo de histéresis en la máquina síncrona se considera que al operar en la región lineal el valor de la inductancia L_m es igual a la inductancia propia del estator. Los parámetros para el modelo L^2P_M de la máquina síncrona se muestran en la Tabla 4.10.

Para introducir la saturación se considera el parámetro ζ con el valor de cero, forzando

Tabla 4.10: Parámetros para curva de Histéresis en la máquina síncrona.

i_c	λ_s	h_0	ζ	k
0.05	6	4.2	0.9	0.02

al modelo a despreciar la fuerza coercitiva. Para el modelo lineal, el valor de L_m será constante y en la región lineal, esto se logra despreciando la corriente de magnetización i_m . Los armónicos que se espera obtener en la máquina síncrona, son similares a los de la

máquina de inducción, según [Saeed Khan08], ya que se formula el modelo con las mismas condiciones en el estator. Se realiza un análisis cuando la máquina opera en condiciones sin falla para obtener los armónicos en estado estable. La Figura 4.34 muestra el generador conectada al sistema.

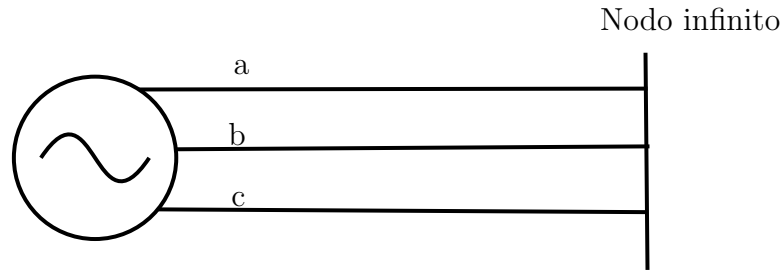


Figura 4.34: Generador síncrono a barra infinita

En la Figura 4.35, se observa la corriente de la fase *a* en el estator de la máquina. Existe una pequeña diferencia en el pico de la corriente, que se debe al contenido armónico por la saturación de la máquina. Los modelos de histéresis y saturación muestran resultados muy similares; para cuantificar la diferencia entre ambos modelos se obtienen los armónicos de la corriente en la Tabla 4.11.

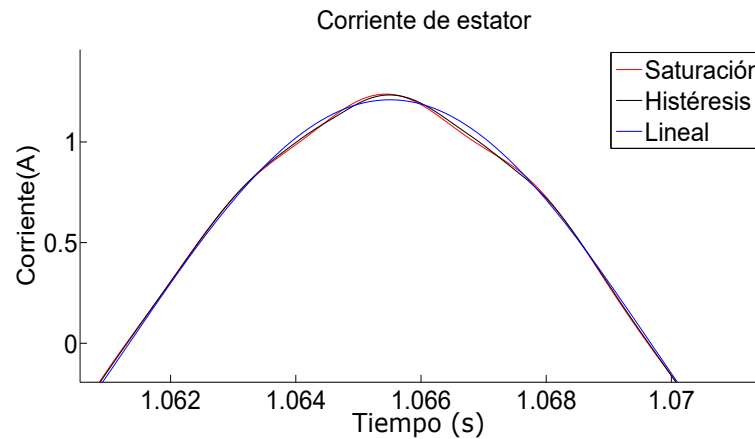


Figura 4.35: Corriente en el estator de máquina síncrona en estado estable.

El par eléctrico se muestra en la Figura 4.36 donde se observa que el par eléctrico es oscilante para los modelo no lineales. Realizando un análisis de Fourier al par con el fin de obtener las componentes armónicas que más afecta, se concluye que es el 6° armónico

el que más afecta a esta variable con una magnitud normalizada de 2.7% en el modelo de saturación y un 2% con el modelo de histéresis.

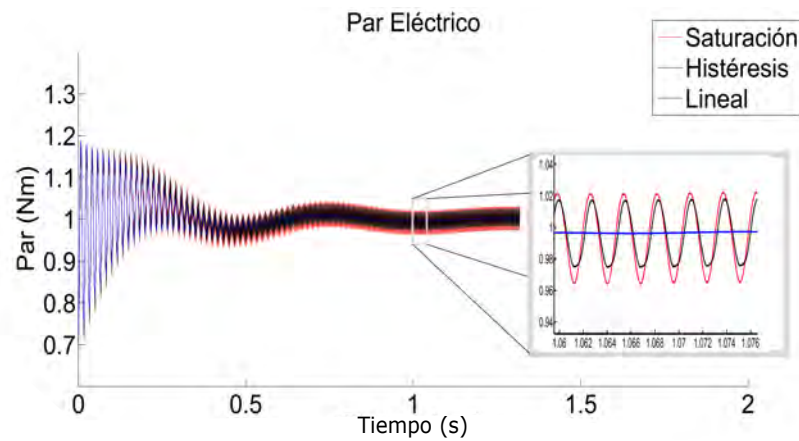


Figura 4.36: Par eléctrico de máquina síncrona en estado estable.

Otra variable de importancia para el análisis de la máquina síncrona es el ángulo de carga o ángulo δ . En la Figura 4.37 se muestra el ángulo para los tres modelos; es posible observar una diferencia de medio grado entre el modelo lineal y los modelos no lineales. Los modelos no lineales difieren por 0.1° ; esta diferencia es importante para los análisis de estabilidad ya que si la máquina sufre una contingencia que provoca la apertura del ángulo cerca de 45° , la máquina pierde sincronismo.

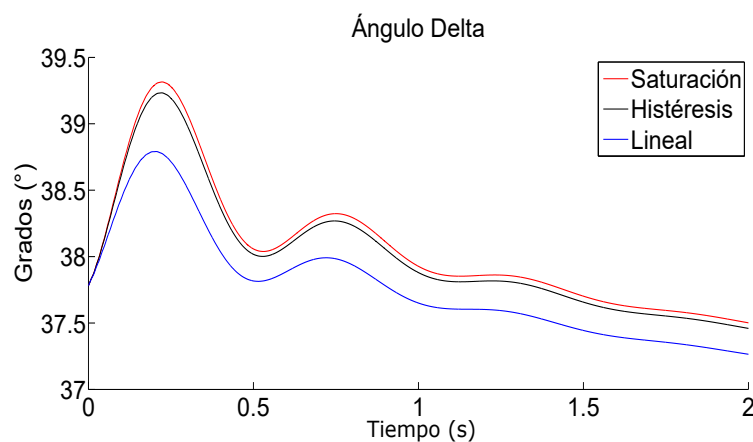


Figura 4.37: Ángulo δ máquina síncrona en estado estable.

