



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO®

Instituto Tecnológico de La Laguna

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

“Diseño y Análisis Electromagnético de un Generador Síncrono de Reluctancia Variable con Devanado de Campo”

POR

M.C. Jesús González Domínguez

TESIS

PRESENTADO COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

DIRECTOR DE TESIS

Dra. Concepción Hernández Flores

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Marco Antonio Arjona López

ISSN: 0188-9060



RIITEC: 05 - TDCIE - 2021

Torreón, Coahuila. México

2021



Bld. Revolución y Av. Instituto Tecnológico de La Laguna, Col. Centro. C.P. 27000. Torreón, Coah. México.
Tel. (871) 7051313
E-mail: webmaster@correo.itlalaguna.edu.mx
tecnm.mx | lalaguna.tecnm.mx





EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Instituto Tecnológico de La Laguna

Torreón Coah., 14/Diciembre/2021

DR. JOSÉ IRVING HERNÁNDEZ JACQUEZ
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

Por medio de la presente, hacemos de su conocimiento que después de haber sometido a revisión el trabajo de tesis titulado:

" Diseño y Análisis Electromagnético de un Generador Síncrono de Reluctancia Variable con Devanado de Campo "

Desarrollado por el **C. Jesús González Domínguez** , con número de control **D1613003** y habiendo cumplido con todas las correcciones que se le indicaron, estamos de acuerdo que se le conceda la autorización de la fecha de examen de grado para que proceda a la impresión de la misma.

ATENTAMENTE
EDUCACIÓN TECNOLÓGICA FUENTE DE INNOVACIÓN

Dra. Concepción Hernández Flores
Asesora/Directora de Tesis

Dr. Marco Antonio Arjona López
Co-asesor/Co-Director

Dr. Francisco Sergio Sellschopp Sánchez
Comité Tutorial

Dr. Víctor Manuel Cabrera Morelos
Comité Tutorial

Dr. Jorge Lara Cardoso
Comité Tutorial Externo



Bld. Revolución y Av. Instituto Tecnológico de La Laguna, Col. Centro. C.P. 27000. Torreón, Coah. México.
Tel. (871) 7051313
E-mail: webmaster@correo.itlalaguna.edu.mx
tecnm.mx | lalaguna.tecnm.mx



Torreón, Coah., **15/Diciembre/2021**
Dependencia: DEPI/CPCIE
Oficio: DEPI/CPCIE/061/2021
Asunto: Autorización de impresión
de tesis.

M.C. Jesús González Domínguez
C. CANDIDATO AL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA.
PRESENTE

Después de haber sometido a revisión su trabajo de tesis titulado:

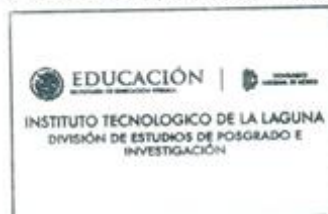
**"Diseño y Análisis Electromagnético de un Generador Síncrono de Reluctancia Variable
con Devanado de Campo"**

Habiendo cumplido con todas las indicaciones que el jurado revisor de tesis hizo, se le comunica que se le concede la autorización con número de registro **RIITEC: (05)-TDCIE-2021**, para que proceda a la impresión del mismo.

ATENTAMENTE
EDUCACIÓN TECNOLÓGICA FUENTE DE INNOVACIÓN



DR. JOSÉ IRVING HERNÁNDEZ JACQUEZ
Jefe de la División de Estudios de Posgrado e Investigación
del Instituto Tecnológico de la Laguna



Dedicatoria

Este trabajo es dedicado con mucho cariño, amor y respeto a mi familia, en especial a mis padres Sara Elia y Jesús Ángel, por inculcarme desde niño los valores y la motivación para poder ser cada día una mejor persona.

A mis hermanos Emilio y Ángel por acompañarme en cada logro y meta de mi vida y compartir cada momento de felicidad conmigo.

A mi tía Maru por estar siempre al pendiente de mí y quererme como a un hijo.

A mis familiares que ya se encuentran en un lugar mejor, mi tío el ingeniero Roberto Ortiz y mi abuela María Guadalupe Jáquez. Gracias por todo.

“Pienso que ningún revuelo, que pueda hacer temblar el corazón humano, pueda parecerse al que siente el inventor al ver que algo concebido por él mismo en su mente se está transformando en un éxito... Sentimientos así hacen que el hombre se olvide de comer, de dormir, de sus amigos, de sus amores, de todo.” Nikola Tesla.

Agradecimientos

A Dios por permitirme alcanzar esta meta en mi vida.

Al Tecnológico Nacional de México y al Instituto Tecnológico de la Laguna por la oportunidad de prepararme académicamente durante estos años.

A mis asesores de tesis la Dra. Concepción Hernández Flores y el Dr. Marco Antonio Arjona López, por el apoyo brindado y la oportunidad de trabajar con ellos durante estos años, muchas gracias.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT), al Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias (INEEL), al Fondo de Sustentabilidad Energética SENER-CONACYT y al proyecto P10 del CEMIE-Eólico por el apoyo económico brindado durante mis estudios de doctorado.

A los miembros del comité tutorial, el Dr. Francisco Sergio Sellschopp Sánchez, el Dr. Víctor Manuel Cabrera Morelos y al Dr. Jorge Lara Cardoso, por sus valiosos comentarios y sugerencias realizados.

A la MAAD Graciela Salinas y el Dr. José Irving Hernández por el apoyo administrativo.

A mis amigos y compañeros del posgrado. A mis amigos de la infancia: el Ing. Jesús Gerardo Martínez y el Lic. Fernando Sánchez. A mi amiga Larissa J. Montoya. A mi compañero y amigo que conocí durante un congreso el Dr. Ing. Radoslav Jankoski. Al Dr. Mario F. Cepeda y al Profesor Alberto López Rocha.

Y sobre todo a mi madre, hermanos y padre por siempre haber creído en mí y darme todo su apoyo incondicional, muchas gracias.

Índice General

Índice de figuras.....	VIII
Índice de tablas.....	XII
Artículos.....	XIII
Resumen.....	XV
Abstract.....	XVI
Capítulo 1.....	17
Introducción.....	17
1.1 Estado del arte.....	18
1.2 Objetivo.....	26
1.3 Justificación.....	26
1.4 Alcance y contribución.....	26
1.5 Contenido.....	27
Capítulo 2.....	28
Fundamentos de la máquina síncrona de reluctancia variable.....	28
2.1 Introducción.....	28
2.2 Modelo de la máquina síncrona de reluctancia variable.....	29
2.3 Circuito equivalente de la máquina síncrona de reluctancia variable.....	33
2.4 Rizo en el par electromagnético.....	39
2.5 Topologías del rotor de reluctancia variable.....	42
2.6. Tipos de laminación en el rotor.....	45
Capítulo 3.....	48
Metodología de diseño de una máquina síncrona de reluctancia variable.....	48

3.1 Introducción.....	48
3.2 Diseño y dimensionado del estator.....	48
3.3 Diseño y dimensionado del rotor.....	58
3.4 Resolución de las ecuaciones para obtener las medidas de los segmentos y barreras de flujo del rotor.....	63
Capítulo 4.....	64
Análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable.....	64
4.1 Las ecuaciones de Maxwell.....	64
4.2 El método del elemento finito.....	66
4.3 Parametrización del generador síncrono de reluctancia.....	73
4.4 Análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable.....	75
Capítulo 5.....	82
Metodología de optimización del generador síncrono de reluctancia variable.....	82
5.1 Algoritmos genéticos.....	82
5.2 Metodología de la optimización del generador síncrono de reluctancia variable.....	84
5.3 Análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia con la estructura de rotor optimizada.....	88
5.4 Generador síncrono de reluctancia variable con bobinas de excitación	92
5.5 Análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia con bobinas de excitación externa	95
Capítulo 6.....	105
Conclusiones.....	105
Trabajo futuro.....	106
Referencias.....	107

Índice de Figuras

Figura 1.1. Primera topología de rotor de reluctancia variable propuesta por J. Kostko.....	19
Figura 1.2. Variación en la forma de laminaciones del rotor.....	20
Figura 1.3. Diferente tamaño y forma de las barreras de flujo de un rotor de reluctancia externo propuesto por M. Azhagar	21
Figura 1.4. Análisis electromagnético de la topología del rotor propuesta por G. Zhang.....	22
Figura 1.5. Rotores con imanes permanentes insertados pero con diferentes estructuras de barreras propuestas por Y. Hua.....	22
Figura 1.6. Rotor híbrido con imanes permanentes y bobinas de excitación propuesto por W. Hu.....	23
Figura 1.7. Topología de rotor híbrida.....	24
Figura 1.8. Topologías de reluctancia variable con bobinas de excitación.....	24
Figura 1.9. Topología de rotor de reluctancia variable asistido por bobinas.....	25
Figura 2.1. Geometría del rotor de reluctancia variable propuesta por J. K. Kostko	28
Figura 2.2. Sistema representativo de tres fases α - β y marco de referencia d - q	30
Figura 2.3. Circuito equivalente de la máquina síncrona de reluctancia.....	33
Figura 2.4. Circuitos equivalentes en el marco de referencia d - q	34
Figura 2.5. Circuitos equivalentes simplificados en estado estacionario.....	35
Figura 2.6. Diagrama fasorial de la máquina síncrona de reluctancia variable.....	36
Figura 2.7. Tipos de laminaciones.....	42
Figura 2.8. Evolución del rotor de reluctancia variable a través de los años.....	43

Figura 2.9. Geometría de la máquina síncrona de reluctancia variable.....	44
Figura 2.10. Estructura de rotor laminado transversalmente.....	46
Figura 2.11. Estructura de rotor laminado axialmente.....	46
Figura 3.1. Principales dimensiones de la máquina.....	50
Figura 3.2. Principales dimensiones del estator.....	52
Figura 3.3. Principales componentes del generador síncrono de reluctancia variable....	59
Figura 4.1. Elementos finitos en (a) una dimensión, (b) dos dimensiones, (c) tres dimensiones.....	70
Figura 4.2. Mallado en (a) dos dimensiones y (b) tres dimensiones.....	72
Figura 4.3. Configuración de la conexión de las bobinas del estator.....	74
Figura 4.4. Pasos para el análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable usando el MEF.....	76
Figura 4.5. Pasos para el análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable.....	77
Figura 4.6. (a) Geometría del Generador Síncrono de Reluctancia, (b) Mallado.....	78
Figura 4.7. Geometría del generador síncrono de reluctancia	79
Figura 4.8. Voltajes inducidos en los conductores del estator.....	79
Figura 4.9. Corrientes en los conductores.....	80
Figura 4.10. Enlaces de flujo magnético.....	80
Figura 4.11. Par electromagnético.....	81
Figura 5.1. Ciclo de los algoritmos genéticos.....	83
Figura 5.2. Metodología de diseño.....	86

Figura 5.3. Estructuras del (a) rotor inicial, (b) rotor optimizado y (c) rotor con bobinas de excitación externa.....	87
Figura 5.4. Estructuras de: rotor original (a) y rotor optimizado (b).....	88
Figura 5.5. Líneas de flujo (a) y densidad de flujo magnético (b).....	89
Figura 5.6. Voltajes inducidos en los conductores del estator.....	90
Figura 5.7. Corrientes en los conductores.....	90
Figura 5.8. Enlaces de flujo magnético.	91
Figura 5.9. Par electromagnético.....	91
Figura 5.10. (a) Geometría del rotor con excitación, (b) mallado del generador.....	92
Figura 5.11. Configuración de los circuitos equivalentes del rotor y del estator.....	93
Figura 5.12. Principales componentes del circuito externo	94
Figura 5.13. Configuración de los devanados del rotor.....	94
Figura 5.14. Ejemplo de condiciones de frontera tipo Dirichlet y Neumann aplicadas al modelo del generador.....	97
Figura 5.15. Condiciones de frontera de periodicidad aplicadas al modelo del generador.....	98
Figura 5.16. Generador síncrono de reluctancia operando en circuito abierto (a) líneas de flujo magnético, (b) densidad de flujo magnético.....	99
Figura 5.17. Densidad de flujo magnético en la máquina operando en condiciones bajo carga.....	100
Figura 5.18. Voltajes inducidos en las terminales del generador síncrono de reluctancia variable.....	100

Figura 5.19. Corrientes en las terminales del generador síncrono de reluctancia variable.....	101
Figura 5.20. Enlaces de flujo magnético.....	102
Figura 5.21. Comparación del par electromagnético de los diferentes rotores diseñados.....	102
Figura 5.22. Densidad de flujo magnético de las tres estructuras del rotor: (a) estructura inicial, (b) estructura optimizada, (c) estructura con bobinas de excitación externas.....	103

Índice de Tablas

Tabla 3.1. Principales parámetros de diseño.....	49
Tabla 3.2. Parámetros del estator.....	58
Tabla 4.1. Dimensiones de los segmentos y barreras de flujo en el rotor en el eje d.....	74
Tabla 4.2. Dimensiones de los segmentos y barreras de flujo en el rotor en el eje q.....	74
Tabla 4.3. Principales parámetros de las bobinas del estator.....	75
Tabla 5.1. Variables de diseño del rotor del generador síncrono de reluctancia.....	85
Tabla 5.2. Comparación de los pares electromagnéticos.....	103

Artículos publicados

Artículos de revista

1. Jesus Gonzalez, Concepcion Hernandez, Marco Arjona. Minimization of the Electromagnetic Torque Ripple of a Synchronous Reluctance Generator Using External Rotor Excitation. *International Journal of Electrical Components and Energy Conversion*. Vol. 7, No. 2, 2021, pp. 42-47.
2. Carlos Favela, Jesus Gonzalez, Jose Hernandez-Avila, Marco Arjona, Concepcion Hernandez, Esau Caro, “Simulation and Experimental Analysis of an Impulse Voltage Generator”, *Journal of Electrical and Electronic Engineering*. Vol. 9, No. 4, 2021, pp. 93-99.

Artículos en congreso internacional

1. J. González, C. Hernández and M. A. Arjona, “Analysis of a Synchronous Reluctance Generator with External Rotor Excitation for Wind Energy Conversion Systems”, 19th Conference on Electromagnetic Field Computation – CEFC 2020. Pisa, Italy, November 16-18, 2020.
2. J. Gonzalez, S. C. Padilla, F. J. Martinez, C. Hernandez, M. A. Arjona, “Analysis of Grid-Connected PMSG Coupled to an Average VSC Model”, 22nd International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields COMPUMAG 2019, París, France, 2019.
3. J. González, C. Hernández, E. Melgoza, C. Espinoza, J. L. Hernández, M. A. Arjona and F. J. Martínez, “Analysis of a PMSG and its Power Electronic Converter in Isolated Operation”, XXIIth International Conference on Electrical Machines – ICEM 2016. Lausanne-Switzerland, September 4-7, 2016.
4. M. A. Arjona, C. Hernández, F.J. Martínez, J. González, F. Sellschopp, “A Dual Objective Design of an Interior Permanent Magnet Synchronous Generator Based on a Kriging Metamodel and FEA”, 19th Conference on Electromagnetic Field Computation – CEFC 2020. Pisa, Italy, November 16-18, 2020.

5. C.F. Favela, C. Hernández, J. González, M.A. Arjona, and R. Escarela-Perez. “Development of a Simplified Transformer Model for Transient Studies”. 21st Conference on the Computation of Electromagnetic Fields COMPUMAG 2017. Daejon, South Korea. June 30-July 4, 2017.

Artículos en congreso nacional

1. J. Gonzalez, C. Hernandez, C. F. Favela, M. A. Arjona, “Modelo Electromagnético de un Reactor mediante Circuitos Magnéticos Equivalentes y Elemento Finito”, Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas, 2017, IPN, México, DF, 2017.
2. Juan Manolo Fernández Gallardo, Jesús González Domínguez, Francisco Jacob Martínez Ríos, Concepción Hernández y Marco Antonio Arjona. “Análisis de un sistema de conversión eólico con un PMSG ante una falla trifásica utilizando EMTP-RV”, Memoria del XVII Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas – CNIES 2018. México, D.F., 2018.
3. Jorge Elliott Morón Monreal, Juan Manolo Fernández Gallardo, Jesus González Domínguez, Jesus Daniel Medina Meza, Concepción Hernandez Flores and Marco Antonio Arjona López. “Puesta en Marcha e Interconexión a la Red de un Generador de Inducción Doblemente Alimentado”, Memoria del XVII Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas – CNIES 2018. México, D.F., 2018.

Patentes

Las siguientes patentes se encuentran sometidas a revisión y fueron realizadas en colaboración y gracias a los asesores de tesis, durante este periodo de investigación.

1. Sistema mecánico para la extracción de rotores de imanes permanentes de generadores síncronos.
2. Herramental para insertar imanes permanentes en el rotor de generadores síncronos.
3. Sistema manual para la formación de inclinación (Skew) en las laminaciones que conforman el estator de generadores síncronos de imanes permanentes.

Resumen

Este trabajo de tesis presenta una metodología para minimizar el rizado del par electromagnético de un generador síncrono de reluctancia variable con un campo magnético creado por bobinas en el rotor excitadas externamente. La máquina síncrona de reluctancia es ampliamente utilizada en sistemas de baja y media potencia como son la generación de energía eólica y las nuevas tecnologías de vehículos eléctricos. En esta tesis se propone una topología de rotor con barreras de flujo y un devanado de campo de corriente continua que reducen el rizado del par electromagnético y reemplazan los imanes permanentes utilizados en otras topologías de rotor de reluctancia, el motivo de reducir el rizado en el par electromagnético es para disminuir las vibraciones mecánicas que pueden afectar el rendimiento de la máquina. Primero, se optimiza el diseño inicial del rotor sin bobinas de excitación para obtener una nueva estructura de rotor que reduzca el rizado del par electromagnético. La optimización de la geometría del rotor se logró mediante el uso de algoritmos genéticos y el método de elementos finitos para optimizar y parametrizar los principales componentes de la máquina. En el modelo de rotor optimizado, se incluye un convertidor electrónico externo para alimentar las bobinas colocadas entre las barreras de flujo magnético y los segmentos formados por el material ferromagnético del rotor. Finalmente, las variables eléctricas y magnéticas de la máquina obtenidas al incluir las bobinas en el rotor optimizado se comparan con las obtenidas de la estructura inicial cuando opera en condiciones de carga nominal para demostrar la ventaja de esta topología en la minimización del rizado del par electromagnético.

Abstract

This thesis work presents an approach to minimize the electromagnetic torque ripple of a synchronous reluctance generator (SynRG) through a magnetic field created by rotor coils externally excited. The synchronous reluctance machine is widely used in low and medium power systems such as wind power generation and new electric vehicle technologies. This thesis proposes a rotor topology with flux barriers and a direct current field winding that reduce the torque ripple and replace the permanent magnets used in other reluctance rotor topologies, **the reason for reducing the electromagnetic torque is to decrease mechanical vibrations that can affect the performance of the machine.** First, the initial rotor design, without excitation coils, is optimized to obtain a new rotor structure that reduces the electromagnetic torque ripple. The optimization of the rotor geometry was achieved by using genetic algorithms and the finite element method to optimize and parameterize the main components of the machine. In the optimized rotor model, an external electronic converter is included to feed the coils positioned between the magnetic flux barriers and the segments formed by the ferromagnetic material of the rotor. Finally, the electrical and magnetic machine variables obtained by including the coils in the optimized rotor are compared to the initial rotor structure operating under nominal load conditions to demonstrate the advantage of this topology in minimizing the electromagnetic torque ripple.

Capítulo 1.

Introducción

El presente trabajo de tesis está enfocado a la investigación, análisis y diseño de un generador síncrono de reluctancia variable con un campo magnético en el rotor que es generado por bobinas excitadas externamente. El objetivo principal es diseñar una topología de un rotor con barreras de flujo magnético que reduzca la ondulación o rizado del par electromagnético. En los últimos años las máquinas síncronas de reluctancia variable han sido parte de numerosas investigaciones debido a las ventajas que ofrecen con respecto a otros tipos de máquinas rotativas, logrando así una mayor aceptación en diferentes áreas del sector energético como son los sistemas eólicos. Sin embargo, debido al complicado proceso en la manufactura y el costo elevado de los imanes permanentes empleados en este tipo de máquinas, y con la finalidad de reducir el rizado en el par electromagnético para mitigar las vibraciones mecánicas, surge la motivación para buscar otra alternativa. En este trabajo se propone la utilización de bobinas en el rotor excitadas externamente que pueden ser reguladas mediante un convertidor electrónico de potencia. Considerando en el diseño la estructura radial, las barreras de flujo y el material ferromagnético del rotor, es posible obtener una mayor saturación de flujo magnético en los puentes o terminales de los segmentos situados en la parte externa del rotor cerca del entrehierro. Esto permitirá crear los polos magnéticos una vez que las bobinas sean excitadas. Para esto, primero, se optimiza el diseño inicial del rotor sin bobinas de excitación para obtener así una nueva estructura que reduzca la ondulación del par electromagnético. La optimización de la geometría del rotor se logró mediante el uso de algoritmos genéticos y el método de elementos finitos para parametrizar y optimizar los principales componentes de la máquina. En el modelo del rotor optimizado, se incluye un convertidor electrónico externo para alimentar las bobinas. Finalmente, las variables eléctricas y magnéticas de la máquina obtenidas al implementar las bobinas en el rotor optimizado se comparan con las de la estructura inicial del rotor cuando la máquina opera en condiciones de carga nominal, esto con el objetivo de demostrar la ventaja de la topología propuesta en la minimización del rizado del par electromagnético.