La interpretación del plano de fase permite predecir si la máquina tiende a un punto de

operación estable, por lo que es importante para los análisis de estabilidad. En la Figura 4.38 se ve la relación entre el ángulo δ y la velocidad de la máquina síncrona para los tres modelos. Se observa que existe una diferencia entre los modelos; sin embargo, la diferencia es menor y los modelos tienden hacia el mismo punto de equilibrio.

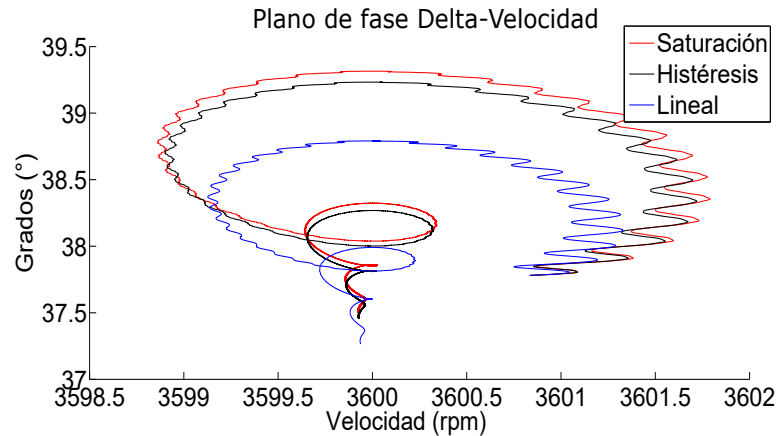


Figura 4.38: Plano de fase δ -velocidad de máquina síncrona en estado estable.

En la Figura 4.39 a se muestra la curva de histéresis con la relación i_m contra λ_m . El modelo lineal se encuentra justamente en medio del ciclo de histéresis, pero tiene un pequeño incremento en los extremos. La Figura 4.39 b muestra la relación de la corriente de magnetización con la inductancia de magnetización. Las variaciones son pequeñas, pero suficientes para provocar efectos en las variables de la máquina tal como se mostró anteriormente.

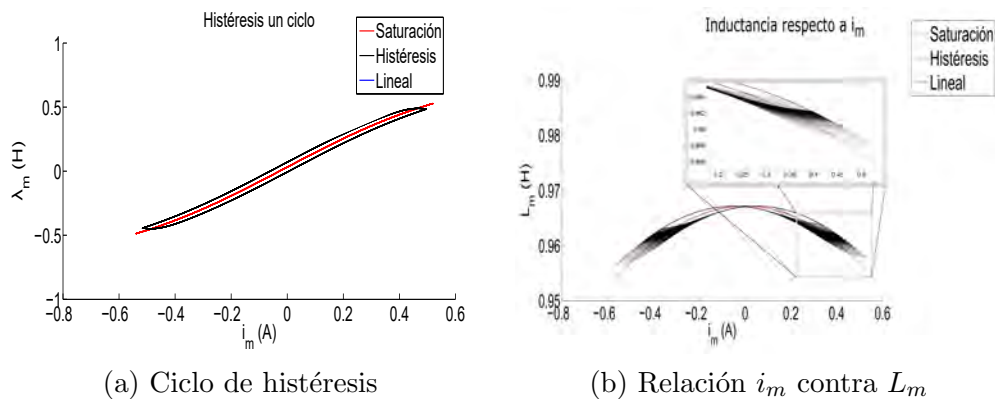


Figura 4.39: Ciclo de histéresis e i_m contra L_m de máquina síncrona en estado estable. a) Ciclo de histéresis, b) Relación i_m contra L_m .

Tabla 4.11: Coeficientes armónicos normalizados de fase a del estator de la máquina síncrona en estado estable.

Coeficiente armónico A_n	Lineal	Saturación	Histéresis
Fundamental	1	1	
5	0	16.72×10^{-3}	12.69×10^{-3}
7	0	16.70×10^{-3}	12.71×10^{-3}
11	0	0.93×10^{-3}	0.97×10^{-3}
13	0	0.91×10^{-3}	0.95×10^{-3}
17	0	0.0	0.49×10^{-3}
19	0	0.0	0.50×10^{-3}
23	0	0.0	0.12×10^{-3}
25	0	0.0	0.14×10^{-3}

Para el caso de las corrientes en los devanados amortiguadores en el modelo lineal, según la literatura deben tener una magnitud de cero a menos que haya un desbalance. Sin embargo, en los modelos que incluyen la no linealidad, se obtiene el 6° armónico. Para la corriente de campo también existe el 6° armónico por la interacción de los armónicos 5° y 7° como se menciona en [Saeed Khan08]. En la Figura 4.40 se presentan la corriente de campo y las corrientes de los devanados amortiguadores, donde se aprecia el rizado por las componentes armónicas inducidas.

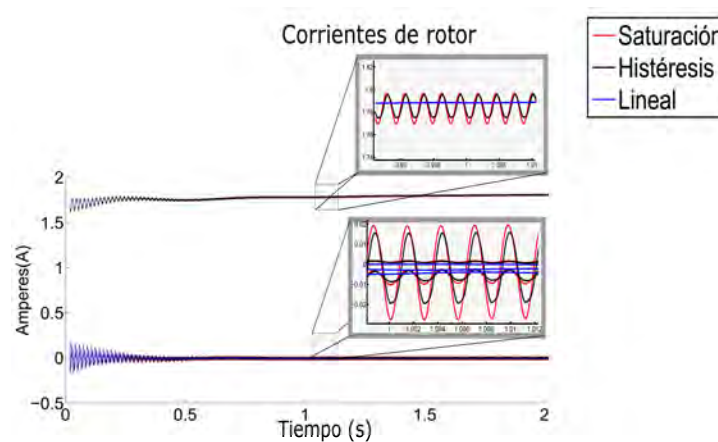


Figura 4.40: Corriente en el rotor de máquina síncrona en estado estable.

De la Tabla 4.11 se concluye que el modelo de saturación solo influye en los armónicos 5° y 7°, mientras que el modelo de histéresis afecta con más armónicos, aunque con menor

magnitud. En [Saeed Khan08] se menciona que la interacción de los armónicos 5° y 7° en las corriente del estator afectan al par con el armónico 6° y [Washington16], establece que el 6° armónico es el de mayor impacto en el par eléctrico de la máquina. Por lo tanto, se puede establecer que los efectos por la no linealidad en el núcleo son los esperados según lo reportado en la literatura.

4.3.1. Falla de línea a tierra

Aplicando la falla de línea a tierra en el generador síncrono se obtiene un desbalance en los voltajes que alimentan a la carga; este desbalance afecta a las variables de la máquina y de acuerdo al análisis realizado para la máquina de inducción operando como motor, se espera obtener una corriente de magnetización pulsante.

En la Figura 4.41 a se muestra la corriente de magnetización durante la falla; se observa que la corriente deja de ser sinusoidal y presenta un incremento del 93 % en su valor pico en estado estable. Estas variaciones se traducen en un decremento en la inductancia L_m , la cual se muestra en la Figura 4.41 b. En el caso de la inductancia es posible observar que llega a valores de $0.94H$ mientras que en estado estable el valor mínimo era de $0.955H$.

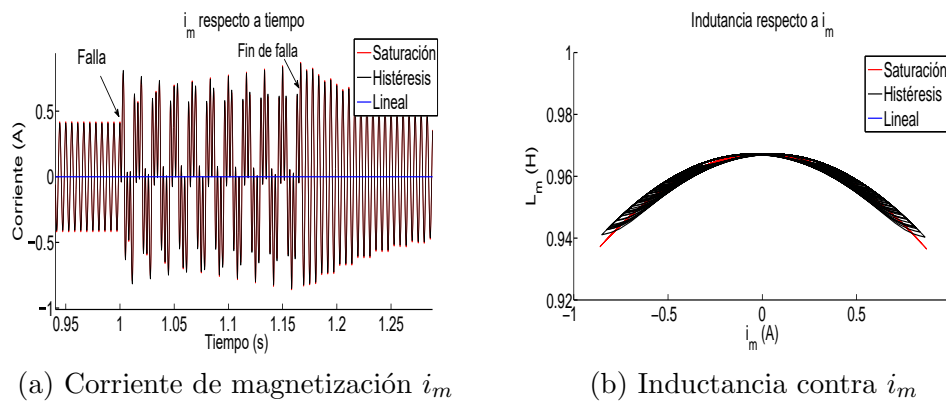


Figura 4.41: Corriente de magnetización de máquina síncrona durante falla de línea tierra. a) Corriente de magnetización i_m , b) Inductancia contra i_m .

La Figura 4.42 muestra las gráficas de las variables de velocidad y el ángulo entre el rotor y el campo magnético del estator. En la Figura 4.42 a se observan variaciones entre el modelo lineal y los modelos que incluyen la no-linealidad; en el caso de la velocidad, la

no-linealidad resulta en una diferencia del 100.02 % respecto al modelo lineal. En la Figura 4.42 b la diferencia para el caso del ángulo δ es de 2 grados en el pico presentado por la falla. Dichas diferencias se observan con más detalle en el plano de fase que se presenta en la Figura 4.43; sin embargo, los tres modelos convergen hacia el mismo punto.

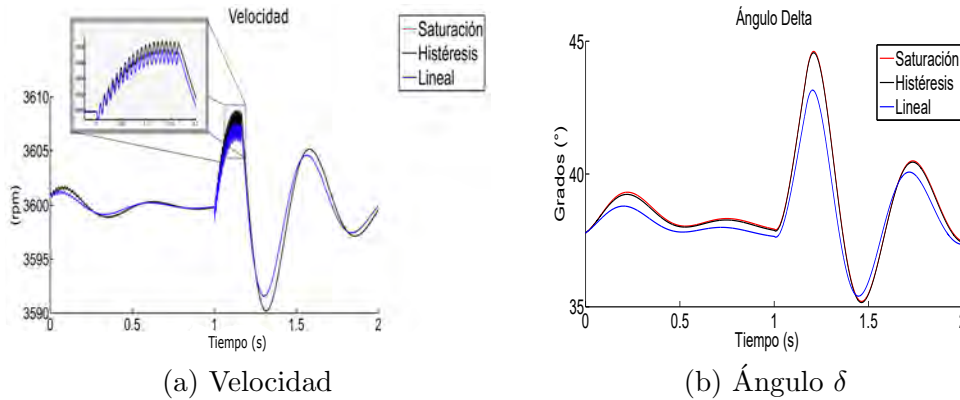


Figura 4.42: Variables mecánicas de máquina síncrona durante falla de línea a tierra. a) Velocidad, b) Ángulo δ .

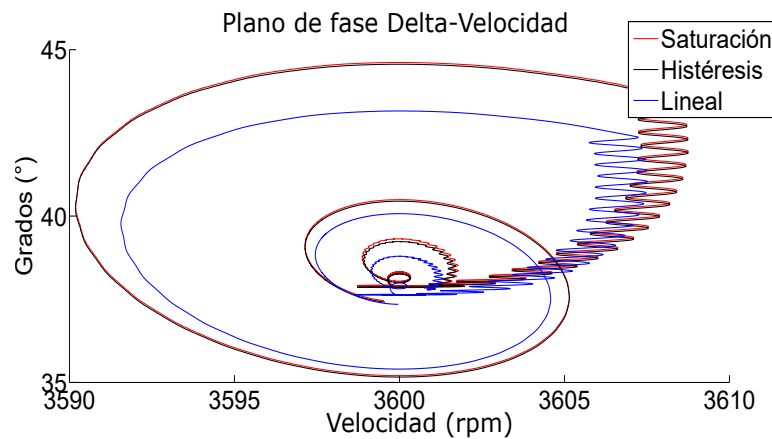


Figura 4.43: Plano de fase δ -velocidad de máquina síncrona durante falla de línea tierra.

Al ser la falla desbalanceada se obtienen corrientes con las mismas características de asimetría, en donde una fase suele ser la más afectada e incluso puede saturarse, ya que la corriente de magnetización tiene pulsos de mayor magnitud. En la Figura 4.44, se obtiene el comportamiento de la corriente en el estator. En la figura se muestra el comportamiento de las corrientes durante la falla, donde se aprecia la deformación que existe en los modelos con la no linealidad. Durante la falla se realiza un análisis de Fourier con la finalidad

de observar las componentes armónicas que aparecen en las corrientes de la máquina, en donde la componente armónica de mayor magnitud es el 3° armónico, debido al desbalance que se produce. Los resultados se muestran en la Tabla 4.12.

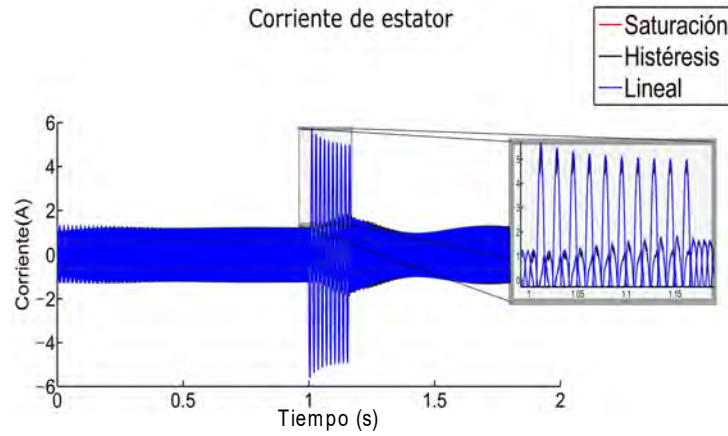


Figura 4.44: Corrientes en estator de máquina síncrona durante falla de línea a tierra.