1.1. Estado del arte

Actualmente, los sistemas eólicos de generación eléctrica han tomado una gran fuerza debido a su bajo impacto ambiental, la tendencia a nivel mundial es aumentar el uso de **estos** sistemas de energía renovable.

La idea de utilizar las turbinas eólicas para generar electricidad data del siglo antepasado, cuyo primer aerogenerador fue diseñado y construido por Charles Brush en 1888, en Estados Unidos de América. Esta turbina constaba de 144 álabes con un diámetro de 17 metros y su capacidad máxima era de 12 kW. Los primeros diseños de las turbinas eólicas fueron construidos en Dinamarca en 1950, al mismo tiempo en Alemania también se realizaban aportaciones importantes en este campo. Las turbinas de viento modernas para producir grandes cantidades de energía eléctrica del orden de los MW constan de 3 álabes, con lo cual se logra capturar una mayor cantidad de energía eólica [1], [2].

Las turbinas eólicas modernas se componen principalmente por la turbina (comúnmente con 3 álabes y velocidades de 10 a 40 rpm), la torre (con alturas de hasta 125 metros), el generador eléctrico, el convertidor electrónico para interconectarse a la red o alimentar una carga de manera aislada, y en algunos casos la caja de engranes que conecta la turbina con el generador eléctrico.

El tipo de generador empleado juega un papel muy importante en el diseño y operación de la turbina eólica. Dependiendo del generador eléctrico utilizado, se selecciona el convertidor electrónico y se determina la caja de engranes a utilizar. Entre los generadores eléctricos usados comúnmente se encuentran el generador síncrono de imanes permanentes, el generador de inducción tipo jaula de ardilla, el generador de inducción doblemente alimentado y recientemente el generador síncrono de reluctancia variable [3]-[6].

En los últimos años y con los avances en la electrónica de potencia, las máquinas de reluctancia síncrona han sido parte de numerosas investigaciones debido a las ventajas que ofrecen con respecto a otros tipos de máquinas rotativas, logrando así una mayor aceptación en diferentes áreas del sector energético. Las diferentes topologías y configuraciones del rotor en las máquinas de reluctancia tienen el objetivo común de mitigar el rizo del par electromagnético para evitar vibraciones mecánicas que afecten el rendimiento de la máquina. Hace casi un siglo que Kostko formuló la teoría y principios de funcionamiento del rotor de reluctancia utilizado en máquinas polifásicas (Figura 1.1), comparándolo con el comportamiento de las máquinas de inducción convencionales [7].

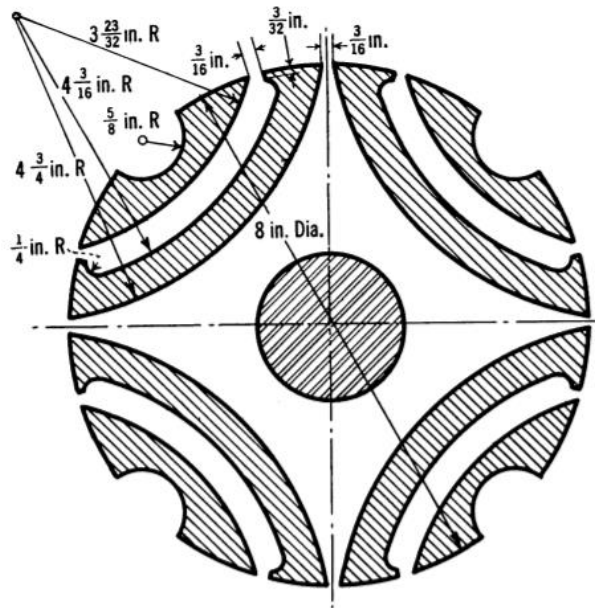


Figura 1.1. Primera topología de rotor de reluctancia variable propuesta por J. Kostko [7].

En [8] y [9], se analiza la reducción del rizado del par electromagnético variando la forma axial y radial de las laminaciones del rotor (Figura 1.2).

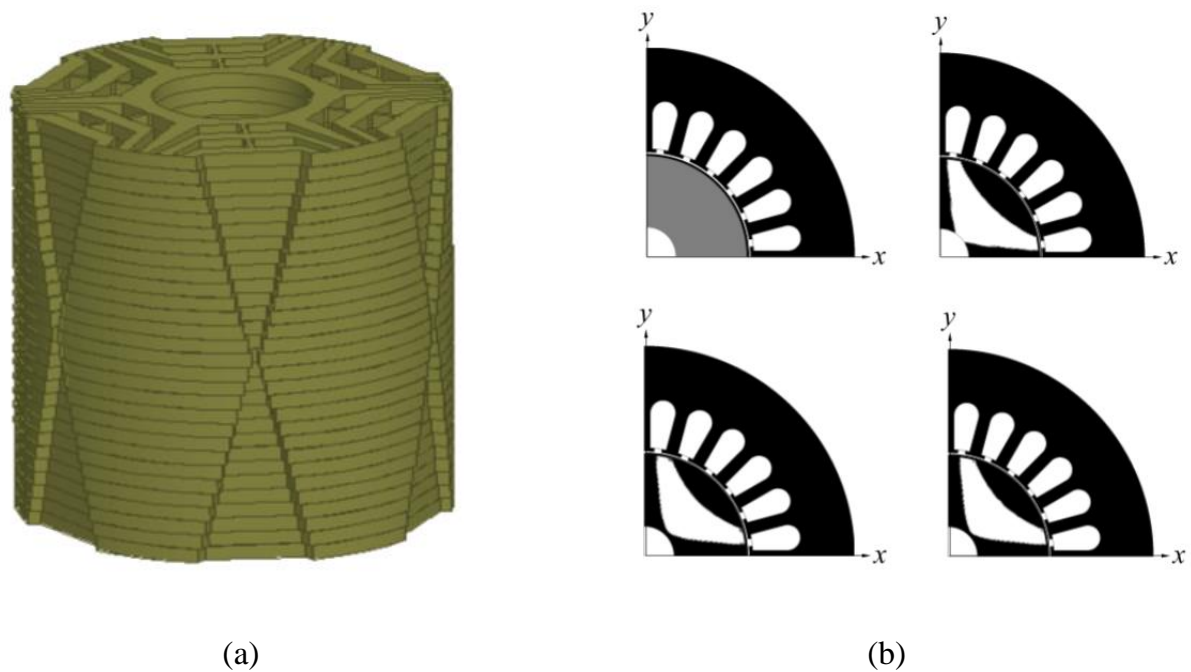


Figura 1.2. Variación en la forma de laminaciones del rotor de reluctancia variable (a) axialmente, propuesto por M. Muteba [8], (b) radialmente, propuesto por Y. Okamoto [9].

En [10], se desarrollan diferentes modelos para un rotor de reluctancia externo variando el tamaño y la forma de las barreras de flujo para lograr así una reducción en la ondulación del par electromagnético (Figura 1.3).

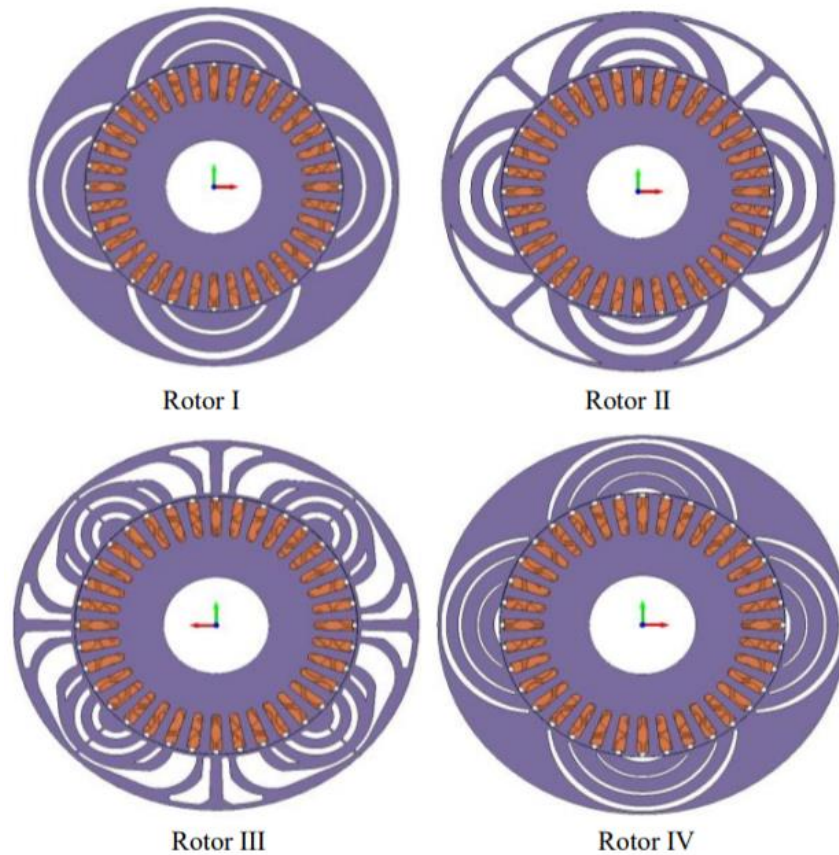


Figura 1.3. Diferente tamaño y forma de las barreras de flujo de un rotor de reluctancia externo propuesto por M. Azhagar [10].

En [11], se presenta la optimización del rotor de una máquina de reluctancia con imanes permanentes insertados considerando diferentes parámetros como la superficie del rotor, el posicionamiento de los imanes permanentes, y los puentes de hierro para mejorar la ondulación del par electromagnético (Figura 1.4).

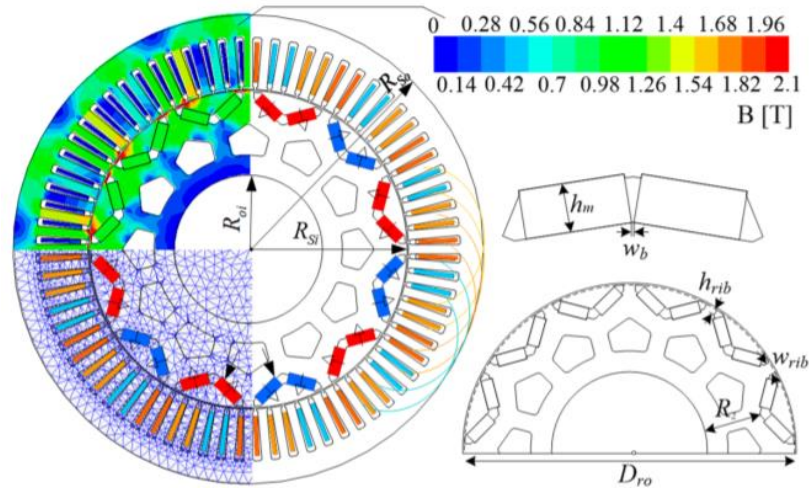


Figura 1.4. Análisis electromagnético de la topología del rotor propuesta por G. Zhang [11].

En [12], se utilizan dos tipos de rotores con imanes permanentes insertados, pero con diferentes estructuras de barrera magnética (Figura 1.5). Se explican las ventajas de cada diseño, incluidas las mejoras en el par, el factor de potencia y la disminución del rizo en el par electromagnético.

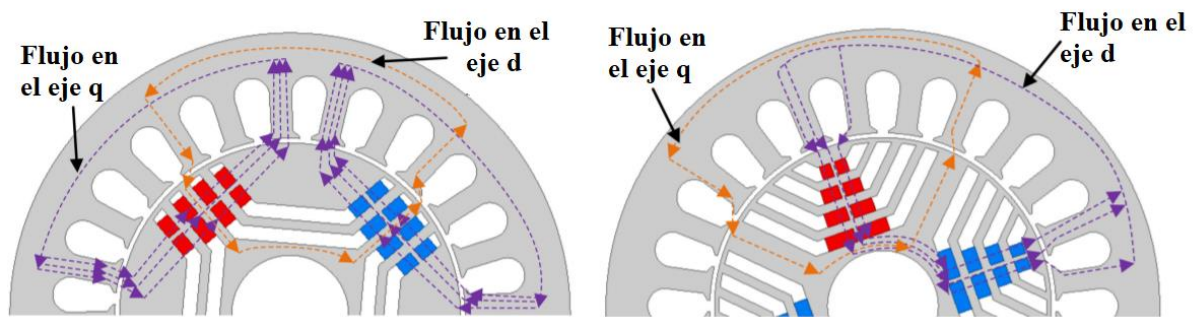


Figura 1.5. Rotores con imanes permanentes insertados pero con diferentes estructuras de barreras propuestas por Y. Hua [12].

Las principales desventajas del uso de imanes permanentes, como son su desmagnetización irreversible, la cual provoca un bajo rendimiento, se detallan en [13]. Así mismo, en [14] se analizan las fallas debidas a las excentricidades en el rotor con imanes permanentes insertados, lo que provoca la generación de tensiones mecánicas y asimetrías electromagnéticas que empeoran el rendimiento de la máquina. Otro tipo de topología consiste en un rotor híbrido con imanes permanentes y bobinas de excitación [15], donde se analizan algunas ventajas, como la mejora de la densidad de flujo en el entrehierro.

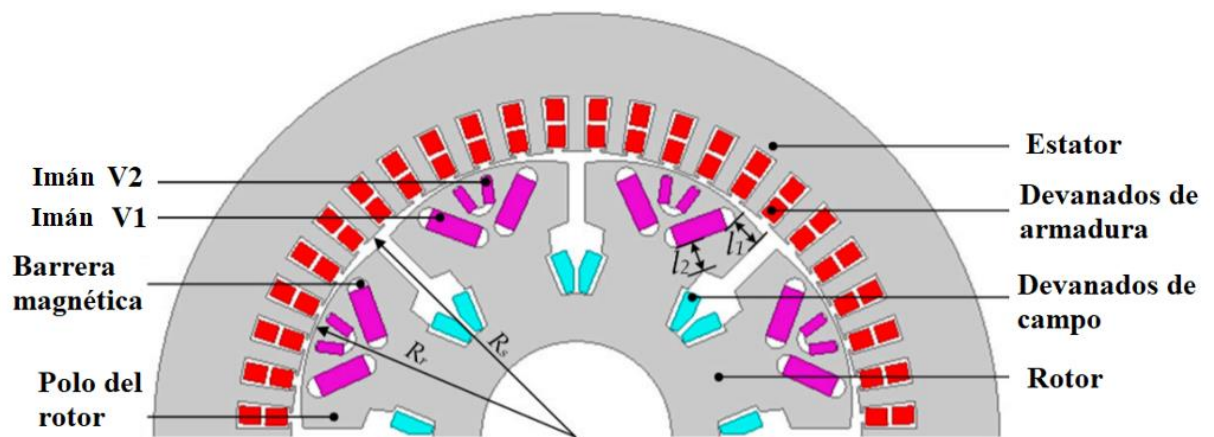


Figura 1.6. Rotor híbrido con imanes permanentes y bobinas de excitación propuesto por W. Hu [15].

En [16] se estudia una topología con excitación en el rotor e imanes permanentes que puede ser adecuada para generadores y motores utilizados en automóviles; este tipo de topología con bobinas en el rotor también se puede utilizar en generadores para diferentes aplicaciones [17], [18].

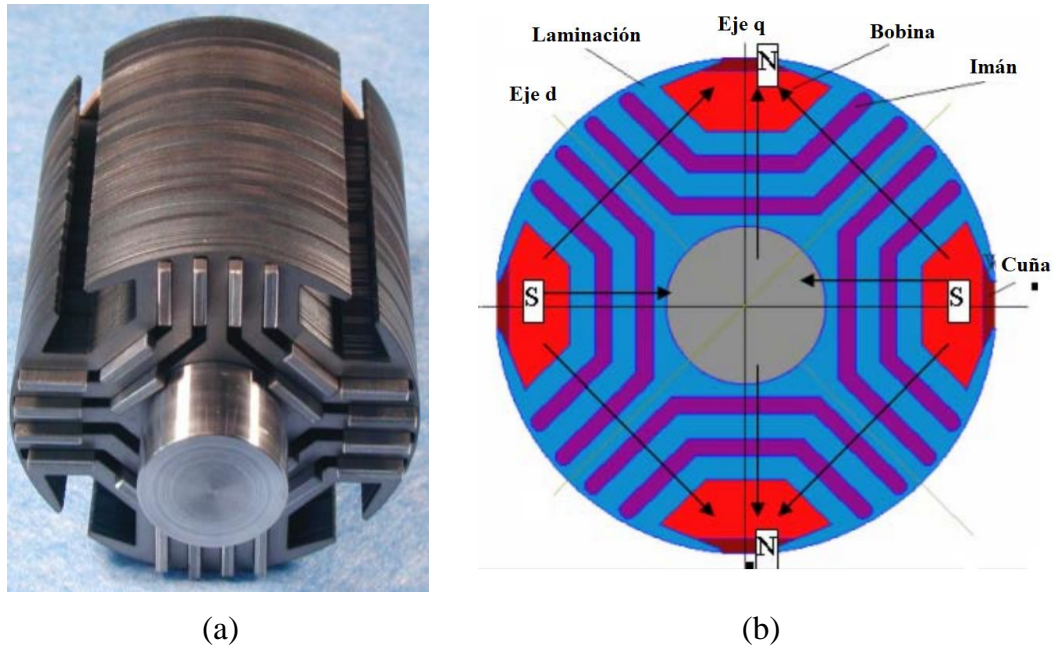


Figura 1.7. Topología de rotor híbrida propuesta por S. Scridon e I. Boldea [16], (a) prototipo del rotor sin bobinas y con imanes insertados, (b) rotor con bobinas de excitación e imanes.

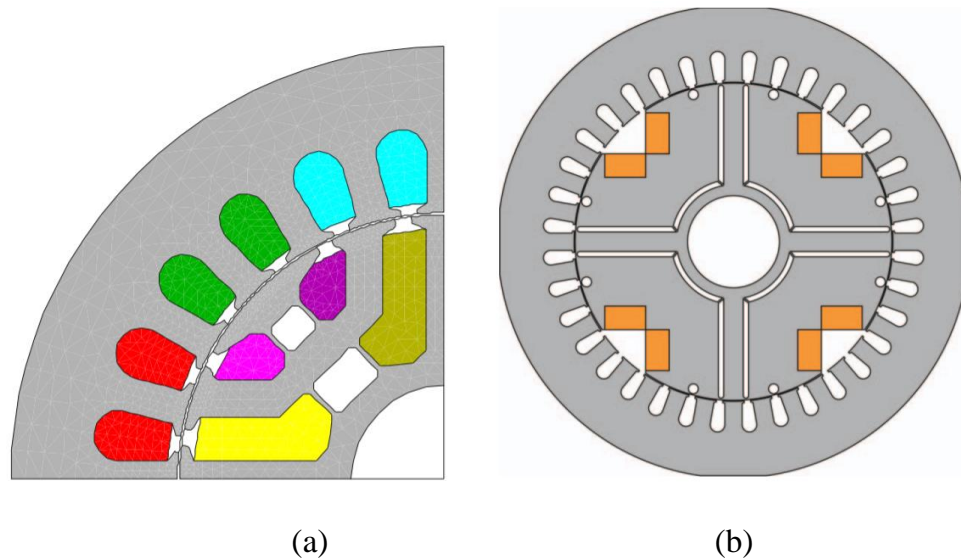


Figura 1.8. Topologías de rotor de reluctancia variables con bobinas de excitación propuestas por M.J. Kamper [17] y A. Fernandez [18].

En [19], se propone una configuración de rotor con devanados de excitación dispuestos a lo largo del eje q . Este diseño se utiliza en los sistemas de conversión de energía eólica en rangos de velocidad media.