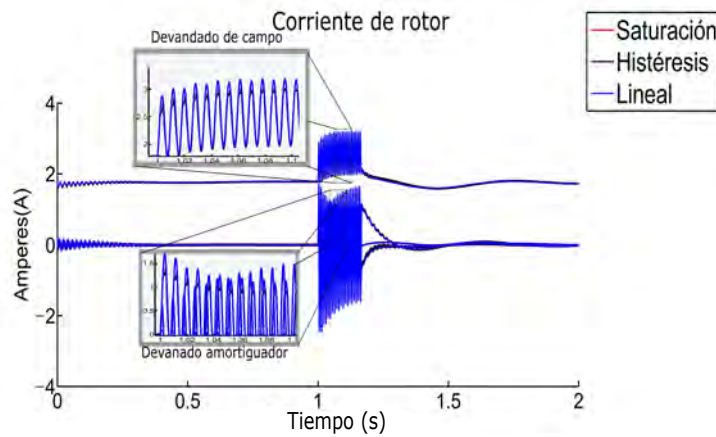


Figura 4.45: Corrientes en rotor de máquina síncrona durante falla de línea a tierra.

Para el caso de las corrientes que aparecen en el rotor, se inducen los armónicos pares en el tiempo que dura la falla, siendo el 2° armónico, el de mayor magnitud. En la Figura 4.45, se muestra el comportamiento de las corrientes en el rotor y para observar con más detalle se presenta un acercamiento con el fin de observar el transitorio por la falla y la deformación con los armónicos mencionados.

Tabla 4.12: Coeficientes armónicos normalizados de las corrientes del estator de la máquina síncrona durante falla monofásica .

Coeficiente armónico A_n	Fase a		Fase b		Fase c	
	Saturación	Histéresis	Saturación	Histéresis	Saturación	Histéresis
Fundamental	1	1	1	1	1	1
3	49.38×10^{-3}	47.75×10^{-3}	145.6×10^{-3}	145.1×10^{-3}	144.1×10^{-3}	142.6×10^{-3}
5	28.26×10^{-3}	27.57×10^{-3}	73.8×10^{-3}	65.53×10^{-3}	31.1×10^{-3}	33.65×10^{-3}
7	30.54×10^{-3}	28.88×10^{-3}	36.42×10^{-3}	34.28×10^{-3}	67.61×10^{-3}	64.09×10^{-3}
9	12.43×10^{-3}	10.69×10^{-3}	22.22×10^{-3}	23.18×10^{-3}	35.6×10^{-3}	31.96×10^{-3}
11	8.26×10^{-3}	7.44×10^{-3}	24.8×10^{-3}	19.95×10^{-3}	26.18×10^{-3}	23.7×10^{-3}
13	4.12×10^{-3}	4.04×10^{-3}	0.0	0.0	10.57×10^{-3}	10.5×10^{-3}
15	4.88×10^{-3}	5.43×10^{-3}	0.0	0.0	14.14×10^{-3}	14.14×10^{-3}
17	1.39×10^{-3}	2.33×10^{-3}	0.0	0.0	4.4×10^{-3}	6.09×10^{-3}

4.3.2. Falla de tres líneas a tierra

La falla balanceada o falla de tres líneas a tierra, resulta en la falla de mayor impacto para un generador síncrono ya que produce corrientes de hasta diez veces su corriente nominal, lo que podría producir un efecto destructivo para la máquina. En esta simulación se muestra el impacto que produce dicha falla.

La Figura 4.46 a muestra la corriente de magnetización donde se percibe que la falla provoca en la corriente un incremento de dos veces su valor nominal. Al restablecerse la alimentación se observan picos de más de tres veces su valor nominal; dichos incrementos pueden provocar la saturación del núcleo. En la Figura 4.46 b se observan las variaciones de i_m y L_m , llegando a valores de inductancia de 0.7(H) como resultado de la falla; estos valores se traducen en saturación del núcleo de la máquina en los instantes donde aparece la falla y posterior a la misma.

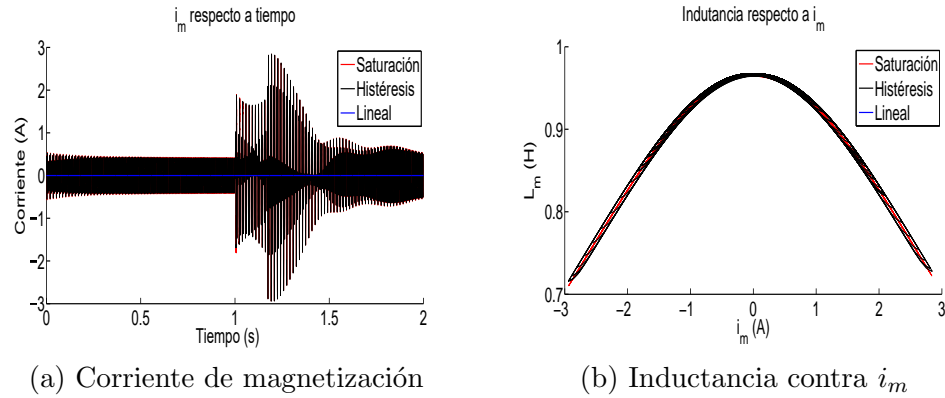


Figura 4.46: Variables magnéticas de máquina síncrona durante falla trifásica.

Las variables mecánicas de la máquina síncrona se visualizan en la Figura 4.47. La Figura 4.47 a muestra las oscilaciones del ángulo δ al ocurrir la falla; se puede ver que el ángulo tiene un pico de 68° para el caso del modelo lineal y en el caso de los modelos no lineales 70° . Físicamente, la máquina saldría de sincronismo para los tres modelos; sin embargo, se debe hacer énfasis en la diferencia angular ya que puede significar la pérdida de estabilidad de la máquina. La Figura 4.47 b muestra el plano de fase par-velocidad; los resultados para los tres modelos muestran una ligera variación al presentarse la falla, sin embargo, se observa que después de la falla los tres modelos convergen al mismo punto de operación.

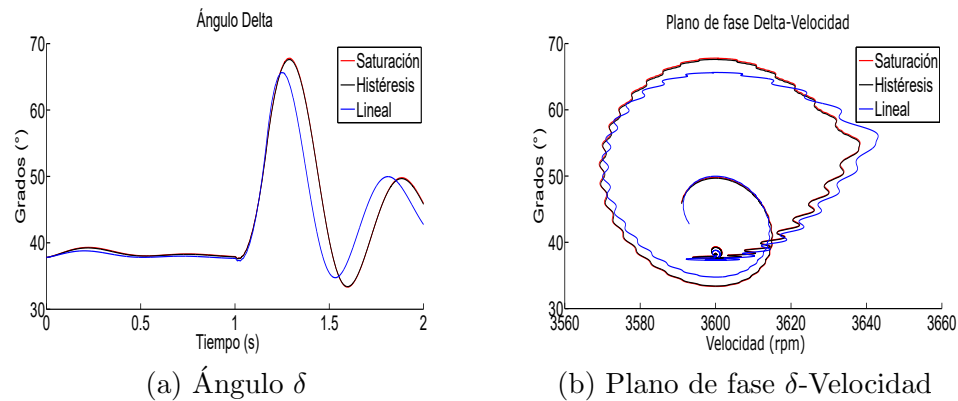


Figura 4.47: Variables mecánicas de máquina síncrona durante falla trifásica. a) Ángulo δ , b) Plano de fase δ -Velocidad.

Para las corrientes de estator y rotor se obtiene el comportamiento mostrado en las Figura 4.48 y 4.49, respectivamente. La Figura 4.48 muestra las corrientes en el estator; se observa cómo la corriente se deforma en los modelos no-lineales al presentarse la falla. Además, el

transitorio dura más en comparación a la falla desbalanceada. Al realizar un análisis de Fourier, cuando la falla está presente se obtiene un gran número de componentes armónicas que aparecen en la máquina; en la Tabla 4.13 se presenta el valor de las componentes armónicas durante la falla.

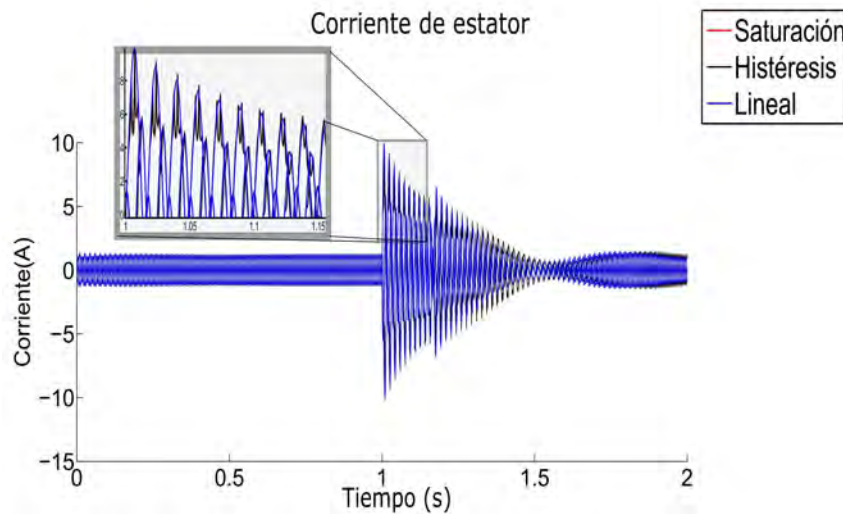


Figura 4.48: Corriente de estator de máquina síncrona durante falla trifásica.

Tabla 4.13: Coeficientes armónico normalizados de la corriente de la fase a .

Coeficiente armónico A_n	Fase a		
	Lineal	Saturación	Histéresis
cd	0.765	0.79	0.79
Fundamental	1	1	1
2	0.4818	0.2318	0.2317
3	0.0	0.2296	0.2296
4	0.0	0.03157	0.03157
5	0.0	0.115	0.115
7	0.0	0.1114	0.1086
9	0.0	0.038	0.0383
10	0.0	0.0	0.0

Las corrientes del rotor, mostradas en la Figura 4.49, se dividen en dos: los devanados en el eje de cuadratura y en el eje directo. En el eje de cuadratura se presentan solo las componentes 2° , 5° , 6° y 7° , para los modelos no-lineales, con magnitudes normalizadas de

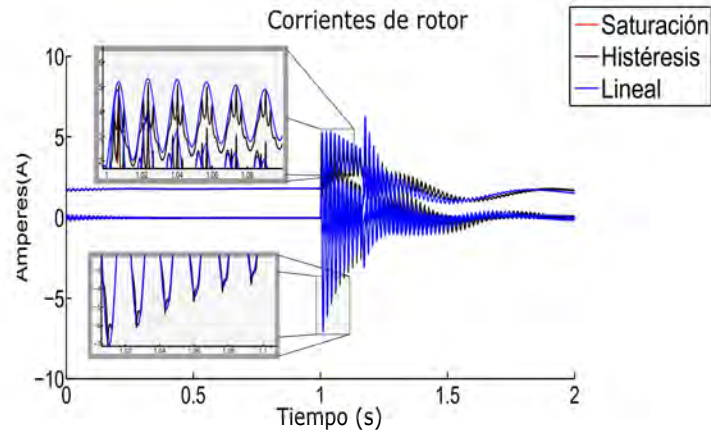


Figura 4.49: Corriente en rotor de máquina síncrona durante falla trifásica.

0.04. Para el eje directo aparecen las mismas componentes; sin embargo, la componente del sexto armónico es la de mayor amplitud con un valor normalizado de 0.07 para los modelos no-lineales. Las corrientes de rotor ante la falla se presentan en el acercamiento de la Figura 4.49; es posible observar la saturación para los devanados amortiguadores.

4.3.3. Pérdida de excitación en devanado de campo

La máquina síncrona ante falla de pérdida de voltaje en el devanado de campo origina la reducción del voltaje en terminales. Para evaluar el efecto producido, se analizan las variables mecánicas y eléctricas de la máquina síncrona ante una falla de estas características.

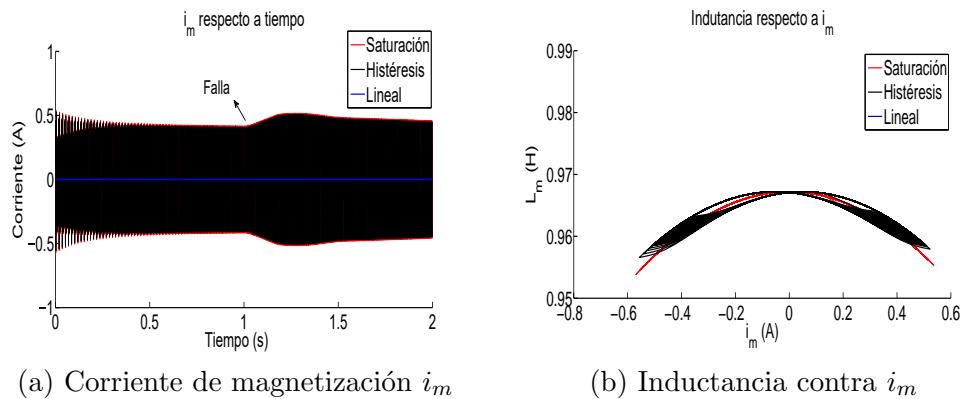


Figura 4.50: Corriente de magnetización e inductancia L_m de la máquina síncrona durante falla de pérdida de campo. a) Corriente de magnetización i_m , b) Inductancia contra i_m .