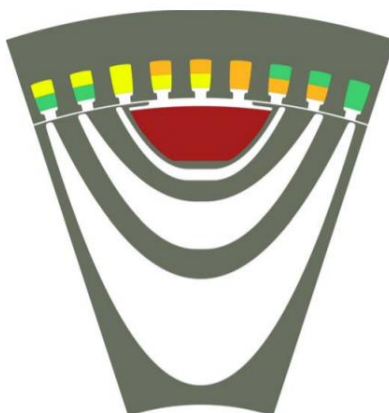


Figura 1.9. Topología de rotor de reluctancia variable asistido por bobinas de excitación propuesta por E. Howard [19].

En [20], los algoritmos genéticos (AG) se utilizan para optimizar la estructura del rotor de un motor síncrono de reluctancia a partir de su geometría básica no predeterminada.

Por otra parte, el objetivo de este trabajo de tesis es optimizar la estructura de un rotor de reluctancia variable mediante el método de algoritmos genéticos, para incorporar posteriormente bobinas de excitación externa dispuestas a lo largo del eje q y con una estructura de rotor diferente a las mencionadas anteriormente. Para esto primero se presenta el análisis electromagnético de la topología propuesta, y luego, se comparan las variables electromagnéticas de tres modelos: la estructura original del rotor, la estructura optimizada y la estructura optimizada con las bobinas excitadas externamente.

1.2. Objetivo

Desarrollar modelos de elemento finito de un generador síncrono de reluctancia variable para sistemas eólicos de baja potencia, efectuar su análisis con y sin bobinas de excitación externa en el rotor, y analizar las ventajas de la topología propuesta en comparación con una estructura convencional.

1.3. Justificación

Debido a la importancia que los sistemas eólicos han tomado en la actualidad, los avances de la electrónica de potencia en convertidores y las ventajas que ofrecen estos sistemas por utilizar este tipo de energía renovable, los generadores síncronos de reluctancia variable se han tomado en consideración por las ventajas que estos presentan con respecto a otros tipos de generador. Gracias a las técnicas numéricas computacionales como la del método del elemento finito en electromagnetismo, el diseño de este tipo de máquinas, aunque se basan en el criterio del diseñador tienen un amplio campo de estudio para mejorar su rendimiento e innovar en cuanto a diseño se refiere, sumándose a esto las diferentes metodologías de optimización. En el caso de este trabajo de tesis se emplean las técnicas mencionadas anteriormente para diseñar una topología de rotor con devanado de campo de una máquina síncrona de reluctancia con el objetivo de reducir el rizado del par electromagnético el cual produce vibraciones mecánicas que afectan el rendimiento de la máquina.

1.4. Alcance y contribución

El alcance de este trabajo son el análisis y el diseño electromagnético del generador síncrono de reluctancia con y sin devanado de campo. Como contribución principal se destaca la reducción del rizado del par electromagnético partiendo de una geometría inicial de una estructura de rotor para posteriormente mediante la utilización de algoritmos genéticos optimizar dicha estructura y finalmente utilizar las bobinas de excitación alimentadas por un convertidor electrónico de potencia. Las cuestiones de mecánica y térmicas se limitan a las consideraciones validadas para máquinas de baja potencia, por lo que un estudio multifísico puede ser considerado como trabajo futuro.

1.5. Contenido

La tesis se encuentra dividida en los siguientes 6 capítulos:

Capítulo 1: Se presenta la introducción de la tesis.

Capítulo 2: Se describen los fundamentos teóricos de la máquina síncrona de reluctancia variable, se detallan los tipos de rotor de reluctancia, y el tipo de laminaciones, así como sus ventajas y desventajas.

Capítulo 3: Se detalla la metodología del diseño de la máquina síncrona de reluctancia variable, se incluyen las ecuaciones necesarias para dimensionar el estator y las principales partes que componen el rotor.

Capítulo 4: Se describe la teoría de las ecuaciones de Maxwell y del método del elemento finito en electromagnetismo. Además, se presenta el análisis electromagnético en 2D de la estructura del rotor inicial en 2D del generador síncrono de reluctancia variable.

Capítulo 5: Se presenta la metodología de optimización de la estructura del rotor del generador síncrono de reluctancia variable, y el análisis electromagnético de la estructura optimizada, así como el análisis en 2D del rotor con bobinas de excitación externa.

Capítulo 6: Se presentan las conclusiones generales de la tesis y el trabajo futuro de investigación.

Capítulo 2. Fundamentos de la máquina síncrona de reluctancia variable.

2.1. Introducción

El primer intento teórico y tecnológico para construir una máquina síncrona de reluctancia variable fue hecho en 1923 por Kostko [7]. Este diseño funciona bajo el principio del par de reluctancia, el cual para ser producido utiliza el concepto de reluctancia, la cual es la resistencia que ofrece un material ante un flujo magnético, y el concepto de fuerza magnetomotriz (fmm) rotativa, producida en los devanados del estator de una máquina de inducción convencional.

Para que una máquina síncrona de reluctancia variable logre una buena eficiencia y un alto factor de potencia, es necesario lograr una alta saliencia magnética. La propuesta de Kostko fue dividir el rotor de material ferromagnético en múltiples secciones que funcionan como barreras y guías de flujo magnético para incrementar la diferencia (saliencia) entre las inductancias a lo largo de los ejes d - q y con esta diferencia producir el torque de reluctancia cuando una fuerza magnetomotriz se aplica a la estructura del rotor [21].

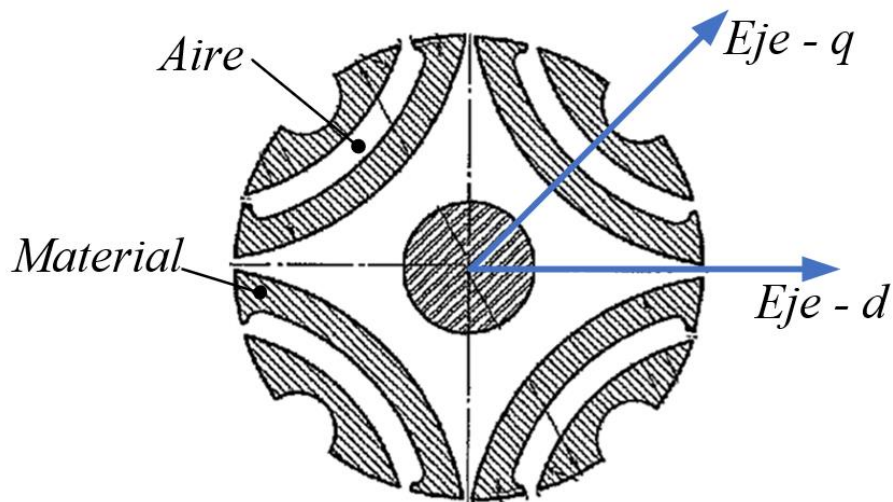


Figura 2.1. Geometría del rotor de reluctancia variable propuesta por J. K. Kostko [7].

2.2. Modelo de la máquina síncrona de reluctancia variable

En las máquinas de inducción, como lo son las de rotor tipo jaula de ardilla, la fuerza magnetomotriz (fmm) producida en el estator induce una corriente en el rotor, esta corriente produce una fuerza magnetomotriz en el rotor que gira con un deslizamiento asíncrono con referencia al estator. La fuerza magnetomotriz en el entrehierro es la resultante de las fuerzas magnetomotriz del estator y el rotor la cual genera el par electromagnético en la máquina [22].

A diferencia de las máquinas de inducción, en las máquinas síncronas de reluctancia variable el par electromagnético es producido únicamente por la diferencia de reluctancias en el rotor y la fuerza magnetomotriz del estator que es el mismo que el de la máquina de inducción. En los rotores de reluctancia variable, el eje d posee una alta permeabilidad, y el enlace de flujo a través del entrehierro encuentra un paso a través de este eje y el rotor con flujo magnético giratorio.

El rotor de reluctancia variable se encuentra bloqueado cuando está dentro de la fmm producida por el estator en condiciones sin carga. Sin embargo, cuando la máquina se encuentra operando bajo carga, el rotor es arrastrado, lo que producirá un par. La corriente magnetizante i_q se desarrolla para contrarrestar el arrastre creado. La magnitud de esta corriente dependerá de la carga por lo cual será igual a 0 cuando se encuentre en operación sin carga.

La señal trifásica de tensión distribuida en el estator por simplificación es convertida al marco de referencia $d-q$ mediante las transformadas de Clarke y Park. Aplicando la transformación de Clarke, el sistema trifásico es primero en uno bifásico ($\alpha - \beta$) estacionario, y luego aplicando la transformada de Park, es transformado al marco de referencia $d-q$ rotatorio o síncrono. En la figura 2.2 se muestra un rotor de polos salientes para representar este sistema. El ángulo eléctrico de referencia entre α y el marco de referencia $d-q$ es ϑ

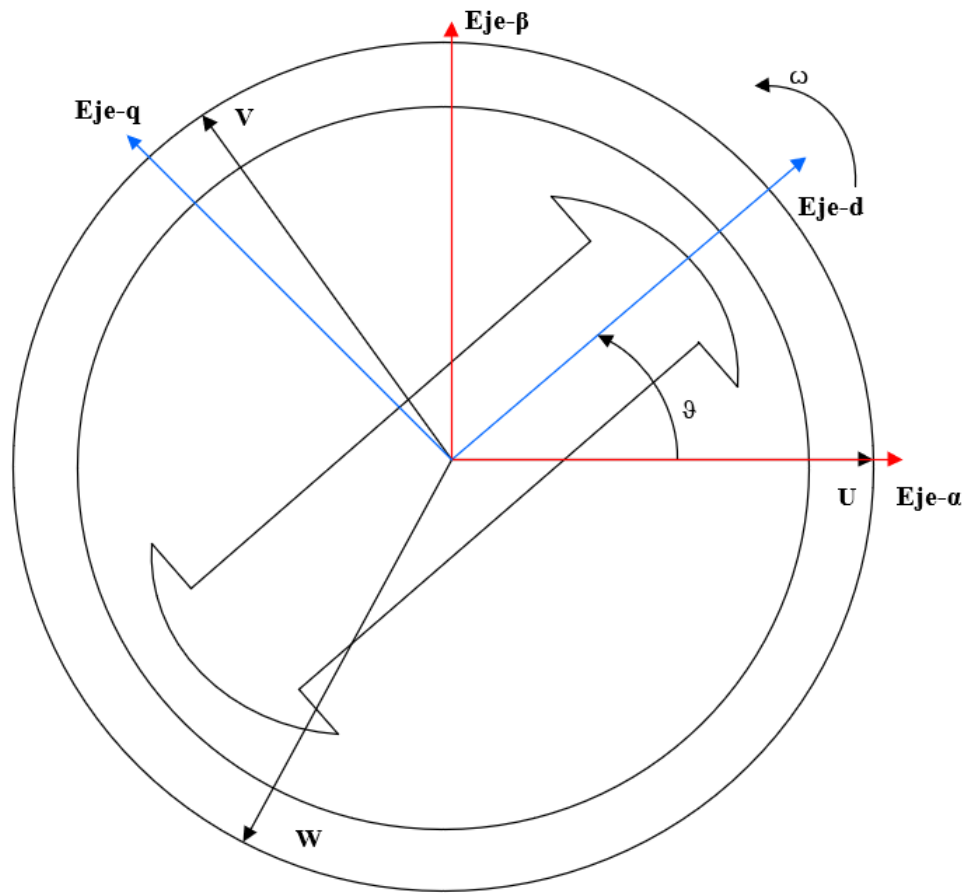


Figura 2.2. Sistema representativo de tres fases U, V y W, dos fases $\alpha - \beta$ y el marco de referencia $d-q$ [22].

La velocidad angular con respecto al marco de referencia puede ser derivada como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_e \quad (2.1)$$

El sistema senoidal trifásico para las corrientes y los voltajes de la máquina se describen por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [i_m] \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos\left(\omega t - \frac{(2)(\pi)}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{(2)(\pi)}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [v_m] \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos\left(\omega t - \frac{(2)(\pi)}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{(2)(\pi)}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

En donde ω es la velocidad angular.

La conversión del sistema trifásico al marco de referencia $d-q$ es obtenida mediante el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$i_d = \left[\frac{2}{3}\right] \left[(i_a) (\cos(\omega t)) + (i_b) \left(\cos\left(\omega t - \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) + (i_c) \left(\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right] \quad (2.4)$$

$$i_q = \left[\frac{2}{3}\right] \left[(i_a) (\sen(\omega t)) + (i_b) \left(\sen\left(\omega t - \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) + (i_c) \left(\sen\left(\omega t + \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) \right] \quad (2.5)$$

$$v_d = \left[\frac{2}{3}\right] \left[(v_a) (\cos(\omega t)) + (v_b) \left(\cos\left(\omega t - \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) + (v_c) \left(\cos\left(\omega t + \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) \right] \quad (2.6)$$

$$v_q = \left[\frac{2}{3}\right] \left[(v_a) (\sen(\omega t)) + (v_b) \left(\sen\left(\omega t - \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) + (v_c) \left(\sen\left(\omega t + \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) \right] \quad (2.7)$$

$$\lambda_d = \left[\frac{2}{3}\right] \left[(\lambda_a) (\cos(\theta_T)) + (\lambda_b) \left(\cos\left(\theta_T - \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) + (\lambda_c) \left(\cos\left(\theta_T + \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) \right] \quad (2.8)$$

$$\lambda_q = \left[\frac{2}{3}\right] \left[(\lambda_a) (\sen(\theta_T)) + (\lambda_b) \left(\sen\left(\theta_T - \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) + (\lambda_c) \left(\sen\left(\theta_T + \frac{(2)(\pi)}{3}\right)\right) \right] \quad (2.9)$$

donde $\theta_T = \alpha_i + \omega t$

Las máquinas síncronas de reluctancia variable son diseñadas para tener una alta permeabilidad a lo largo del eje d y así permitir el paso del flujo magnético, mientras que el eje q es diseñado para oponerse al flujo magnético. En otras palabras, se desea que la reluctancia del eje q se desea que sea reducida lo máximo posible. Esto incrementará la inductancia en el eje d (L_d) y reducirá la inductancia en el eje q (L_q) Entre mayor sea la diferencia entre estas dos inductancias mayor será el par de reluctancia. Estas inductancias se obtienen a partir de los enlaces de flujo con respecto a sus corrientes y están definidas por las ecuaciones (2.10) y (2.11). Debido a que las inductancias están en función de las corrientes d - q , la relación de saliencia puede expresarse como función de las corrientes en la ecuación (2.12). Por lo tanto, la relación de saliencia depende de la corriente y ésta se encuentra afectada por la saturación magnética.

$$L_d = \frac{d\lambda_d}{di_d} \quad (2.10)$$

$$L_q = \frac{d\lambda_q}{di_q} \quad (2.11)$$

La anisotropía del rotor se debe a las diferencias de permeabilidad magnética en los ejes d y q causadas por muchas barreras de flujo y los efectos de saturación en diferentes partes del núcleo del rotor. El propósito de estas barreras de flujo es crear una alta resistencia al flujo magnético a lo largo del eje q para lograr una mayor relación de saliencia:

$$\xi(i_d, i_q) = \frac{L_d(i_d, i_q)}{L_q(i_d, i_q)} \quad (2.12)$$

lo cual produce a su vez un mayor par de reluctancia y un factor de potencia:

$$f.p. = \frac{\xi-1}{\xi+1} \quad (2.13)$$

2.3. Circuito equivalente de la máquina síncrona de reluctancia variable.

En una máquina síncrona de reluctancia variable convencional no existe la presencia de devanados en el rotor, por lo que el circuito eléctrico equivalente en estado estacionario por fase puede ser representado como se muestra en la Figura 2.3.

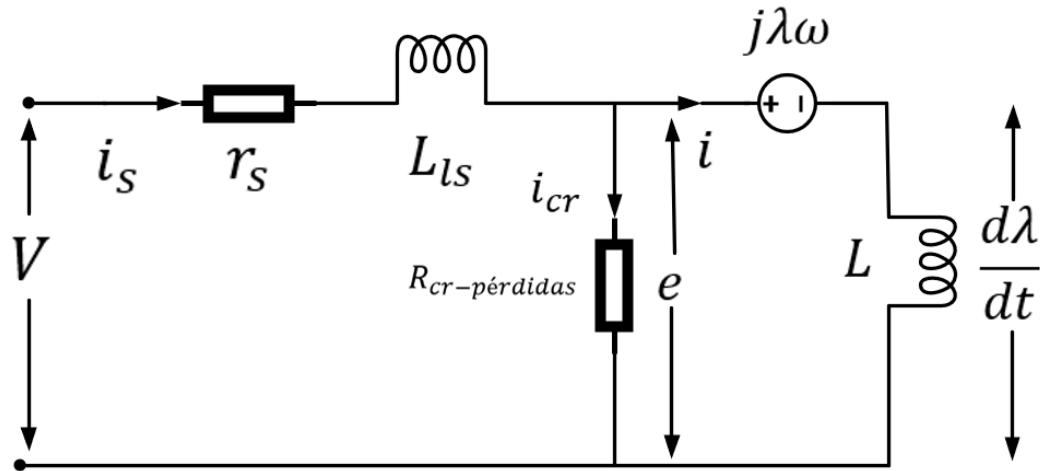


Figura 2.3. Circuito equivalente de la máquina síncrona de reluctancia variable [22].

Las ecuaciones de voltaje y de corriente en estado estacionario se pueden escribir como sigue:

$$V = e + (r_s)(i_s) + (j\omega L_{sl})(i_s) \quad (2.14)$$

$$e = \frac{d(\lambda)}{d(t)} + (j\omega)(\lambda) \quad (2.15)$$

$$i_s = i + i_c \quad (2.16)$$

En donde V es el voltaje terminal por fase, ω representa la velocidad angular en el marco de referencia $d-q$ y e indica la fuerza contraelectromotriz.

Similarmente, los circuitos equivalentes en el eje $d-q$ pueden ser obtenidos usando el marco de referencia $d-q$ en estado estacionario, como se muestran en la Figura 2.4.

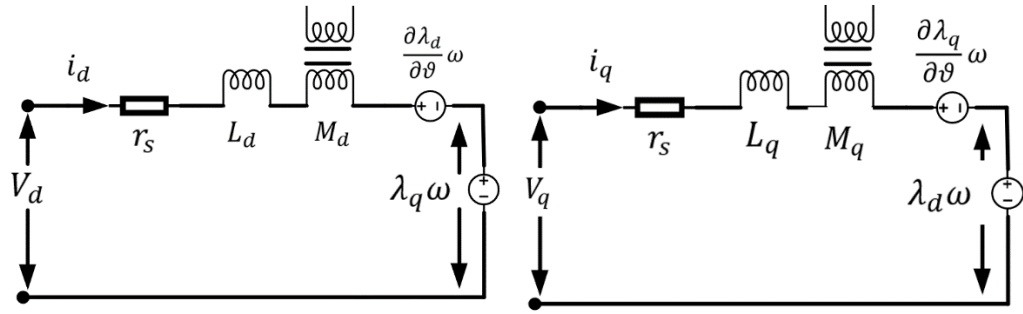


Figura 2.4. Circuitos equivalentes en el marco de referencia d - q [22].

En donde M_d y M_q son las inductancias mutuas cruzadas, descritas en las ecuaciones 2.17 y 2.18. Los voltajes d - q comprenden los términos de caídas de voltaje $i_{dq}r_s$, los componentes inducción electromagnética en la forma de $L_{dq}(d(i_{dq})/dt) + M_{dq}(d(i_{dq})/dt)$, y los voltajes rotacionales $(\partial\lambda_{dq}/\partial\theta)\omega + (\lambda_{dq})(\omega)$ [22].

$$M_d = \left. \frac{\partial\lambda_d}{\partial i_q} \right|_{i_d=\text{constante}} \quad (2.17)$$

$$M_q = \left. \frac{\partial\lambda_q}{\partial i_d} \right|_{i_q=\text{constante}} \quad (2.18)$$

Si se considera un rotor ideal sin ranuras o muescas en la circunferencia, se puede asumir que no existirán variaciones en los enlaces de flujo d - q , por lo cual los términos $(\partial\lambda_{dq}/\partial\theta)\omega$ pueden despreciarse, resultando en un circuito eléctrico equivalente simplificado como se muestra en la Figura 2.5.