La corriente de magnetización se presenta en la Figura 4.50 a. Es posible apreciar, en el

instante de tiempo $t = 1$, un ligero incremento en la corriente producido por el transitorio de la pérdida de campo; la corriente alcanza el 120 % en del valor de estado estable. Al restaurarse la excitación en el devanado de campo, se requieren cerca de tres segundos para volver a valores nominales. En comparación a las otras fallas, en la falla de pérdida de campo no se observa un crecimiento elevado de la corriente i_m , por lo que se espera un efecto menor en las variables de la máquina. La Figura 4.50 b se presenta la inductancia L_m respecto a la corriente de magnetización. De esta figura se puede observar que la inductancia no llega a valores menores de $0.95H$.

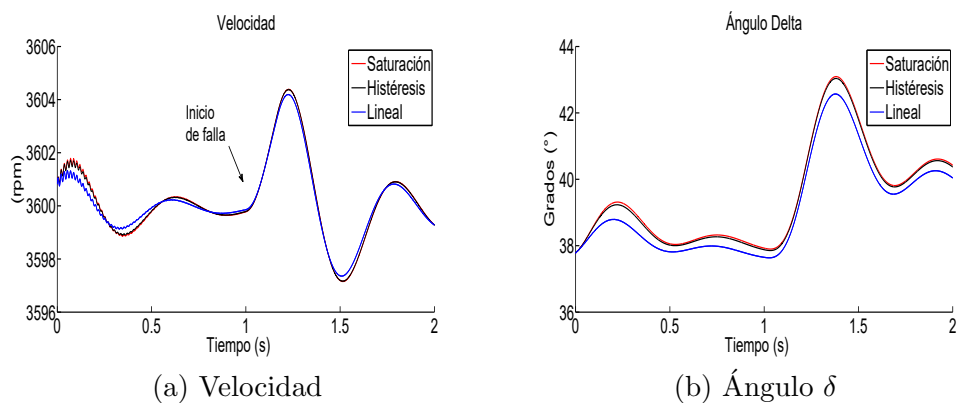


Figura 4.51: Variables de máquina síncrona durante falla. a) Velocidad, b) Ángulo δ .

Las variables mecánicas muestran un transitorio. En la Figura 4.51 a, se muestra la velocidad y cómo los tres modelos responden de la misma manera ante la falla; sin embargo, en la Figura 4.51 b se obtiene el ángulo de carga con una ligera variación entre los modelos. Esta desviación tiene un valor de un grado entre los modelos de saturación e histéresis y el modelo lineal. En la Figura 4.52 se muestra la gráfica velocidad-ángulo de carga, donde se aprecia la diferencia en el ángulo de carga en los modelos de histéresis y saturación.

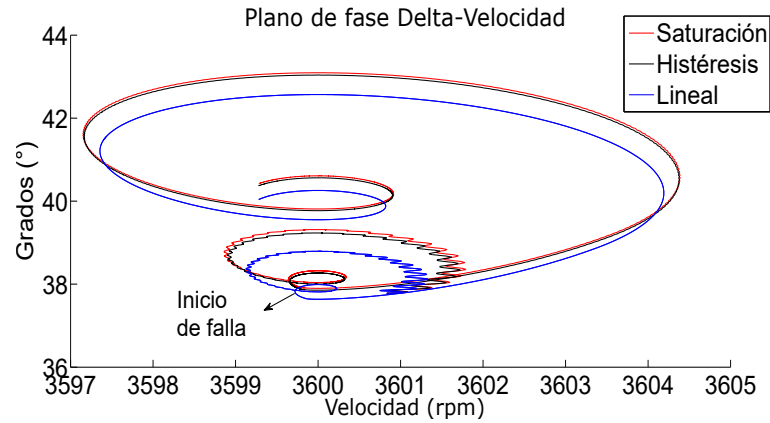


Figura 4.52: Plano de fase δ -Velocidad de máquina síncrona durante falla.

En el caso de las corrientes no se presenta contenido armónico durante la falla, pero posterior a la falla hay un transitorio en la corriente de magnetización con un incremento del 119%, lo que provoca distorsión armónica con las mismas componentes pero magnitudes más grandes. En la Figura 4.53 se muestran las corrientes en el estator de la máquina; se realiza un acercamiento durante la falla donde se observa el transitorio. En el acercamiento no se alcanzan a distinguir variaciones en los tres modelos.

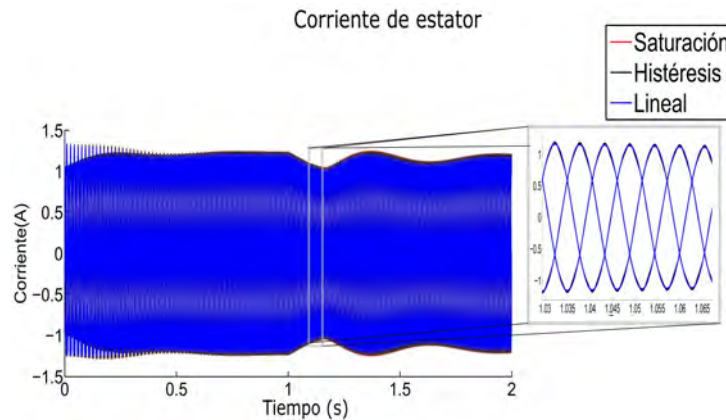


Figura 4.53: Corrientes en estator de máquina síncrona durante falla.

En la Figura 4.54 se muestran las corrientes en el rotor y se realiza un acercamiento en la falla con el fin de percibir el efecto en la corriente. La corriente del devanado de campo comienza a decrecer y en los devanados amortiguadores se induce una corriente

por las oscilaciones entre el campo magnético giratorio de la máquina y el rotor. Los tres modelos presentados siguen la misma trayectoria durante la falla, sólo con las variaciones relacionada con el ciclo de histéresis y la saturación.