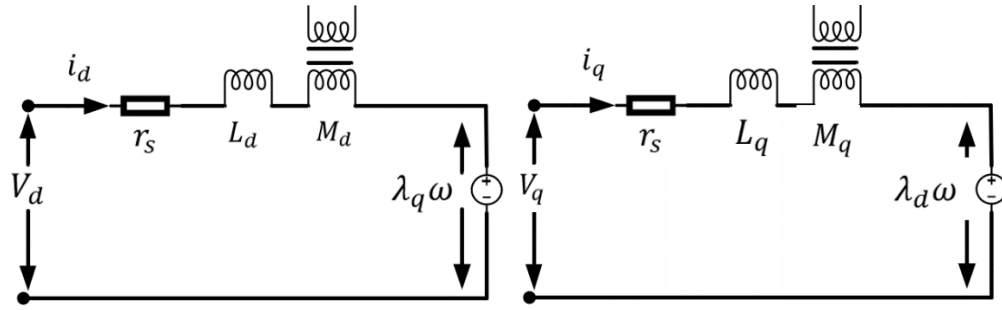


Figura 2.5. Circuitos equivalentes simplificados en estado estacionario [22].

Las ecuaciones de voltaje y de corriente por fase en las terminales de la máquina se pueden obtener mediante las expresiones 2.19 y 2.20. Usando los circuitos equivalentes mostrados en la Figura 2.6, los vectores de voltaje se pueden determinar como se muestra en 2.21 y 2.22.

$$V_s = v_d + jv_q \quad (2.19)$$

$$I_s = i_d + ji_q \quad (2.20)$$

$$v_d = (r_s)(i_d) + L_d \frac{di_d}{dt} + M_d \frac{di_q}{dt} + (\lambda_q)(\omega) \quad (2.21)$$

$$v_q = (r_s)(i_q) + L_q \frac{di_q}{dt} + M_q \frac{di_d}{dt} + (\lambda_d)(\omega) \quad (2.22)$$

Se puede obtener de las ecuaciones anteriormente descritas, el diagrama fasorial de la máquina síncrona de reluctancia variable (Figura 2.6).

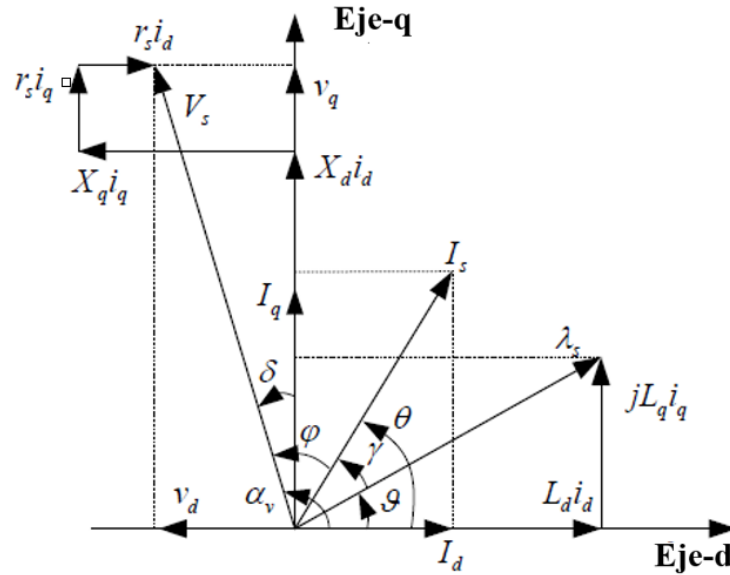


Figura 2.6. Diagrama fasorial de la máquina síncrona de reluctancia variable [22].

El vector de corriente I_s y el vector de voltaje V_s se obtienen de las ecuaciones 2.19 y 2.20. El vector del enlace flujo λ_s en el marco de referencia $d-q$ se obtiene usando la suma de $L_d i_d$ y $L_q i_q$. El enlace de flujo, λ_s , es generado por el campo senoidalmente distribuido.

Si el rotor se desplaza fuera del estado de la conservación de la energía (un estado donde se encuentre alineado con el campo rotativo), el par será desarrollado para minimizar el ángulo de arrastre ϑ , por lo que tenderá a ser cero $\vartheta \rightarrow 0$. Cuando el ángulo se desplaza fuera del eje d es llamado ángulo de carga. Para lograr la conversión de energía eléctrica a energía mecánica, el ángulo deberá mantenerse distinto a cero. Por otra parte, la corriente es responsable de la magnetización y la generación del par.

Los ángulos de corriente θ , de carga ϑ y de par γ se relacionan en la ecuación 2.23. La reactancia magnética en los ejes $d-q$ es dada por las ecuaciones 2.24 y 2.25.

$$\theta = \vartheta + \gamma \quad (2.23)$$

$$X_d = (j\lambda_d)(\omega) \quad (2.24)$$

$$X_q = (j\lambda_q)(\omega) \quad (2.25)$$

$$v_d = (-V_s)(\text{sen}(\delta)) \quad (2.26)$$

$$v_q = (V_s)(\text{cos}(\delta)) \quad (2.27)$$

$$I_d = (I_s)(\text{cos}(\theta)) \quad (2.28)$$

$$I_d = \frac{(V_s)((X_q)(\text{cos}(\delta)) - (R_s)(\text{sen}(\delta)))}{R_s^2 + ((X_d)(X_q))} \quad (2.29)$$

$$I_q = (I_s)(\text{sen}(\theta)) \quad (2.30)$$

$$I_q = \frac{(V_s)((R_s)(\text{cos}(\delta)) + (X_d)(\text{sen}(\delta)))}{R_s^2 + ((X_d)(X_q))} \quad (2.31)$$

El voltaje inducido es dado por la ecuación 2.32. Usando las ecuaciones 2.10 y 2.11, la fuerza electromotriz se puede simplificar resultando en la ecuación 2.33. La magnitud de los vectores espaciales de los enlaces de flujo puede obtenerse como se muestra en la ecuación 2.34. Sin embargo, si se considera una saturación cruzada en el modelo analítico, los enlaces de flujo en los ejes d - q se expresan como se indica en la ecuación 2.35.

$$e = (j\omega)(\lambda_s) = j\omega(\lambda_d + j\lambda_q) \quad (2.32)$$

$$e = -\omega L_q i_q + j\omega L_d i_d i_q \quad (2.33)$$

$$\lambda_s = (L_s)(i_s) = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} [i_{dq}] \quad (2.34)$$

$$\lambda_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{dq} & L_q \end{bmatrix} [i_{dq}] = \left(\frac{L_d+L_q}{2}\right) (i_{dq}) + \left(\frac{L_d-L_q}{2} + jL_{dq}\right) i_{dq} \quad (2.35)$$

Por otra parte, la máquina síncrona de reluctancia variable convencional posee un bajo factor de potencia, pues el vector de voltaje supera significativamente el vector de corriente (separados por el ángulo φ). Este factor de potencia f.p. se puede obtener del diagrama fasorial mostrado en la Figura 2.6 y se puede escribir como muestra la ecuación 2.36.

$$f.p. = \cos(\varphi) \quad (2.36)$$

A partir del diagrama fasorial, se puede simplificar omitiendo la resistencia del estator como se muestra en la ecuación 2.37.

$$\cos(\varphi) = \frac{(v_q)(\sin(\theta)) - (v_d)(\cos(\theta))}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}} \quad (2.37)$$

El factor de potencia también se puede calcular usando las inductancias síncronas L_d y L_q como se muestra a continuación.

$$\cos(\varphi) = \frac{(L_d - L_q)(\sin(\theta))(\cos(\theta))}{\sqrt{((L_d)(\cos(\theta)))^2 + ((L_q)(\sin(\theta)))^2}} \quad (2.38)$$

$$\cos(\varphi) = \frac{\left(\frac{L_d}{L_q} - 1\right)}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 (\sin(\theta))^{-2} + (\cos(\theta))^{-2}}} \quad (2.39)$$

2.4. Rizo en el par electromagnético.

Debido a la naturaleza de la estructura del rotor de las máquinas síncronas de reluctancia variable, éstas poseen un alto contenido armónico en el par electromagnético propiciado por las dimensiones de las guías de flujo magnético o segmentos y las barreras de flujo. Dependiendo de las dimensiones y formas de estos segmentos, el rizo puede llegar a ser a veces igual al par electromagnético promedio en ciertos diseños, lo que impactaría severamente el rendimiento de la máquina.

Las causas del rizado en el par electromagnético pueden ser varias, principalmente la calidad de la manufactura al momento de los cortes de las laminaciones, por lo cual el corte suave de éstas, es decir, sin dejar residuos o rebabas en los bordes es un punto muy importante. Otra causa puede ser el tipo de excitación ya sea senoidal o trapezoidal, ambas excitaciones poseen sus ventajas y desventajas.

El par de reluctancia es generado por la anisotropía de las laminaciones transversales que poseen barreras de flujo y segmentos a lo largo del rotor. Por lo que la optimización de la reluctancia es inevitable para suavizar la forma de onda del par electromagnético. En términos básicos, se puede definir matemáticamente el rizo del par electromagnético mediante la ecuación 2.40, generalmente expresado en términos de porcentaje (2.41). El par electromagnético de las máquinas síncronas de reluctancia se puede determinar de dos maneras: usando el método de la coenergía electromagnética (2.42) y mediante el ángulo mecánico (2.43).

$$T_{rizo} = \frac{T_{m\acute{a}x} - T_{m\acute{i}n}}{T_{promedio}} \quad (2.40)$$

$$T_{rizo} = \frac{\Delta T_{pico\ a\ pico}}{T_{promedio}} \times 100 \quad (2.41)$$

$$T = \left. \frac{\partial(w)}{\partial(\vartheta_i^m)} \right|_{i-\text{constante}} \quad (2.42)$$

$$T = ((k)(p)(\lambda_{dq})(i_{dq})) - \left(\left(\frac{1}{2} \right) (i_{dq}) \frac{\partial(w)}{\partial(\vartheta_i^m)} \right) \quad (2.43)$$

Las componentes del rizo del par electromagnético se pueden expresar en la ecuación 2.44, y sustituyendo en la ecuación 2.36 resulta en la expresión 2.45. En esta expresión los efectos de las ranuras no se toman en cuenta.

$$T_{\text{rizo}} = \frac{\partial(w)}{\partial(\vartheta_i^m)} = \left(\frac{1}{2} \right) \left((i_d) \left(\frac{\partial(\lambda_d)}{\partial(\vartheta)} \right) + (i_q) \left(\frac{\partial(\lambda_q)}{\partial(\vartheta)} \right) \right) \quad (2.44)$$

$$T = \left(\left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) \right) \left(\left((\lambda_d)(i_q) - (\lambda_q)(i_d) \right) + \left(\left(\frac{1}{2} \right) \left((i_q) \frac{\partial(\lambda_q)}{\partial(\vartheta)} + (i_d) \frac{\partial(\lambda_d)}{\partial(\vartheta)} \right) \right) \right) \quad (2.45)$$

En la búsqueda de la minimización del rizado del par electromagnético se han propuesto algunas técnicas como el sesgado o skew de las laminaciones, devanado fraccional del estator, barreras de flujo asimétricas, diseño de rotores con excentricidades, mayor número de fases en el estator y diferente número de barreras de flujo [24]-[27]. Sin embargo, algunas de estas técnicas han resultado poco eficientes o redituables. En este trabajo se propone una alternativa distinta a las anteriormente listadas, la cual consiste en la implementación de bobinas excitadas externamente dispuestas en el rotor a lo largo del eje q .

A continuación, se describen brevemente algunas de las técnicas anteriores:

1. Sesgado o Skew.

El sesgado o skew es una técnica que consiste en dar un ligero ángulo de inclinación entre las ranuras del estator y del rotor transversalmente (Figura 2.8 (a)), esta técnica no solo sirve para disminuir el rizado del par, sino que también reduce el par de

arrastre, debido a que minimiza el cambio en la reluctancia visto desde la trayectoria de flujo en el rotor. Esta técnica se ajusta mejor en máquinas con laminaciones transversales reduciendo el par electromagnético promedio debido a que el encadenamiento de flujo es reducido por el rotor sesgado [23]. Sin embargo, esta técnica no solo reduce el par promedio, sino que también reduce la eficiencia de la máquina e incrementa la complejidad de su manufactura y su costo.

2. Barreras de flujo asimétricas.

En diferentes trabajos se ha establecido que el diseño asimétrico de las barreras de flujo en el rotor resulta en una notable mejora para mitigar el rizado en el par electromagnético [24]-[27]. Este método es implementado en algunas configuraciones como barreras asimétricas en algunos polos del rotor o en laminaciones individuales por polo apiladas asimétricamente, de manera similar al skew. Sin embargo, este método se considera complejo al momento de su manufactura y es poco redituable debido a que el mismo diseño no se puede adoptar en diferentes tamaños de rotor y requiere de diseños y pruebas individuales (Figura 2.7 (b)).

3. Número de barreras de flujo.

En algunos trabajos de investigación se ha demostrado que un menor número de barreras de flujo en rotores laminados transversalmente incrementa el rizado en el par electromagnético. Esto sucede cuando giran a altas velocidades debido a la asimetría en el paso del flujo entre el estator y el rotor. Vagati [23] propone, mediante un estudio de elemento finito y validaciones experimentales, como determinar un cierto número de barreras de flujo óptimo para disminuir el rizado, pero no comprometer la estructura del rotor.

4. Rotor segmentado.

La razón principal de la presencia de rizado en el par electromagnético es el efecto del ranurado, no solo en el estator sino también en el rotor, esto crea la presencia de contenido armónico en el flujo del entrehierro. Dado que el par es directamente

proporcional al encadenamiento de flujo en el entrehierro, esto resulta en la generación de rizo. Para eliminar estos armónicos, algunos trabajos de investigación proponen técnicas para segmentar los polos del rotor (Figura 2.7 (d)) [28]-[30].

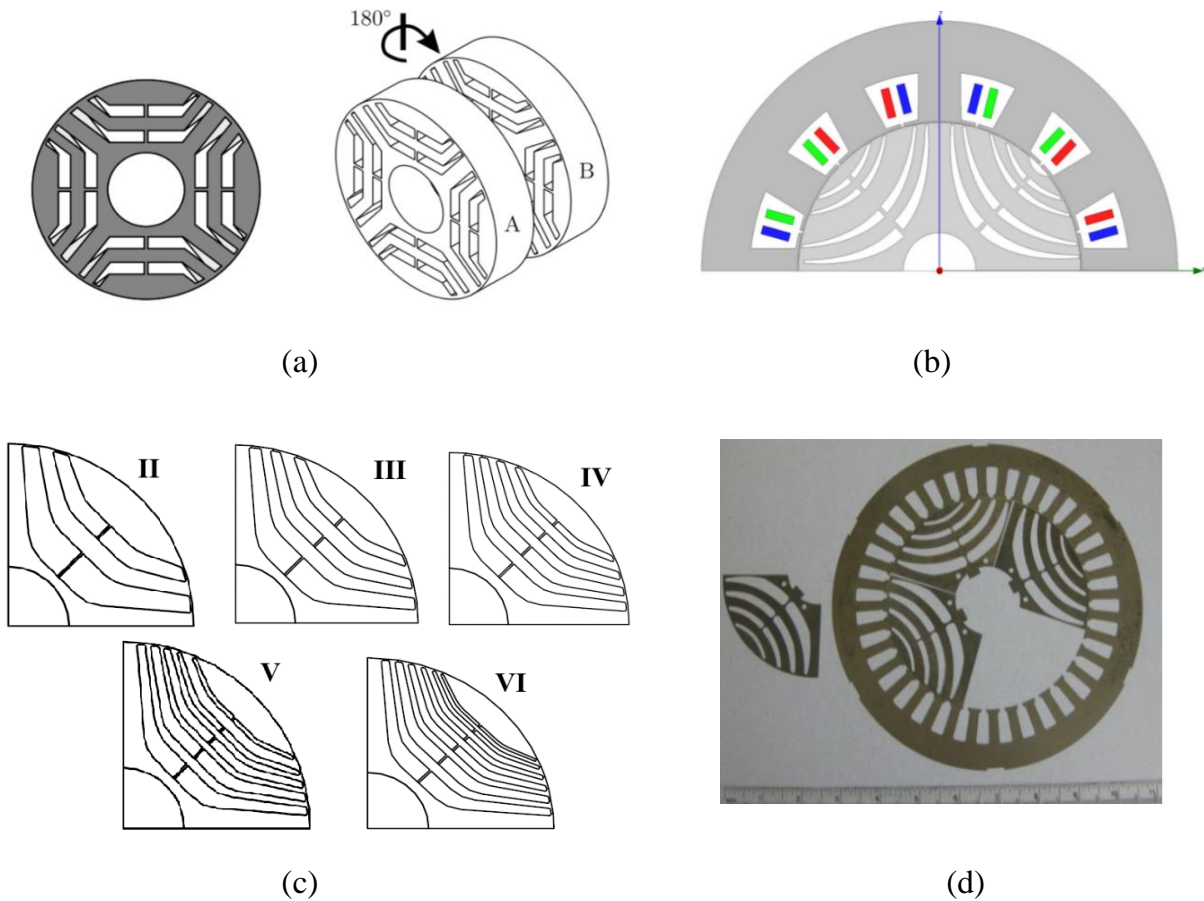


Figura 2.7. (a) Laminaciones con un ángulo de sesgo [31], (b) Barreras de flujo asimétricas [27], (c) Distinto número de barreras de flujo [22], (d) Laminación de rotor segmentado [28].

2.5. Topologías del rotor de reluctancia variable.

A lo largo de los años, el diseño del rotor de reluctancia variable ha evolucionado con la implementación de tipos de guías y barreras de flujo magnético más sofisticadas, además de diferentes configuraciones para distintos tipos de aplicaciones industriales (Figura 2.8). Cabe señalar que todos los diseños de estas máquinas tienen sus bases en el concepto de las

propiedades anisotrópicas del rotor para producir un torque de reluctancia mayor. Los puentes magnéticos y postes en medio de las barreras de flujo en ocasiones se emplean para conseguir la integridad mecánica de la estructura del rotor. Sin embargo, esto ocasiona que parte del flujo magnético que recorre una región de estos puentes magnéticos causa una reducción del par. Una solución a este problema es insertar imanes permanentes en cada barrera de flujo del rotor, ya que con ello se logrará saturar estos puentes magnéticos (Figura 2.9 (c)) incrementando así el par y el factor de potencia [32].

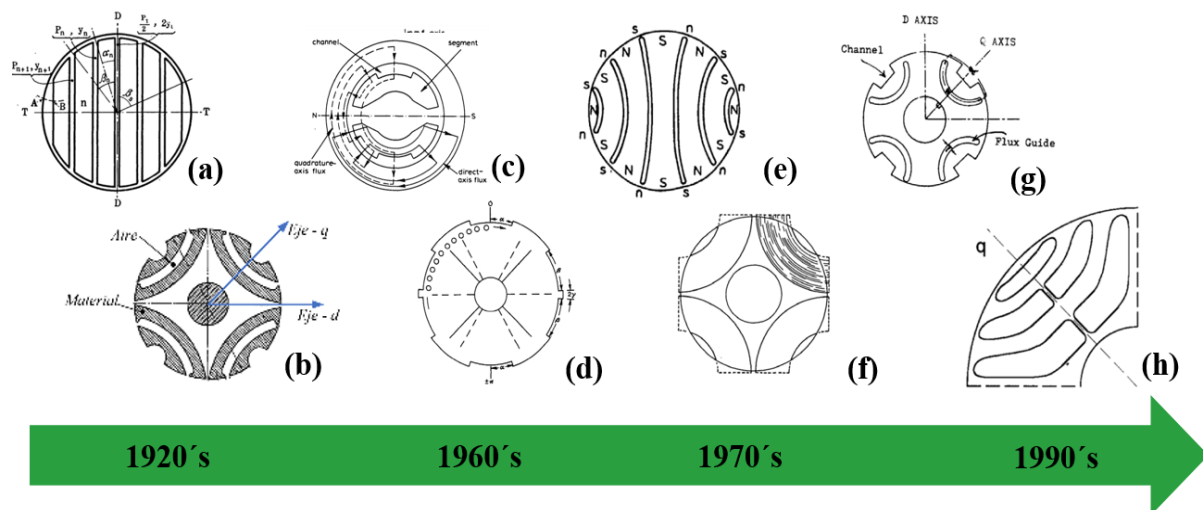
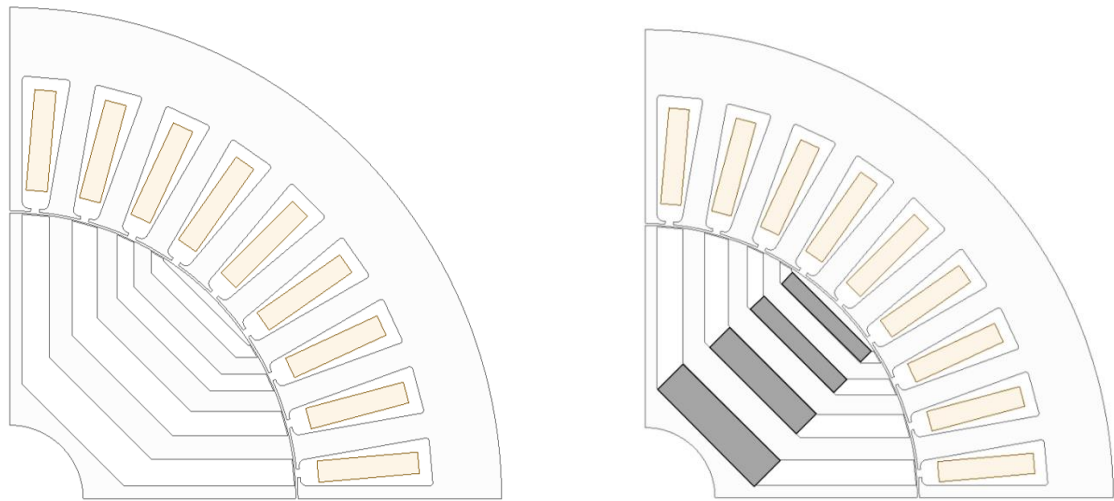


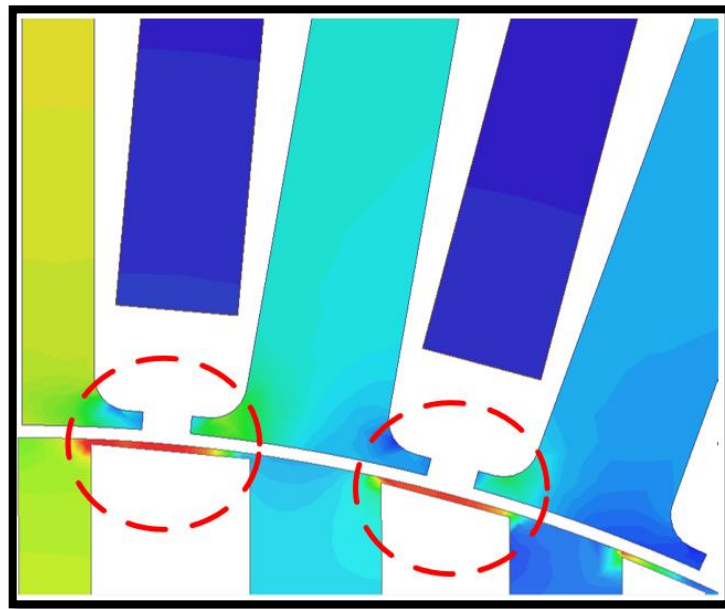
Figura 2.8. Evolución del rotor de reluctancia variable a través de los años, topologías desarrolladas por: (a) y (b) Kostko [7], (c) P. J. Lawrenson [33], (d) y (e) W. Fong [34], (f) A. J. Cruickshank [35], (g) Nagrial et al. [22] y (h) Vagati [23].

Los tipos más comunes de imanes permanentes empleados son los de Neodimio (NdFeB) y los de ferrita. Las propiedades magnéticas de estos imanes están en función de la densidad de flujo remanente, la fuerza de coercitividad (campo de desmagnetización proporcional a la corriente de desmagnetización) y la temperatura.



(a)

(b)



(c)

Figura 2.9. Geometría de la máquina síncrona de reluctancia variable: (a) estructura de rotor convencional, (b) estructura con imanes permanentes insertados en el rotor, (c) Saturación de densidad de flujo magnético en los puentes magnéticos del rotor.

2.6. Tipos de laminación en el rotor.

Existen principalmente dos tipos de técnicas de laminación en los rotores de reluctancia variable: 1) laminación transversal (forma convencional (Figura 2.10)) [36]-[38], en la cual las laminaciones pueden ser producidas mediante máquinas de corte láser y herramientas de perforación, y 2) laminación axial (Figura 2.11), en la cual las láminas son montadas axialmente a lo largo del eje de la flecha. Teóricamente, este método incrementa la relación de saliencia lograda por las laminaciones transversales [39]. Este tipo de laminación se logra usando tiras fijas de hierro separadas por finas capas de material aislante [40].

De acuerdo con Vagati [38], la mejor manera de manufacturar las laminaciones es del tipo transversal. Estas láminas se pueden perforar con métodos convencionales, el proceso de montaje es sencillo y constante, se puede lograr la inserción de imanes permanentes y también se puede dar ángulo de inclinación (skew) al rotor.

Por otra parte, teóricamente las estructuras de rotor axial logran una relación de saliencia mayor. Sin embargo, esto es válido sólo para estructuras con dos polos [38]. Mientras que, para un mayor número de polos, Bianchi [41] demuestra que, debido a los efectos de saturación, la estructura ideal debe tener una relación variable entre las profundidades de las estructuras magnéticas y no magnéticas, lo que reduce la relación de saliencia.

En conclusión, las dificultades para la producción de rotores laminados axialmente son las siguientes:

- *Cada segmento de laminación tiene diferente diseño y dimensión.

- *El espesor del aislamiento entre segmentos debe variar entre capas.

- *No hay posibilidad de dar ángulo de inclinación al rotor.

- *La circunferencia del rotor debe maquinarse después de que se montan las laminaciones, lo cual puede cambiar las propiedades del material e incrementar las pérdidas en el hierro [42].



Figura 2.10. Estructura de rotor laminado transversalmente [43].

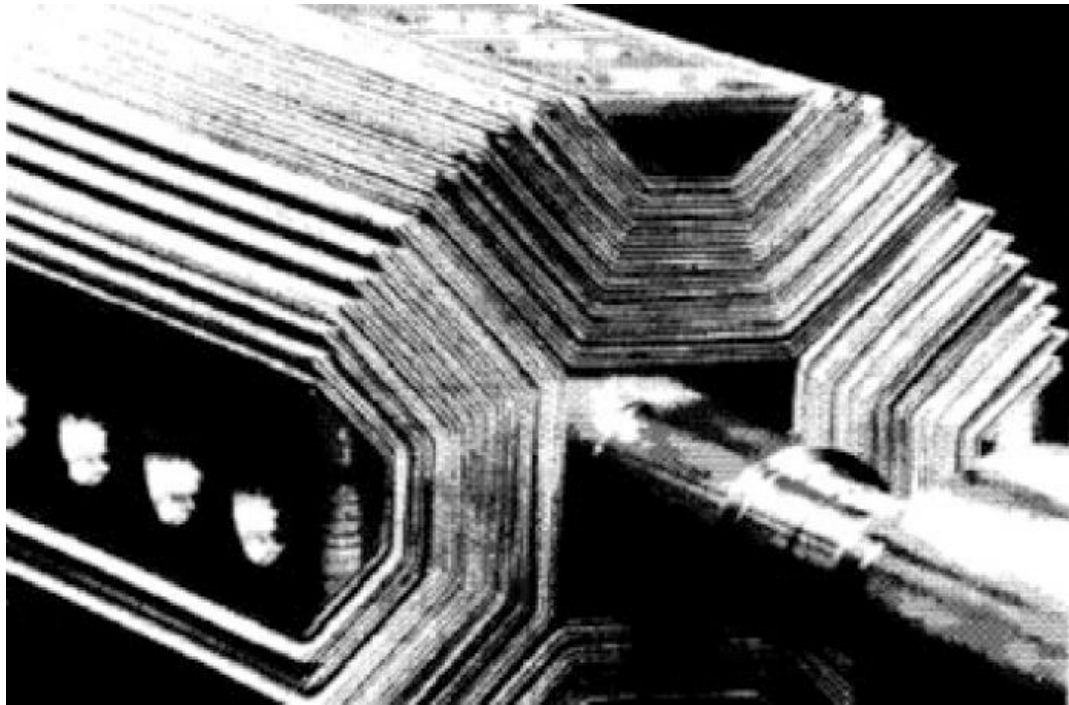


Figura 2.11. Estructura de rotor laminado axialmente [40].

Debido a la reacción magnética del rotor a los armónicos de las ranuras del estator, los dos tipos de laminaciones, la transversal y la axial presentan problemas con el rizo en el par electromagnético, lo cual lleva a la necesidad de dar un ángulo de inclinación o sesgado al rotor para reducir este rizo [44].

Como se mencionó anteriormente, las laminaciones transversales pueden ser fácilmente sesgadas, mientras que, para las laminaciones axiales, la única opción es dar un ángulo de inclinación a las laminaciones del estator. Otra de las desventajas de las laminaciones axiales es que éstas presentan mayores pérdidas en el hierro en comparación con las laminaciones transversales. Esto puede ser explicado de diferentes maneras: Maronghiu y Vagati [37] sugieren que estas pérdidas son debidas a las oscilaciones del flujo en cada diente del estator. Una explicación diferente se presenta en [45], en donde se plantea que las pérdidas son causadas por las corrientes de Eddy en el rotor.

Las razones citadas anteriormente son suficientes para preferir las laminaciones de tipo transversal en este tipo de máquinas.

De acuerdo con Bianchi [32] y Pellegrino [46], existen múltiples parámetros que definen la estructura básica del rotor de reluctancia variable. Algunos de estos parámetros son: barreras de flujo (cavidades de aire en el eje q del rotor), segmentos o portadores de flujo magnético (posicionadas alternadamente entre las barreras de flujo), puentes (terminaciones de las barreras de flujo, cuya posición angular en el entrehierro son claves para minimizar el rizado en el par electromagnético y las pérdidas en el hierro) y finalmente, los postes (refuerzos de acero entre los segmentos).

En este trabajo de tesis se optó por diseñar las barreras de flujo con el rotor laminado transversalmente usando la metodología descrita en [47].

Capítulo 3.

Metodología de diseño de una máquina síncrona de reluctancia variable.

3.1. Introducción.

En este capítulo se describen las ecuaciones para el diseño de una máquina síncrona de reluctancia variable de 900 Watts. Se ha empezado por el dimensionado del estator, a partir de las ecuaciones derivadas de la potencia a la cual se desea diseñar la máquina [48], para luego dar paso al diseño del rotor. Cabe mencionar que los parámetros principales de diseño como cargas eléctricas y magnéticas están basados en los requerimientos de diseño de máquinas eléctricas reportados en [48]-[51]. De acuerdo a la literatura de las máquinas de reluctancia variable, éstas son mecánicamente más seguras cuando cuentan con 4 polos en el rotor debido a su estructura, es por ello que en esta tesis se considera el diseño de un rotor de 4 polos a 900 rpm.

3.2. Diseño y dimensionado del estator.

Los principales parámetros de diseño que se utilizaron para dimensionar la máquina se muestran en la Tabla 3.1, los cuales están basados en los estándares IEC – 90S y IE3 referentes a la eficiencia para máquinas de inducción. Ambos estándares especifican para este tipo de máquina un entrehierro de 0.5 a 0.7 milímetros. En la Figura 3.1 se muestran las principales dimensiones de la máquina, como son el diámetro interno del estator (D), el diámetro interno del rotor (D_r) y la longitud axial (L).

Tabla 3.1. Principales parámetros de diseño.

Parámetro	Valor
Potencia nominal	900 W
Tensión (L-L)	220 V
Velocidad nominal	900 rpm
Carga magnética (B_g)	0.85 T
Polos/ranuras	4/36
Densidad de corriente (δ)	5 A/mm ²
Factor de potencia (f.p)	0.8
Eficiencia (η)	85%
Entrehierro (g)	0.35 mm
Tipo de laminación	M22-24 G
Resistividad del cobre	$2.3 \times 10^{-8} \Omega m$

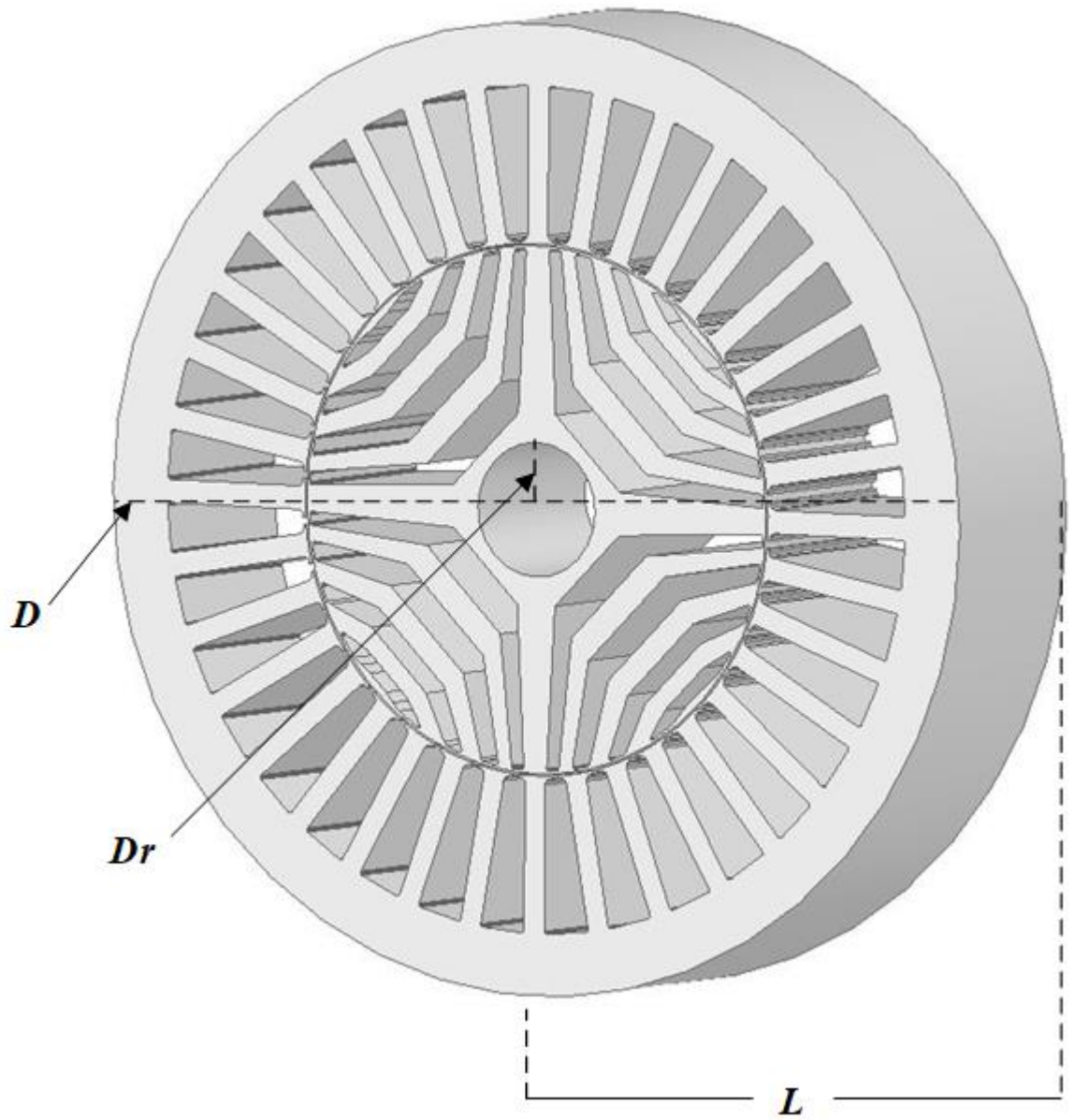


Figura 3.1. Principales dimensiones de la máquina.

La densidad o carga magnética (B_g) se refiere al flujo magnético alrededor de la periferia del estator en el entrehierro, mientras que la densidad eléctrica (ac) se refiere al número total de Ampere-vueltas alrededor de una armadura o estator. Estos valores pueden ser preseleccionados como un primer parámetro de diseño de acuerdo con el tipo de material empleado para la construcción de la máquina. También se consideran los siguientes factores: potencia (S), elevación de temperatura (T), coeficiente de enfriamiento (Ce), voltaje (V), tamaño de la máquina y densidad de corriente (δ) [48].

La ecuación de salida relaciona la densidad magnética con la eléctrica y la velocidad. En el caso de los motores de inducción cuyos estatores son los recomendados para las máquinas de reluctancia variable debido a la similitud de su rotor con los rotores tipo jaula de ardilla. Para llevar a cabo su análisis es necesario definir los siguientes conceptos:

La potencia en kVA de la máquina es:

$$S = \frac{\text{Potencia (kW)}}{(f.p.)(\eta)} \quad (3.1)$$

La frecuencia está dada por:

$$f = \frac{(p)(N_s)}{2} \quad (3.2)$$

donde N_s es la velocidad síncrona en revoluciones por segundo y p es el número de polos.

El coeficiente de salida está definido como:

$$C_o = (11)(B_g)(Kw)((ac)(10^{-3})) \quad (3.3)$$

donde Kw es el factor de devanado que se obtiene multiplicando los factores de distribución (Kd) y de paso (Kp):

$$Kw = (Kp)(Kd) \quad (3.4)$$

donde Kd representa la relación entre el voltaje generado o inducido por un conductor en cada ranura y la cantidad de volts por fase. Este factor se calcula de la siguiente forma:

$$Kd = \frac{\text{Sen}\left(\frac{(q)(\sigma)}{2}\right)}{(q)\left(\text{Sen}\left(\frac{\sigma}{2}\right)\right)} \quad (3.5)$$

donde

$$q = \frac{\text{Número de ranuras}}{(\text{polos})(\text{fases})} \quad (3.6)$$

El ángulo entre ranuras (σ) se obtiene como:

$$\sigma = \frac{360^\circ}{(\text{Número de ranuras})(2)} \quad (3.7)$$

El factor de paso (Kp) se relaciona con el ángulo eléctrico que abarcan las bobinas y se calcula como:

$$Kp = (\text{Sen})\left(\frac{\text{Grados eléctricos por bobina}}{2}\right) \quad (3.8)$$

donde

$$\text{Grados eléctricos por ranura} = \frac{(180^\circ)(\text{Número de polos})}{\text{Número total de ranuras}} \quad (3.9)$$

$$Kp = \text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (3.10)$$

donde α es el ángulo de desfase entre los voltajes inducidos en ambos lados de la ranura.

La densidad eléctrica (ac) se calcula como:

$$ac = \frac{T}{(\rho)(\delta)(Ce)} \quad (3.11)$$

donde T es la temperatura máxima de operación de los conductores de cobre, ρ es la resistividad del cobre a la temperatura de operación y Ce es el coeficiente de enfriamiento, el cual tiene un valor de 0.03.

La obtención del diámetro (D) y longitud axial (L) del estator se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$(D^2)(L) = \frac{S}{(C_o)(N_s)} \quad (3.12)$$

Para fines de diseño D y L se deben separar los valores D y L . Para esto, es necesario considerar varios factores dependiendo el tipo de máquina que se desee. Estas características están influenciadas por la relación L/τ , es decir, por la relación L/D para un número dado de polos.

El paso polar τ se obtiene como:

$$\tau = \frac{p}{(\pi)(D)} \quad (3.13)$$

Los factores que tienen influencia sobre esta selección son los siguientes:

- 1.- Para el criterio de costo mínimo se tiene la relación: $L/\tau = 1.5$ a 2.0 .
- 2.- Para un buen factor de potencia (f.p.): $L/\tau = 1.0$ a 1.25 .
- 3.- Para una alta eficiencia (η): $L/\tau = 1.5$.
- 4.- Para un buen diseño global: $L/\tau = 1.0$.

Tomando como referencia lo anterior, y asumiendo un $L/\tau = 1.0$, se puede obtener de la formulación anterior la siguiente expresión:

$$L/(\pi)(D)/p = 1 \quad (3.14)$$

$$L/D = \frac{(1)(\pi)}{p}$$

Sustituyendo valores reales y teniendo que:

$$(D^2)(L) = x ; \frac{L}{D} = y \quad (3.15)$$

$$L = (D)(y)$$

$$(D^3)(y) = z \quad (3.16)$$

$$D^3 = \frac{z}{y} = v \quad (3.17)$$

$$D = \sqrt[3]{v} \quad (3.18)$$

Para los cálculos de los devanados del estator, el flujo por polo se obtiene con la siguiente expresión:

$$\phi M = (B_g)(L)(\tau) \quad (3.19)$$

El número de espiras por fase se calcula como:

$$N_e = \frac{E}{(4.44)(f)(\phi M)(KW)} \quad (3.20)$$

En donde E es el voltaje del estator por fase.