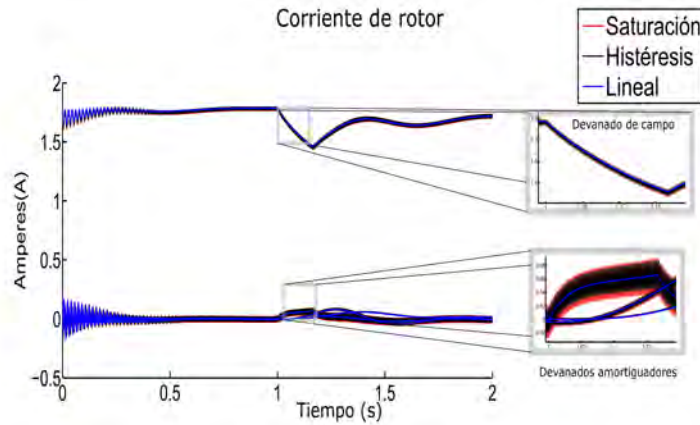


Figura 4.54: Corrientes en rotor de máquina síncrona durante falla.

La falla de pérdida de campo, no provoca muchas alteraciones en la máquina; sin embargo, se pierde la generación eléctrica. El problema que se percibe es el restablecimiento a su valor nominal, puesto que introduce un aumento súbito en la corriente de magnetización que produce distorsión armónica en las corrientes generadas que van hacia el sistema.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajos futuros

5.1. Conclusiones

El desarrollo de este trabajo de investigación permitió la obtención de un modelo para representar histéresis magnética, el cual se puede introducir a los modelos de las máquinas eléctricas en forma directa.

El modelo de histéresis es sencillo por su naturaleza algebraica, requiriendo solamente cuatro parámetros; además, se puede representar la saturación modificando sólo un parámetro.

Se presentó la función para obtener la corriente de magnetización para las máquinas eléctricas rotatorias. Con esta corriente se facilita la introducción de la no linealidad en los modelos de la máquina síncrona y la máquina de inducción.

Con los modelos de las máquinas incluyendo el ciclo de histéresis, se realizaron simulaciones con fallas balanceadas y desbalanceadas, analizándose los efectos producidos por la no linealidad.

Los resultados que se obtienen en esta tesis son los siguientes:

- La presentación de dos aportes al modelo de histéresis propuesto por [deAlmeida03]: el primer facilita la obtención de h_0 , requiriendo sólo la curva experimental para

obtener los parámetros por inspección, lo que en el modelo original es necesario un proceso de optimización para la obtención de este parámetro.

El segundo aporte permite representar curvas de histéresis redondas, las cuales son reportadas en la literatura como las características propias para las máquinas eléctricas, con esto se evita que la permeabilidad, para el caso de modelos magnéticos o la inductancia de magnetización para el caso de modelos eléctricos, se haga cero en el intervalo de saturación con lo que se asegura una simulación adecuada del sistema, lo cual no se logra con el modelo L^2P .

- Se obtiene la corriente de magnetización en coordenadas (abc) para las máquinas eléctricas rotatorias, respondiendo adecuadamente ante los disturbios balanceados y desbalanceados para ambas máquinas.
- Se realizaron los estudios de estabilidad para las máquinas propuestas ante disturbios simétricos y asimétricos en forma individual ante nodo infinito, comprobando así que los modelos arrojaron excelentes resultados por lo que se considera que estos modelos se pueden aplicar a los estudios de estabilidad con la inclusión de histéresis a sistemas de potencia.
- De las simulaciones se observó que los modelos de histéresis y saturación responden de manera similar al modelo lineal cuando las máquinas operan con carga. En la operación sin carga los modelos con histéresis y saturación introducen distorsión armónica en las variables de la máquina.
- Las variables que muestran distorsión armónica se comparan con las reportadas en la literatura, donde se obtiene resultados similares.
- El transformador presenta un mayor grado de distorsión armónica en comparación a las máquinas eléctricas. Esto se debe a que el entrehierro de las máquinas rotatorias reduce el efecto de histéresis.

5.2. Trabajos Futuros

Con un modelo simple para la representación de histéresis y una función para obtener la corriente de magnetización de manera sencilla, se puede continuar con los siguientes trabajos:

1. Desarrollar un procedimiento adecuado para obtener la curva de histéresis experimental en las máquinas eléctricas.
2. Obtener un modelo que incluya los armónicos espaciales en las maquinas eléctricas rotatorias e incluir el modelo de histéresis.
3. Validar el modelo de las máquinas rotatorias con máquinas reales.
4. Implementar un sistema eléctrico multi-máquina incluyendo histéresis, para analizar el efecto que produce la no linealidad en un sistema más apegado a la realidad y a su vez analizar el impacto de histéresis en la estabilidad del sistema.

Referencias

- [Abdalla15] Abdalla, S., Marzouki, F., Al Ghamdi, A., Abdel-Daiem, A., y Bahabry, F. Hysteresis behaviors in dna-carbon nanotube field-effect transistors: Model and simulation. *En The International Nanotech and NanoScience Conference and Exhibition*. 2015.
- [Albach96] Albach, M., Durbaum, T., y Brockmeyer, A. Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches. *En 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1996.
- [Annakkage00] Annakkage, U. D., McLaren, P. G., Dirks, E., Jayasinghe, R. P., y Parker, A. D. A current transformer model based on the Jiles-Atherton theory of ferromagnetic hysteresis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2000.
- [Biddut K. Banik04] Biddut K. Banik, H. F. M. Vo2 tes as room temperature thz detectors. *En 17th International Symposium on Space Terahertz Technology*. 2004.
- [Bispo01] Bispo, D., Martins, L., Neto, de Resende, J. T., y de Andrade, D. A. A new strategy for induction machine modeling taking into account the magnetic saturation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001.
- [Broadhurst15] Broadhurst, S. Magnetism and more. *IMEche*, 2015.

- [Bulte02] Bulte, D. y Langman, R. Origins of the magnetomechanical effect. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2002.
- [Calle06] Calle, C., Cuellar, F., Guzmán, O., y Mendoza, A. Simulaciones de comportamientos histeréticos blandos en películas magnéticas. *Revista Colombiana de Física*, 2006.
- [Camilli27] Camilli, G. Reduction of transformer exciting current to sine-wave basis. *Journal of the A.I.E.E.*, 1927.
- [Chapman05] Chapman, S. *Electric Machinery Fundamentals*. McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2005.
- [Chen16] Chen, Z., Bai, B., Chen, D., y Chai, W. Magnetization and demagnetization circuit design applied to transformer dc bias elimination based on three-phase rectification circuit. *En IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference*. 2016.
- [Dajaku14] Dajaku, G. y Gerling, D. Analysis of different PM machines with concentrated windings and flux barriers in stator core. *En International Conference on Electrical Machines*. 2014.
- [deAlmeida03] de Almeida, L. A. L., Deep, G. S., Lima, A. M. N., y Neff, H. Limiting loop proximity hysteresis model. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2003.
- [deBlas04] de Blas, A., Bargalló, R., y de la Hoz, J. Modelado del ciclo de histéresis mediante el modelo de Preisach. *Información Tecnológica*, 2004.
- [Demenko99] Demenko, A. Finite element analysis of electromagnetic torque saturation harmonics in a squirrel cage machine. *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 1999.