La corriente se calcula de la siguiente manera:

$$I_s = \frac{(S)(1000)}{(3)(E)} \quad (3.21)$$

La sección del conductor de cobre será (en mm^2):

$$a_s = \frac{I_s}{\delta} \quad (3.22)$$

El número de ranuras en el estator se puede obtener mediante la siguiente expresión:

$$s = (\text{No. de fases})(\text{No. de polos})(3) \quad (3.23)$$

El paso de ranura en el estator es:

$$Y_s = \frac{(\pi)(D)}{s} \quad (3.24)$$

El número total de conductores en el estator esta dado por:

$$Z_e = (6)(N_e) \quad (3.25)$$

El número de conductores por ranura se expresa como:

$$Z_r = \frac{Z_e}{s} \quad (3.26)$$

El número de bobinas para máquinas con ranuras semicerradas se puede expresar como:

$$\text{Número de bobinas} = \frac{s}{2} \quad (3.27)$$

Para un entrehierro deseado de 0.35 mm y un paso polar (τ) como el calculado anteriormente, la relación de inductancia magnetizante del eje d del estator (k_{dm1}) y la relación de inductancia magnetizante del eje q (k_{qm1}), se seleccionan los valores de 0.955 y 0.055, respectivamente, de acuerdo con las gráficas mostradas en [52].

La inductancia de dispersión (L_1) se asume igual a la inductancia magnetizante (L_{qm}).

El cálculo para la relación de saliencia de la máquina se calcula con la siguiente expresión:

$$\left(\frac{L_d}{L_q}\right) = \frac{L_{dm}+L_1}{L_{qm}+L_1} \approx \frac{L_{dm}+L_{qm}}{(2)(L_{qm})} \approx \frac{k_{dm1}+k_{qm1}}{(2)(k_{qm1})} \quad (3.28)$$

donde:

$$k_{dm1} = \frac{L_{dm}}{L_m}$$

$$k_{qm1} = \frac{L_{qm}}{L_m}$$

Dada la carga magnética (B_g) de 0.85 T, las densidades de flujo en el entrehierro en los ejes d y q se pueden calcular con las siguientes expresiones:

$$B_{1dm} = \frac{B_g}{\sqrt{1 + \left(\frac{k_{qm1}^2}{k_{dm1}^2}\right)\left(\frac{L_d}{L_q}\right)}} \quad (3.29)$$

$$B_{1qm} = \sqrt{B_g^2 - B_{1dm}^2} \quad (3.30)$$

El paso de ranura de estator está dado por:

$$\tau_s = \frac{\tau}{(3)(q)} \quad (3.31)$$

En la Figura 3.2 se muestran las principales dimensiones marcadas del estator, las cuales se calculan mediante las siguientes ecuaciones.

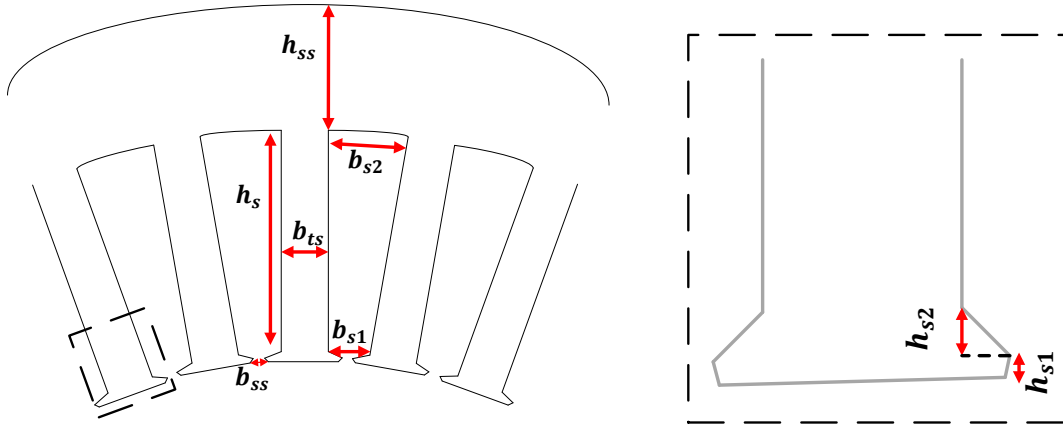


Figura 3.2. Principales dimensiones del estator.

Para calcular la medida de la anchura de los dientes del estator se utiliza la siguiente fórmula:

$$b_{ts} = (B_g) \left(\frac{\tau_s}{B_{ts}} \right) \quad (3.32)$$

en donde B_{ts} se considera como dos veces el valor de B_{1dm} , los valores de h_{s1} y h_{s2} se ajustan a un valor de 0.5 mm y 1 mm, respectivamente, mientras que la anchura interna de la ranura puede calcularse como sigue:

$$b_{s1} = \frac{\pi(D+(2)(g+h_{s1}+h_{s2}))}{(6)(P)(q)} - b_{ts} \quad (3.33)$$

La anchura exterior de la ranura se calcula con la siguiente expresión:

$$b_{s2} = \frac{(\pi)((D)+(2)(g+h_{s1}+h_{s2}+h_s))}{(6)(P)(q)} - b_{ts} \quad (3.34)$$

El área de la ranura se puede calcular como:

$$A_s = \frac{(h_s)((b_{s1}+b_{s2}))}{2} \quad (3.35)$$

El valor de h_s se puede ajustar arbitrariamente para evitar saturación en el estator y alojar el número de vueltas calculado para las bobinas de cada fase.

Finalmente, la anchura del yugo (h_{ss}) del estator se puede calcular asumiendo el doble de la densidad del flujo B_g como B_{ss} para relacionarlo como muestra la siguiente expresión:

$$h_{ss} = \left(\frac{B_g}{B_{ss}}\right) \left(\frac{\tau}{\pi}\right) = \frac{\tau}{(2)(\pi)} \quad (3.36)$$

Para calcular la longitud de las terminales de los devanados se emplea la siguiente expresión:

$$l_f = (\pi) \left(\frac{\tau}{2}\right) \quad (3.37)$$

Una vez calculada la longitud axial del estator (L) y l_f se puede calcular la longitud total de la bobina por ranura como sigue:

$$l_c = (2)(L + l_f) \quad (3.38)$$

Por último, se obtiene el valor de la dimensión del diámetro exterior del estator con la siguiente ecuación:

$$D_o = D + ((2)((h_{s1} + h_{s2} + h_s + h_{ss}))) \quad (3.39)$$

En la Tabla 3.2 se muestran los valores calculados de las principales medidas del estator.

Tabla 3.2. Parámetros del estator.

Parámetro	Valor (mm)
L	73.9518
D	94.1582
D_o	160.6977
b_{ts}	4.1692
b_{s1}	4.3705
b_{s2}	7.8611
b_{ss}	2.2
h_s	20
h_{ss}	11.7697
h_{s1}	0.5
h_{s2}	1

3.3. Diseño y dimensionado del rotor.

Para el diseño y dimensionado del rotor de la máquina síncrona de reluctancia variable, se partió de la teoría establecida en [47], la cual consiste en dimensionar y posicionar los segmentos y las barreras de flujo en el rotor. Esto se logra mediante una fuerza magnetomotriz generada en los devanados del estator aplicada en el eje q de la máquina en por unidad (p.u.), así como haciendo uso de los ángulos de control para posicionar las barreras de flujo y así mitigar el rizo producido en el torque electromagnético.

El primer paso es establecer el número de barreras de flujo en el rotor, lo cual se puede lograr en función del número de polos p y el número de ranuras en el estator q (3.41). Esto permite garantizar un buen funcionamiento de la máquina como se muestra en la Figura 3.3, donde las ranuras del estator y rotor coinciden.

$$q/p = \pm 2 \quad (3.40)$$

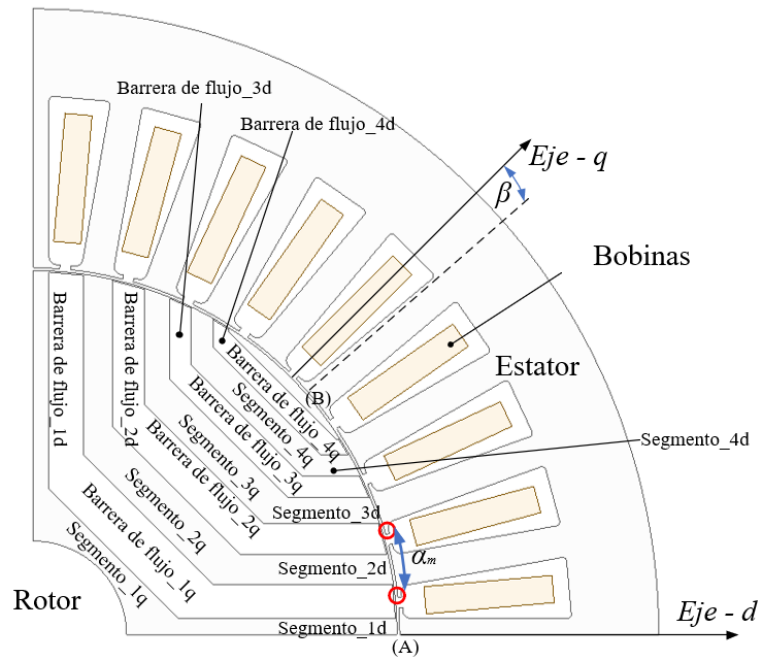


Figura 3.3. Principales componentes de la máquina síncrona de reluctancia variable [47].

El objetivo principal es encontrar una distribución óptima de las barreras de flujo del rotor para cada serie de los principales parámetros seleccionados. Estos parámetros son por ejemplo: la relación de aislamiento, en los ejes d y q , el número de barreras de flujo, el número de polos, los puntos finales de las barreras en el entrehierro, la distribución de las barreras y las ranuras del estator por polo por fase. Las variables intermedias son la posición y dimensión de las barreras de flujo magnético.

Para el dimensionado y posicionado de las barreras de flujo se tiene como consideración la aplicación de una fuerza magnetomotriz en p.u. producida por el estator en el eje d para los segmentos y en el eje q para las barreras de flujo.

Para posicionar los puntos finales de las barreras en el entrehierro dos suposiciones son consideradas: 1) dimensión de ranura de rotor constante (apertura de barrera en el entrehierro), y 2) un punto extra imaginario para el último segmento (S_{k+1}), punto (B).

Para tener un grado extra de libertad para los puntos finales de la posición para cada número de barreras (k), el ángulo del punto (B) desde el eje q (β) puede ser considerado como otro parámetro de diseño. Con este parámetro los puntos finales pueden ajustarse para un cierto número de barreras, y así poder controlar el rizo del par electromagnético.

Las ecuaciones que describen el dimensionado de los segmentos y barreras de flujo se describen a continuación. Así como las matrices necesarias para obtener los valores en mm de acuerdo con la medida del rotor.

$$\alpha_m = \frac{\left(\frac{\pi}{(2)(p)}\right) - \beta}{k + \frac{1}{2}} \quad (3.41)$$

En donde α_m es el ángulo de paso de la ranura del rotor, como una función del número de barreras k , pares de polos p , y un ángulo flotante β .

El cálculo de anchura de los segmentos en el eje d del rotor se obtiene como:

$$f_{dh} = \frac{\int \frac{\left(\frac{(2)(h-1)}{2}\right)(\alpha_m)}{\left(\frac{(2)(h-3)}{2}\right)(\alpha_m)} \cos((p)(\alpha))d}{\alpha_m} = \frac{\text{sen}\left((p)\left(\frac{(2)(h-1)}{2}\right)(\alpha_m)\right) - \text{sen}\left((p)\left(\frac{(2)(h-3)}{2}\right)(\alpha_m)\right)}{(p)(\alpha_m)} \quad h = 1, \dots, k \quad (3.42)$$

$$f_{dk+1} = \frac{\int \frac{\frac{\pi}{(2)(p)}}{\left(\frac{(2)(k-1)}{2}\right)(\alpha_m)} \cos((p)(\alpha))d}{\alpha_m + \beta} = \frac{1 - \text{sen}\left((p)\left(\frac{(2)(k-1)}{2}\right)(\alpha_m)\right)}{(p)(\alpha_m + \beta)} \quad (3.43)$$

$$\frac{(2)(S_1)}{S_2} = \frac{f_{d1}}{f_{d2}} \quad \text{y} \quad \frac{S_h}{S_{h+1}} = \frac{f_{dh}}{f_{dh+1}} \quad h = 2, \dots, k \quad (3.44)$$

$$\sum_{h=1}^{k+1} S_h = ly = \frac{\left(\frac{D}{2} - \frac{DRI}{2} - g\right)}{1 + k_{wq}} \quad (3.45)$$

$$k_{wq} \triangleq \frac{\text{aire total}}{\text{material total}} \Big|_{\text{sobre eje } q} = \frac{la}{ly} = \frac{\left(\frac{D}{2} - \frac{DRI}{2} - g\right) - \sum_{h=1}^{k+1} S_h}{\sum_{h=1}^{k+1} S_h} \quad (3.46)$$

en donde f_d es la anchura de los segmentos sobre el eje d .

Cálculo de la anchura de los segmentos en el eje q :

$$f_{q1} = 0 \quad h = 2, \dots, k \quad (3.47)$$

$$f_{qh} = \frac{\int_{\left(\frac{(2)(h-3)}{2}\right)(\alpha_m)}^{\left(\frac{(2)(h-1)}{2}\right)(\alpha_m)} \text{sen}((p)(\alpha)) d\alpha}{\alpha_m} = \frac{\cos\left((p)\left(\frac{(2)(h-3)}{2}\right)(\alpha_m)\right) - \cos\left((p)\left(\frac{(2)(h-1)}{2}\right)(\alpha_m)\right)}{(p)(\alpha_m)} \quad (3.48)$$

$$f_{qk+1} = \frac{\int_{\left(\frac{(2)(k-1)}{2}\right)(\alpha_m)}^{\frac{\pi}{2}} \text{sen}((p)(\alpha)) d\alpha}{\alpha_m + \beta} = \frac{\cos\left((p)\left(\frac{(2)(k-1)}{2}\right)(\alpha_m)\right)}{(p)(\alpha_m + \beta)} \quad (3.49)$$

Las diferencias de fuerzas magnetomotrices (fmm) sobre cada segmento se describen como sigue:

$$\Delta f_1 = f_{q2} - f_{q1} = \frac{\frac{\cos((p)(\alpha_m))}{2} - \frac{\cos((3)(p)(\alpha_m))}{2}}{(p)(\alpha_m)} \quad h = 3, \dots, k \quad (3.50)$$

$$\Delta f_{h-1} = f_{qh} - f_{qh-1} = \frac{\cos\left((p)\left(\frac{(2)(h-3)}{2}\right)(\alpha_m)\right) - \cos\left((p)\left(\frac{(2)(h-1)}{2}\right)(\alpha_m)\right) - \cos\left((p)\left(\frac{(2)(h-5)}{2}\right)(\alpha_m)\right)}{p\alpha_m} \quad (3.51)$$

$$\Delta f_k = f_{qk+1} - f_{qk} = \frac{((2)(\alpha_m) + \beta) \cos\left((p)\left(\frac{(2)(k-1)}{2}\right)(\alpha_m)\right) - (\alpha_m + \beta) \cos\left((p)\left(\frac{(2)(k-3)}{2}\right)(\alpha_m)\right)}{(p)(\alpha_m)(\alpha_m + \beta)} \quad (3.52)$$

Por otra parte, para una distribución óptima de las barreras de flujo se puede escribir:

$$\frac{W_{1h}}{W_{1h+1}} = \left(\frac{\Delta f_h}{\Delta f_{h+1}} \right)^2 \quad h = 1, \dots, k-1 \quad (3.53)$$

La relación de aislamiento para las barreras de flujo en el eje q se puede usar de una manera similar a la de los segmentos, de la siguiente forma:

$$\sum_{h=1}^k W1_h = la = \frac{\left(\frac{D}{2} - \frac{DRI}{2} - g\right)}{1 + \frac{1}{k_{wq}}} \quad (3.54)$$

donde $W1_h$ es la anchura de las barreras de flujo en el eje d .

En este caso el ángulo de paso de ranura (α_m) cambia para no depender más de β , resultando la siguiente expresión:

$$\alpha'_m = \frac{\pi}{\frac{(2)(p)}{k+1}} \quad (3.53)$$

La longitud disponible en el eje d del rotor con esto ha cambiado, por lo que para calcular esta longitud total disponible se tiene:

$$ld \triangleq \left(\frac{D}{2} - g\right) \left(\text{sen} \left(\left(\frac{\pi}{(2)(p)} - \frac{(3)(\alpha'_m)}{4} \right) \right) \right) \quad (3.54)$$

Asumiendo que las barreras en el eje d deben ser proporcionales en dimensiones respecto a las del eje q , se obtiene que:

$$\frac{Wh_d}{W(h+1)_d} \Big|_{\text{eje-d}} = \frac{W1_h}{W1_{h+1}} \Big|_{\text{eje-q}} \quad h = 1, \dots, k-1 \quad (3.55)$$

Lo que lleva a la siguiente expresión para obtener la anchura en el eje d de todas las barreras de flujo en el rotor:

$$\sum_{h=1}^k Wh_d = lad = \frac{ld}{1 + \frac{1}{k_{wd}}} = \frac{\left(\frac{D}{2} - g\right) \left(\text{sen} \left(\frac{\pi}{(2)(p)} - \frac{(3)(\alpha'_m)}{4} \right) \right)}{1 + \frac{1}{k_{wd}}} \quad (3.56)$$

donde:

$$k_{wd} \triangleq \frac{\text{aire total}}{\text{material total}} \Big|_{\text{en el eje-d}} = \frac{lad}{ld - lad} = \frac{\sum_{h=1}^k Wh_d}{ld - \sum_{h=1}^k Wh_d} \quad (3.57)$$

3.4. Solución de las ecuaciones para obtener las medidas de los segmentos y barreras de flujo del rotor.

Reacomodando las ecuaciones presentadas anteriormente para los ejes d - q del rotor y resolviéndolas como un sistema de ecuaciones lineales se puede obtener el valor de las dimensiones de las barreras de flujo desconocidas (n_b) como [53]:

$$(\mathbf{G})(\mathbf{W}) = \mathbf{H} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & -\left(\frac{\Delta f_1}{\Delta f_2}\right)^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -\left(\frac{\Delta f_2}{\Delta f_3}\right)^2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & -\left(\frac{\Delta f_{n_b-1}}{\Delta f_{n_b-1}}\right)^2 \end{pmatrix}_{(n_b \times n_b)}$$

$$\mathbf{W} = (W_{b1} \cdots W_{bnb})_{(n_b \times 1)}^T$$

$$\mathbf{H} = (la \ 0 \ \cdots \ 0)_{(n_b \times 1)}^T$$

Mientras que, para calcular la anchura de los segmentos, se resuelve el siguiente sistema de ecuaciones lineales:

$$(\mathbf{F})(\mathbf{S}) = \mathbf{D} \quad (3.60)$$

$$\mathbf{S} = (S_1 \ \cdots \ S_{nb+1})_{(n_b+1 \times 1)}^T$$

$$\mathbf{D} = (la + ly \ 0 \ \cdots \ 0)_{(n_b+1 \times 1)}^T$$

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 + k_{wq} & 1 + k_{wq} & 1 + k_{wq} & \cdots & 1 + k_{wq} \\ 2f_{d2} & -f_{d1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & f_{d3} & -f_{d2}^2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & f_{dn_b+1} & -f_{dn_b} \end{pmatrix}_{(n_b+1 \times n_b+1)}$$

Capítulo 4. Análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable.

4.1. Las ecuaciones de Maxwell

El físico escocés James Clerk Maxwell (1831-1879) es reconocido como el fundador de la teoría electromagnética como la conocemos hoy en día, gracias a sus esfuerzos teóricos publicados en lo que se considera la primera teoría unificada de la electricidad y el magnetismo [54], [55].

Las leyes del electromagnetismo que Maxwell unificó en la forma de cuatro ecuaciones diferenciales parciales se presentan a continuación:

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v \quad (4.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{d\mathbf{B}}{dt} \quad (4.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{d\mathbf{D}}{dt} \quad (4.4)$$

donde \mathbf{D} es la densidad de flujo eléctrico (Coulomb/metro), ρ_v es la densidad volumétrica de carga (Coulomb/metro³), \mathbf{B} es la densidad de flujo magnético (Tesla), \mathbf{E} es la intensidad del campo eléctrico (Volt/metro), \mathbf{H} es la intensidad del campo magnético (Ampere/metro) y \mathbf{J} es la densidad de corriente (Ampere/metro²).