- [Dimian14] Dimian, M. y Andrei, P. *Noise-driven phenomena in hysteretic systems*. Springer, 2014.
- [Donescu99] Donescu, V., Charette, A., Yao, Z., y Rajagopalan, V. Modeling and simulation of saturated induction motors in phase quantities. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1999.
- [Elak13] Elak, K. D., Dolinar, D., y tumberger, G. Comparison between the simplified and the jiles-atherton model when accounting for the hysteresis losses of a transformer. *The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2013.
- [Faccioli22] Faccioli, G. Triple harmonics in transformers. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, 1922.
- [Gyselinck00] Gyselinck, J. J. C., Vandeveldel, L., Makaveev, D., y Melkebeek, J. A. A. Calculation of no load losses in an induction motor using an inverse vector preisach model and an eddy current loss model. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2000.
- [Jajasinghe97] Jajasinghe, R. P. y McLaren, P. G. Transformer core models based on the Jiles-Atherton algorithm. *En IEEE Communications, Power and Computing. Conference Proceedings*. 1997.
- [Joksimovi10] Joksimovi, G. Stator current harmonics in saturated cage and wound rotor induction motors. *En The XIX International Conference on Electrical Machines*. 2010.
- [Kefalas10] Kefalas, T. D., Loizos, G., y Kladas, A. G. Generalized representation of transformer electrical steels working under heavily saturated conditions. *En The XIX International Conference on Electrical Machines*. 2010.

- [Kerkman85] Kerkman, R. J. Steady-state and transient analyses of an induction machine with saturation of the magnetizing branch. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1985.
- [Khalil11] Khalil, N., Moreno, G., Valencia, J. A., y Villada, F. Un modelo de histéresis para transformadores usando redes neuronales. *Energía y computación, Colombia*, 2011.
- [Krause02] Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S., y Pekarek, S. *Analysis of electric machinery and drive systems, 2d ed.* Wiley, 2002.
- [Krause13] Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S., y Pekarek, S. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, 3d ed.* Wiley, 2013.
- [Li15] Li, X., Wu, J., Ye, C., Wu, L., Zhang, D., y Ding, X. Transformer model with hysteresis characteristic for electromagnetic transients based on PSCAD/EMTDC. *En 5th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*. 2015.
- [Makrygiorgou16] Makrygiorgou, J. J. y Alexandridis, A. T. Induction machine driven electric vehicles based on fuzzy logic controllers. *En 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2016.
- [Mayergoyz03] Mayergoyz, I. D. *Mathematical models of hysteresis and their applications*. Academic Press, 2003.
- [Merino15] Merino, R. A. S. *Modelado y Simulación de Bobinas con Núcleo Magnético de Ferrita para Aplicaciones Industriales*. Editorial Visión Libros, 2015.
- [Nascimento04] Nascimento, M. M. S., da Rocha Neto, J. S., de Lima, A. M. N., de Almeida, L. A., y de Araújo, C. J. A model for strain-temperature loops in shape memory alloy actuators. *Cep*, 2004.

- [Perez-Rojas00] Perez-Rojas, C. Fitting saturation and hysteresis via arctangent functions. *IEEE Power Engineering Review*, 2000.
- [Pérez Rojas04] Pérez Rojas, C. *Modelos avanzados de elementos del sistema eléctrico de potencia en coordenadas de fase para estudios de estabilidad dinámica*. Tesis doctoral, UANL, 2004.
- [Robertson37] Robertson, B. L., Rogers, T. A., y Dalziel, C. F. The saturated synchronous machine. *Electrical Engineering*, 1937.
- [Rodríguez-Pozueta12] Rodríguez-Pozueta, M. n. Fmm y campo magnético en el entrehierro de las máquinas eléctricas simétricas, 2012.
URL <http://personales.unican.es/rodrigma/PDFs/campo%20magn%20entrehierro%20caminos.pdf>
- [Rudenberg42] Rudenberg, R. Saturated synchronous machines under transient conditions in the pole axis. *Electrical Engineering*, 1942.
- [Saeed Khan08] Saeed Khan, K. *Comparative analysis of multiphase machines*. Master's thesis, Institutionen för energi och miljö, Elteknik, Chalmers tekniska högskola, 2008.
- [Saitz00] Saitz, J. Computation of the core loss in an induction motor using the vector Preisach hysteresis model incorporated in finite element analysis. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2000.
- [Silva02] Silva, R. V. R., Neto, L. M., y Andrade, D. A. New linear flux model for three-phase induction motors - comparative analysis with abc and dq0 models. *En 10th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings*. 2002.
- [Souza06] Souza, E. V. N. y Naidu, S. R. Simulation of the three phase induction machine including the effects of saturation. *En 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. 2006.

- [Takahashi86] Takahashi, I. y Noguchi, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1986.
- [Tessarolo10] Tessarolo, A., Mezzarobba, M., y Contin, A. A stator winding design with unequally-sized coils for adjusting air-gap space harmonic content of induction machines. *En The XIX International Conference on Electrical Machines*. 2010.
- [Tinoco12] Tinoco, J. R. E. *Modelado de fallas incipiente en el transformador trifásico de tres columnas*. Tesis maestría, UMSNH, Febrero 2012.
- [Turowski14] Turowski, J. y Turowski, M. *Engineering Electrodynamics: Electric Machine, Transformer, and Power Equipment Design*. CRC Press, 2014.
- [Vacuumschmelze12] Vacuumschmelze. Tailoring of magnetic hysteresis loop, 2012.
URL <http://www.vacuumschmelze.com/en/research-innovation/materials-design/tailoring-of-magnetic-hysteresis-loop.html>
- [Washington16] Washington, J. G., Atkinson, G. J., y Baker, N. J. Reduction of cogging torque and emf harmonics in modulated pole machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2016.
- [Wilson01] Wilson, P. R., Ross, J. N., y Brown, A. D. Optimizing the jiles-atherton model of hysteresis by a genetic algorithm. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2001.
- [Wlas08] Wlas, M., Krzeminski, Z., y Toliyat, H. A. Neural-network-based parameter estimations of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008.
- [Yuan06] Yuan, J., Gersem, H. D., Clemens, M., y Weiland, T. A vector Preisach model combined with a Newton-Raphson method for

transient magnetic field computations. *Physica B: Condensed Matter*, 2006.

[Zenk14]

Zenk, H. y Akpinar, A. S. Electrical harmonic effects of controlled system switches on-off angle, during ferroresonance events. *Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 2014.