Asociada a las ecuaciones de Maxwell, implícitamente se encuentra también la denominada ecuación de continuidad:

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{d\rho_v}{dt} \quad (4.5)$$

Los conceptos de linealidad, isotropía y homogeneidad de un medio material aún se aplican para campos variantes en el tiempo; en un medio lineal, isotrópico y homogéneo caracterizado por σ , ε y μ , se tienen las siguientes relaciones constitutivas:

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (4.6)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (4.8)$$

donde ε es la permitividad, μ es la permeabilidad y σ es la conductividad. Estas relaciones describen las propiedades macroscópicas del medio, las cuales se definen como las relaciones entre las magnitudes de campo en base a las propiedades eléctricas y magnéticas de los materiales.

Para campos electromagnéticos estáticos, se obtiene el escalar de potencial eléctrico cómo:

$$V = \int_v \frac{(\rho_v)dv}{(4)(\pi)(R)} \quad (4.9)$$

El vector de potencial magnético vectorial como:

$$\mathbf{A} = \int_v \frac{(\mu J)dv}{(4)(\pi)(R)} \quad (4.10)$$

Para campos electromagnéticos variantes en el tiempo se tiene la siguiente relación:

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (4.11)$$

Combinando la expresión anterior con las ecuaciones de Maxwell resulta:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \mathbf{A}) \quad (4.12)$$

o

$$\nabla \times \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (4.13)$$

Debido a que el rotacional del gradiente de un campo escalar es igual a cero, la solución a la ecuación anterior es:

$$\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\nabla V \quad (4.14)$$

o

$$\mathbf{E} = -\nabla V - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (4.15)$$

De las ecuaciones (4.11) y (4.15), se pueden determinar los vectores de campo \mathbf{B} y \mathbf{E} , siempre que los potenciales \mathbf{A} y V sean proveídos. Sin embargo, aún se necesita encontrar algunas expresiones para \mathbf{A} y V similares a aquéllas en las ecuaciones (4.9) y (4.10) que son apropiadas para campos variantes en el tiempo. Sabemos que $\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v$ es válida para condiciones variantes en el tiempo.

4.2. El método del elemento finito

Debido al requerimiento de una mayor precisión durante el proceso de diseño y análisis de máquinas eléctricas como motores, generadores, transformadores, etc., se ha fomentado en años recientes el uso de modelos numéricos para el cálculo de campos eléctricos y magnéticos. Estos métodos numéricos se usan esencialmente para el cálculo de los campos electromagnéticos en base a las ecuaciones de Maxwell en las estructuras o dispositivos bajo estudio.

El método de elemento finito (MEF) es un método numérico poderoso que en los últimos años y gracias a los avances en la tecnología computacional ha adquirido un peso relevante en la investigación y en la industria. Esto debido a la precisión para predecir el comportamiento real de los modelos creados a partir de las ecuaciones de campo resueltas por este método. Algunas de las variables resaltables que son modeladas comprenden: los gradientes de campo, la fuerza de campo magnético, la saturación, etc., lo que permite también una reducción sustancial del número de prototipos. La formulación de las ecuaciones de campo que definen a un problema puede ser de mecánica, térmica o electromagnética. En esta tesis, las ecuaciones de campo formuladas y resueltas serán las de tipo electromagnético.

El MEF es una técnica numérica que permite obtener una solución de campo, incluso para campos variables en el tiempo y con materiales que son no homogéneos, anisotrópicos, o no lineales [56]-[70].

Generalmente, un problema de vector de campo es descrito como una ecuación diferencial, definida en un dominio o región de interés D , como:

$$L\phi(P, t) = f(P, t) \quad (4.16)$$

junto con las condiciones frontera, las cuales restringen los campos a lo largo del límite Γ del dominio bajo análisis. En la ecuación (4.16) L es un operador diferencial, ϕ es la función desconocida a ser determinada, y f es la función de fuerza. Esta ecuación muestra que f y ϕ son funciones de la posición en el espacio, $P(x, y, z)$, y del tiempo, t .

Generalmente, L es cualquier operador diferencial. Comúnmente, éste representa una operación lineal, satisfaciendo la propiedad aditiva y la propiedad de un producto por una constante.

En los problemas electromagnéticos, la ecuación (4.16) está en función de la ecuación de Poisson, de Laplace o de Helmholtz, en la cual ϕ es un escalar o un vector de campo. Como ejemplo, en el caso de un problema electrostático, ϕ indica el potencial eléctrico escalar V , y su distribución está descrita por la ecuación de Poisson. La función de fuerza es la distribución de la densidad de carga libre $f = \rho$. Entonces, la ecuación (4.17) puede ser reescrita como:

$$-\nabla \cdot (\epsilon \nabla V) = \rho \quad (4.17)$$

en la cual es considerado un medio no homogéneo, por lo que la permitividad eléctrica ϵ puede no ser constante. Así, el operador diferencial L se puede expresar como:

$$L = -\nabla \cdot (\epsilon \nabla V) \quad (4.18)$$

El problema de campo admite una solución no sólo si la ecuación diferencial que describe su distribución es conocida en todos los puntos del dominio D , sino también si la función desconocida ϕ es dada sobre la frontera o límite Γ del mismo dominio D . Además,

se puede verificar que, una vez que la solución ha sido encontrada, esta solución es única (teorema de unicidad).

Las condiciones que expresan el comportamiento de la función ϕ sobre Γ son llamadas condiciones de frontera. Entre estas condiciones se puede asignar una condición de Dirichlet, la cual es dada cuando un valor de ϕ es asignado sobre la frontera Γ , o bien una condición de Neumann, la cual es dada cuando un valor de la derivada de ϕ normal a la frontera Γ es asignado. Además, también condiciones de periodicidad pueden ser asignadas, imponiendo valores iguales de ϕ en diferentes partes de la frontera Γ .

Si dejamos que Γ_1 sea una porción de la frontera Γ , las condiciones de Dirichlet pueden ser:

1. Condiciones homogéneas (condición de frontera del primer tipo):

$$\phi = 0 \quad \text{sobre } \Gamma_1 \quad (4.19)$$

2. Condición no homogénea:

$$\phi = f \quad \text{sobre } \Gamma_1 \quad (4.20)$$

Si se deja Γ_2 ser la porción restante total de la frontera Γ , las condiciones de Neumann pueden ser:

1. Condiciones homogéneas (condiciones de frontera del segundo tipo):

$$\frac{\partial \phi}{\partial n} = 0 \quad \text{sobre } \Gamma_2 \quad (4.21)$$

2. Condiciones homogéneas (condiciones de frontera del segundo tipo):

$$\frac{\partial \phi}{\partial n} + k\phi = 0 \quad \text{sobre } \Gamma_2 \quad (4.22)$$

3. Condiciones no homogéneas:

$$\frac{\partial \phi}{\partial n} + k\phi = \phi_g \quad \text{sobre } \Gamma_2 \quad (4.23)$$

El MEF se basa esencialmente en la subdivisión del dominio o región de interés en un número fijo de subdominios llamados elementos finitos, y en las ecuaciones de campo que son aplicadas en cada uno de ellos. A diferencia de algunos métodos numéricos de análisis de problemas de campo como son el variacional o de Rayleigh-Ritz y el residual o de Galerkin en donde las funciones de interpolación v_i son definidas en el dominio entero D , en el método de elemento finito estas funciones son definidas solamente en cada subdominio. Debido a las pequeñas dimensiones de estos subdominios, la función ϕ es aproximada por funciones de interpolación simples cuyos coeficientes son cantidades desconocidas. La solución del problema de campo es obtenida cuando estos coeficientes desconocidos son encontrados.

El análisis por MEF consiste de los siguientes pasos:

1. Discretización del dominio: El dominio o región de interés es dividido en subdominios; caracterizados por ser de dimensiones reducidas.
2. Selección de la función de interpolación: La función v_i es seleccionada considerando dimensiones pequeñas de los subdominios, la cual puede ser muy simple.
3. Formulación del sistema para resolver el problema de campo: El sistema de ecuaciones representando la solución de campo es desarrollado indiferentemente por medio del método de Galerkin o de Rayleigh-Ritz.
4. Solución del problema: La solución se obtiene resolviendo el sistema de ecuaciones.

1. Discretización del dominio:

El primer paso del método del elemento finito es dividir el dominio. El dominio entero D es subdividido en N_m elementos D_m ($m = 1, 2, 3, \dots, N_m$). La forma de realizar esta subdivisión afecta la precisión de la solución. Además, esto influye en el espacio de memoria requerida de la computadora. En problemas de una dimensión, el dominio es una curva y cada subdominio es un segmento como se muestra en la Figura 4.1 (a). La conexión de diferentes segmentos formará la curva original. En problemas de dos

dimensiones, el dominio es una superficie y cada subdominio es un polígono, usualmente un triángulo o un rectángulo, como se muestra en la Figura 4.1 (b). En problemas de tres dimensiones, el dominio es un volumen y cada subdominio es un tetraedro, un prisma triangular, o un sólido rectangular, como se muestra en la Figura 4.1 (c).

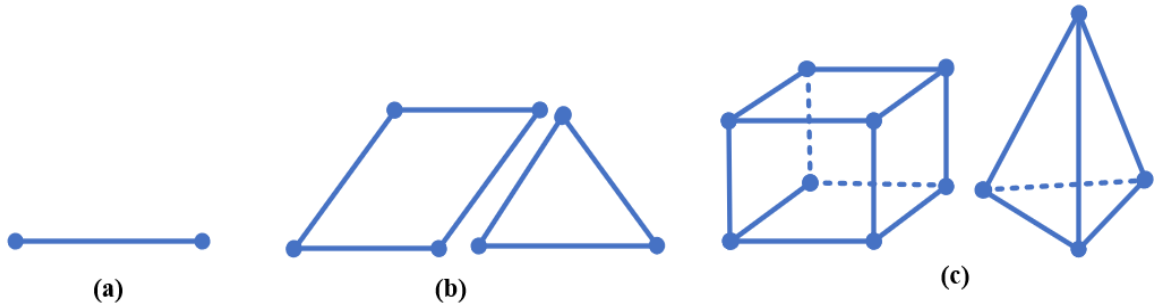


Figura 4.1 Elementos finitos en (a) una dimensión, (b) dos dimensiones, (c) tres dimensiones.

2. Selección de la función de interpolación:

El segundo paso consiste en la selección de la función de interpolación para aproximar la función desconocida en cada elemento. Si se selecciona un elemento polinomial de primer orden, entonces se usa una interpolación lineal. Con un elemento polinomial de segundo orden, se emplea una interpolación cuadrática. Un elemento polinomial de mayor orden también puede usarse para alcanzar una mayor precisión en la interpolación. Sin embargo, se emplea poco porque requiere de una formulación más. Una vez seleccionado el orden del polinomio, la solución desconocida en cada elemento se puede expresar como:

$$(\Phi_m)(x, y, z, t) = \sum_{j=1}^n \Phi_{mj} v_{mj}(x, y, z, t) \quad (4.24)$$

donde n es el número de nodos del elemento, Φ_{mj} es el valor de Φ en el j -ésimo nodo del m -ésimo elemento, y v_{mj} es la función de interpolación referida al j -ésimo nodo del m -ésimo elemento. El orden más alto de la función define el orden del elemento.

3. Formulación del sistema para resolver el problema de campo:

Para resolver el problema de campo, los valores de Φ_{mj} tienen que ser calculados en los nodos de cada elemento. Para esto es necesario preparar un sistema de ecuaciones, cuya solución corresponde a los valores Φ_{mj} . Para desarrollar este sistema, tanto el método variacional como el método residual pueden ser adoptados y aplicados a cada elemento. En el caso del método de Galerkin, la integral del residuo se hace igual a cero. Para el m-ésimo elemento, las m integrales están dadas por:

$$R_{im} = \int_{\tau} (v_i)((L\Phi_m)(-f_m))d\tau$$

$$= \int_{\tau} (v_i)(L)(\sum_{j=1}^n(\Phi_{mj})(v_{mj}))d\tau - \int_{\tau} (v_i)(f_m) d\tau \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.25)$$

Aplicando la ecuación (4.25) para todos los N_m elementos que forman el dominio, y considerando las relaciones que enlazan a los elementos adyacentes, se obtiene un sistema del siguiente tipo:

$$[SS][\emptyset] - [T] = 0 \quad (4.26)$$

El cual es formado por N_n ecuaciones, con N_n desconocidos Φ_j .

En el caso del método de Rayleigh-Ritz, el funcional es dado por:

$$F(\emptyset^*) = \sum_{m=1}^M F(\emptyset_m^*)$$

$$= \sum_{m=1}^M \left[\frac{1}{2} \int_{\tau} (\emptyset_m^*)(L_m^*)d\tau - \frac{1}{2} \int_{\tau} (f_m)(L_m^*)d\tau \right] \quad (4.27)$$

En forma matricial se expresa como:

$$F(\emptyset^*) = \frac{1}{2} [\emptyset]^t [SS] [\emptyset] - [\emptyset]^t [T] \quad (4.28)$$

Este sistema puede implementarse poniendo la condición estacionaria para la función, es decir, igualar a cero todas las derivadas parciales con respecto a Φ_j en la ecuación (4.28):

$$\frac{\partial(F)}{\partial(\Phi_j)} = 0 \quad j = 1, 2, 3, \dots, N \quad (4.29)$$

Con lo que un sistema de N_n ecuaciones igual al de la ecuación (4.26) es obtenido. Sin embargo, usando el método variacional, la matriz $[SS]$ es simétrica.

4. Solución del problema:

Una vez que el sistema (4.24) es desarrollado, es posible calcular los valores Φ_i en los N_n nodos del dominio. El sistema de ecuaciones resultante puede ser resuelto por medio de algoritmos numéricos convencionales. Como la matriz $[SS]$ contiene varios ceros, existen algoritmos adecuados para resolver rápidamente este tipo de sistema.

La Figura 4.2 muestra el mallado en 2 y 3 dimensiones de la cuarta parte de la geometría del estator de una máquina síncrona de reluctancia variable.

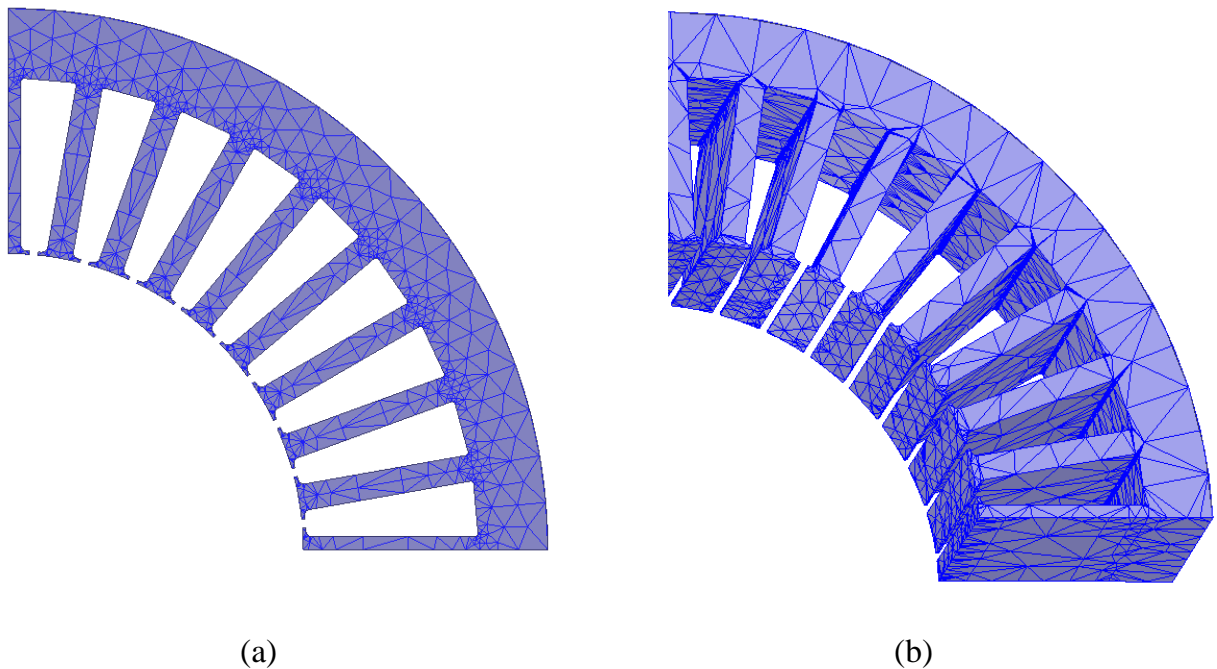


Figura 4.2. Mallado de una máquina síncrona de reluctancia variable en (a) dos dimensiones y (b) tres dimensiones.

4.3. Parametrización del modelo numérico del generador síncrono de reluctancia.

Un estudio analítico de la máquina síncrona de reluctancia variable permite realizar un análisis intuitivo sobre el comportamiento de la máquina ante diferentes condiciones de operación. En el capítulo 2, las relaciones matemáticas para obtener el modelo de la máquina síncrona de reluctancia fueron desarrolladas. Sin embargo, los efectos del ranurado y de la saturación fueron despreciados al calcular la ecuación del par electromagnético.

Por otra parte, en la vida real la máquina síncrona de reluctancia posee distintos elementos como múltiples barreras de flujo en el rotor, puentes y segmentos magnéticos, lo que la convierte en una estructura no lineal. Es por esta razón que, si se desea llevar a cabo en un futuro la construcción de uno o varios prototipos, un estudio mediante el método del elemento finito debe ser utilizado para simular con mayor detalle el comportamiento de la máquina.

La parametrización es un proceso numérico que cambia los parámetros de entrada por pasos predefinidos (ecuación paramétrica). Este proceso no es de optimización, pero se puede utilizar para comprender el dominio de entrada, y así poder ver en donde se encuentran las mejores características de la máquina. La parametrización puede tener múltiples entradas, pero debe considerarse que mientras más entradas tenga más repetitivo será el proceso de computación. Estas entradas pueden estar en función de las dimensiones de la máquina.

Una vez calculados los parámetros de la máquina síncrona de reluctancia se procede a realizar la parametrización en el software de elemento finito Ansys Maxwell [71]. Este proceso consiste en asignar variables a las dimensiones del estator del generador (Figura 4.3) para tener un control sobre las variables de diseño del rotor, y así poder hacer su optimización. Los cálculos para determinar las dimensiones descritas en el capítulo 3 se realizaron en el software matemático de Maplesoft Maple [72].

En las Tablas 4.1 y 4.2, se muestran las dimensiones de las barreras de flujo y los segmentos del rotor calculados en los ejes d y q . En la Tabla 4.3 se muestran los principales parámetros de las bobinas del estator.

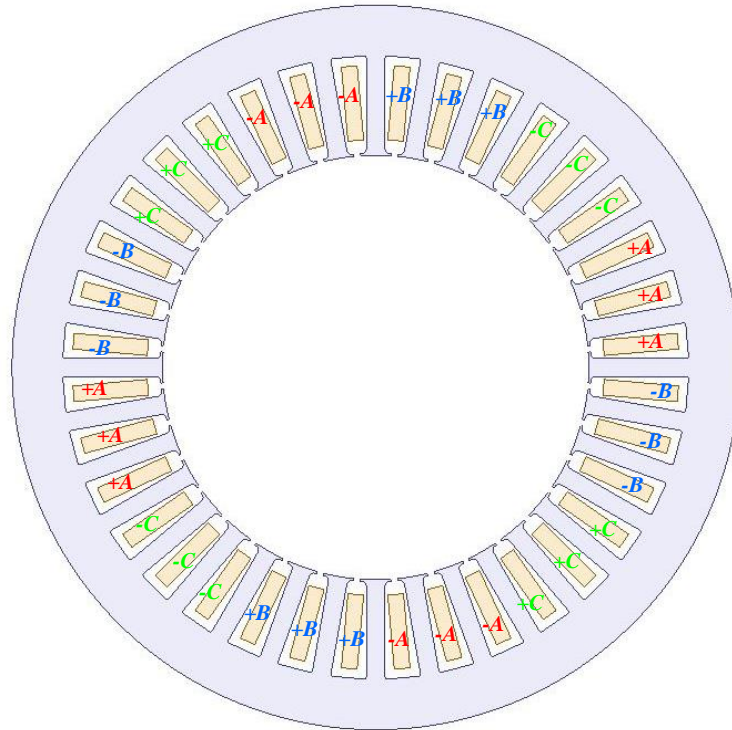


Figura 4.3. Configuración de la conexión de las bobinas del estator.

Tabla 4.1. Dimensiones de los segmentos y barreras de flujo en el rotor en el eje d .

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
$Segmento_{1d}$	2.2494	$Barrera\ de\ flujo_{1d}$	5.0950
$Segmento_{2d}$	4.3108	$Barrera\ de\ flujo_{2d}$	4.2790
$Segmento_{3d}$	3.7625	$Barrera\ de\ flujo_{3d}$	2.9139
$Segmento_{4d}$	2.8998	$Barrera\ de\ flujo_{4d}$	2.2043

Tabla 4.2. Dimensiones de los segmentos y barreras de flujo en el rotor en el eje q .

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
$Segmento_{1q}$	2.7526	$Barrera\ de\ flujo_{1q}$	6.2890
$Segmento_{2q}$	5.2678	$Barrera\ de\ flujo_{2q}$	5.2508
$Segmento_{3q}$	4.5759	$Barrera\ de\ flujo_{3q}$	3.5249
$Segmento_{4q}$	3.4894	$Barrera\ de\ flujo_{4q}$	2.4746

Tabla 4.3. Principales parámetros de las bobinas del estator.

Parámetro	Valor
<i>Resistencia</i>	11.6016 Ω
<i>Inductancia</i>	0.01724 H
<i>Número de vueltas</i>	108
<i>Calibre de conductor</i>	21 AWG

4.4 Análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable.

Para el diseño, análisis y construcción de dispositivos electromagnéticos como son motores, transformadores, actuadores y generadores síncronos, es necesario el cálculo preciso de cantidades de campo como la densidad y la intensidad del campo magnético. Esto con el objetivo de lograr una simulación y resultados confiables de los dispositivos analizados en 2 y 3 dimensiones.

Para realizar el análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable es necesario llevar a cabo los siguientes pasos descritos en [73], los cuales pueden ser aplicados para el análisis de cualquier dispositivo electromagnético.

1. Pre-Procesamiento
2. Procesamiento
3. Post - Procesamiento

En la Figura 4.4 se muestra un diagrama detallado de estos pasos.

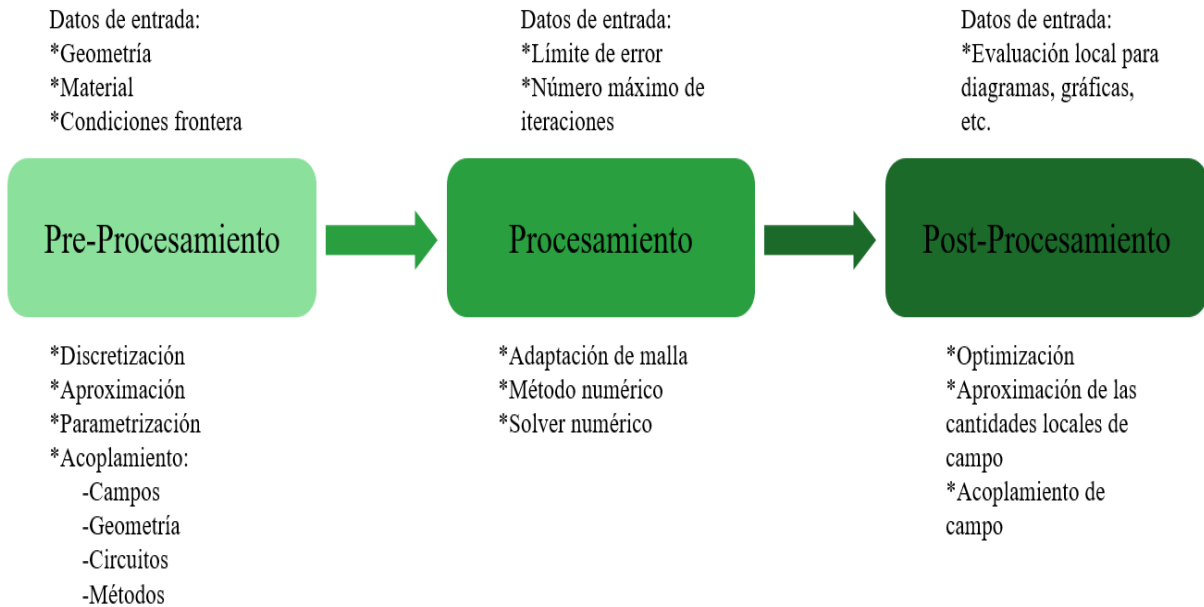


Figura 4.4. Pasos para el análisis de electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable usando el MEF [73].

En el pre-procesamiento se define el problema y se prepara para ser resuelto, mientras que el procesamiento entrega la solución numérica del problema físico y en el post-procesamiento la solución obtenida es preparada para calcular las cantidades de campo requeridas. Las diferentes técnicas, estructuras de datos de entrada y algoritmos utilizados en cada paso difieren en cada análisis según los requerimientos del usuario.

En la Figura 4.5 se ilustran los pasos necesarios para efectuar el análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable operando en condiciones nominales.

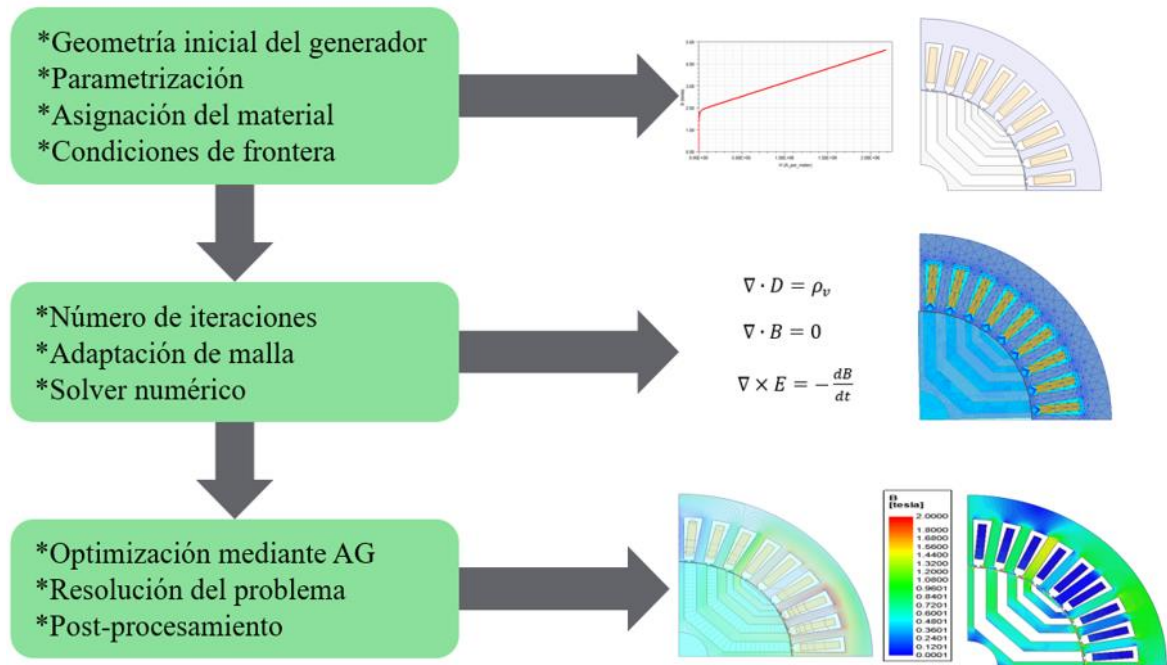
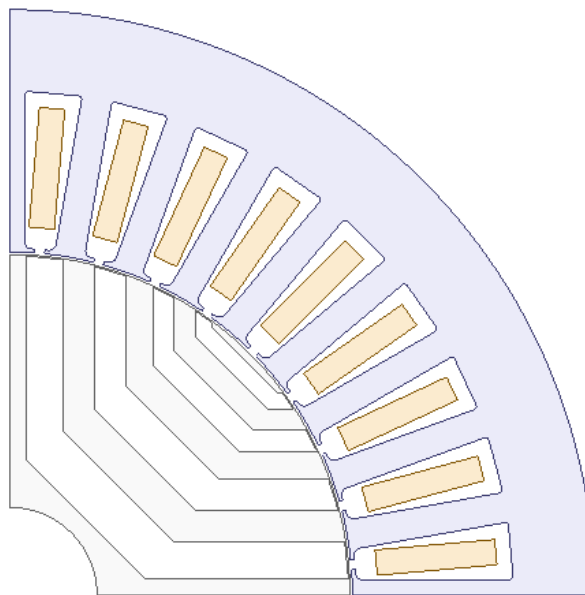
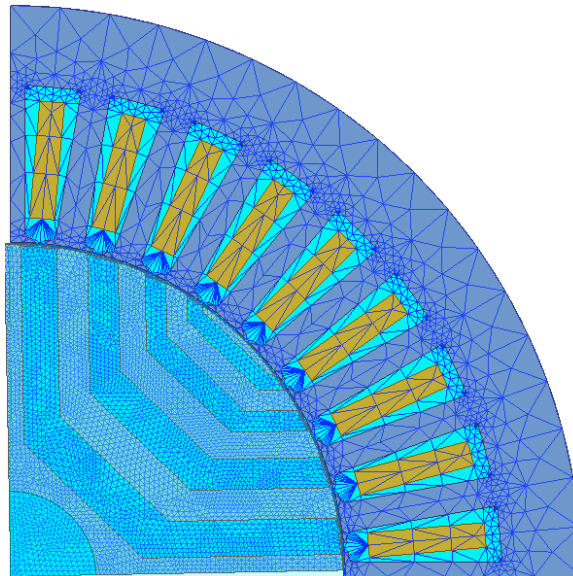


Figura 4.5. Pasos para el análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia variable.

La Figura 4.6 (a) muestra la cuarta parte de la geometría del generador síncrono de reluctancia variable con las dimensiones de los segmentos y barreras de flujo del rotor inicial. En la Figura 4.6 (b) se puede observar el mallado de la geometría en **2D**.



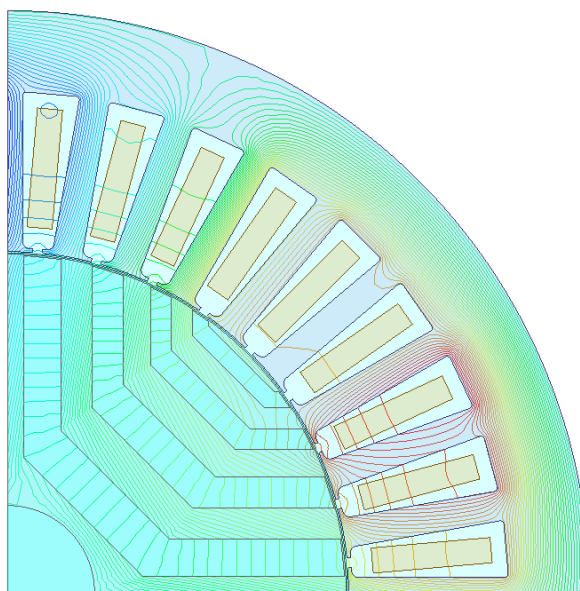
(a)



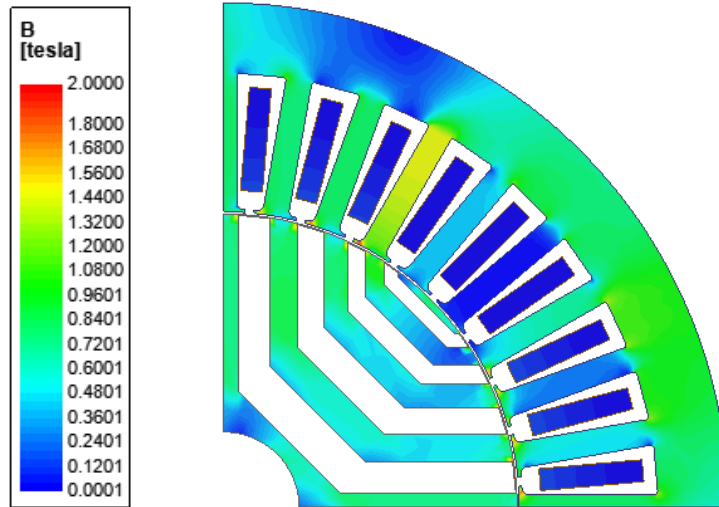
(b)

Figura 4.6. Generador síncrono de reluctancia variable (a), Mallado (b).

La Figura 4.7 ilustra las líneas y la densidad de flujo magnético en el generador cuando opera en condiciones nominales de carga.



(a)



(b)

Figura 4.7. Geometría del generador síncrono de reluctancia en condiciones de carga nominal: (a) líneas de flujo magnético y (b) densidad de flujo magnético.

Las Figuras 4.8 y 4.9 muestran los voltajes y las corrientes del generador operando a carga nominal.

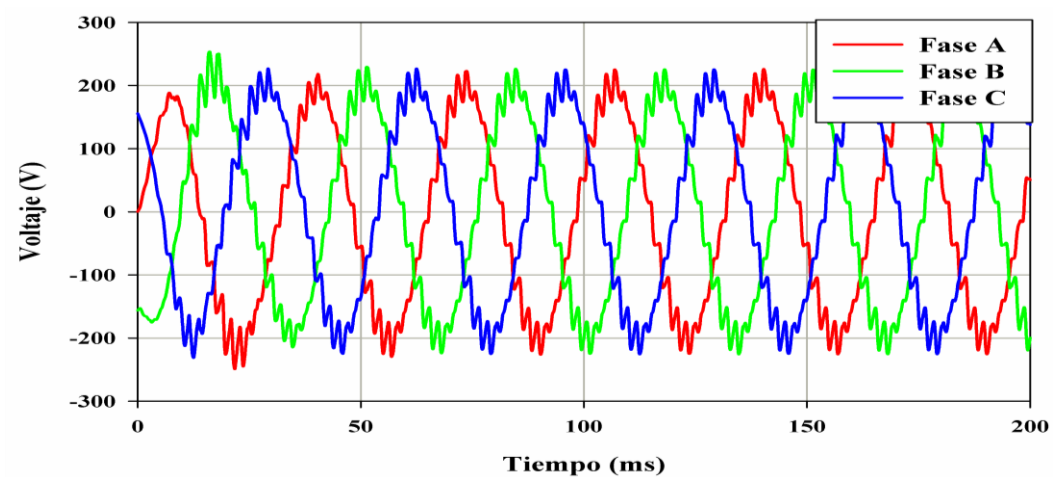


Figura 4.8. Voltajes inducidos en los conductores del estator.

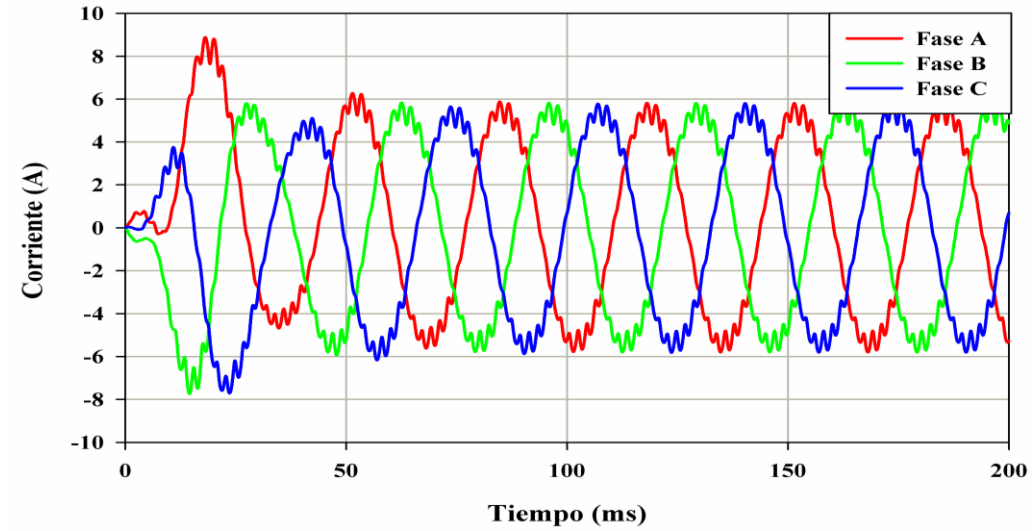


Figura 4.9. Corrientes en los conductores del estator.

La Figura 4.10 muestra los enlaces de flujo magnético del generador en condiciones de carga nominal. La Figura 4.11 muestra el par electromagnético con un alto nivel de rizado.

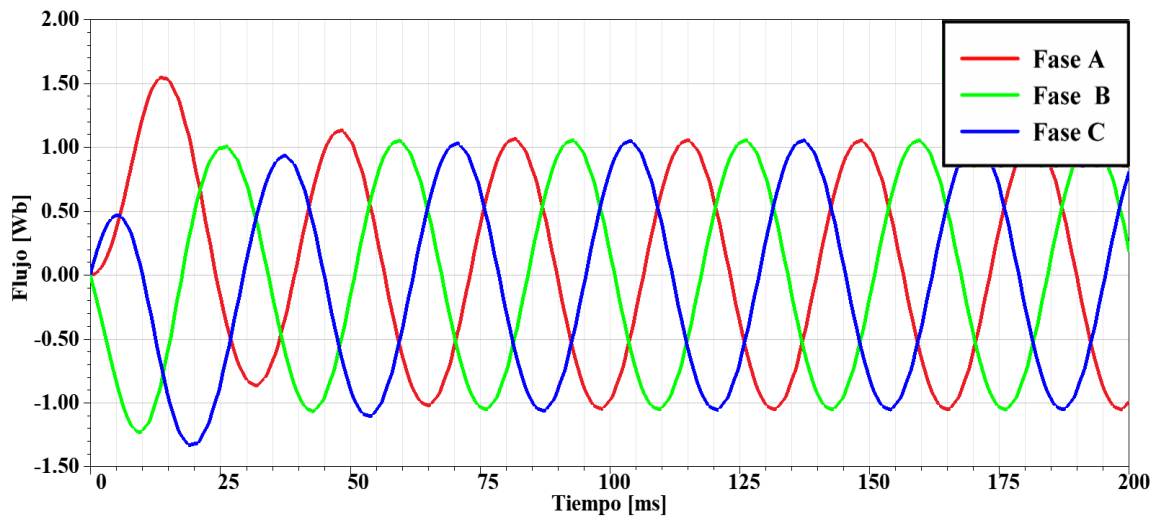


Figura 4.10. Enlaces de flujo magnético.

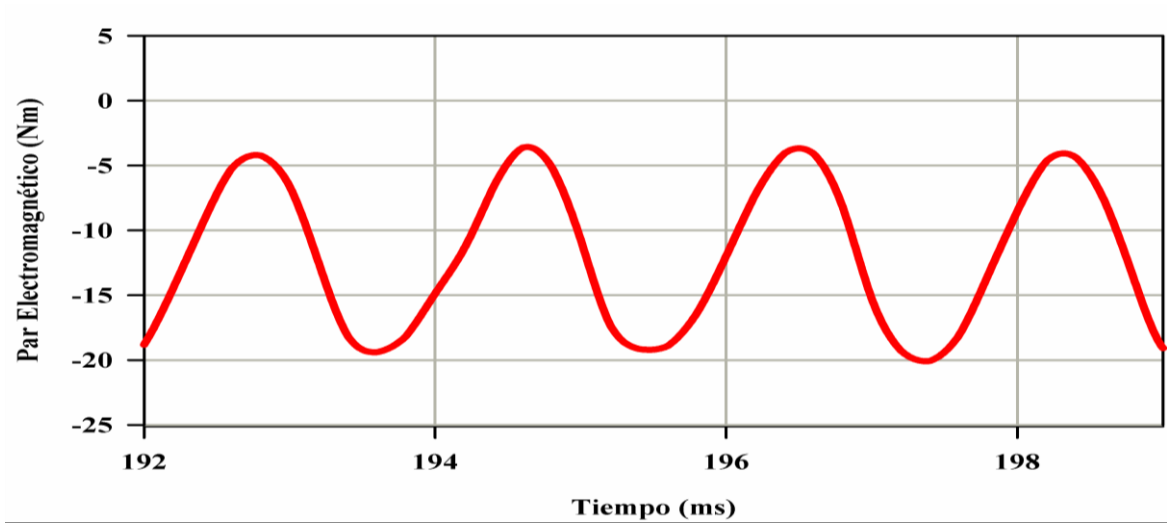


Figura 4.11. Par electromagnético.

Capítulo 5.

Optimización del generador síncrono de reluctancia variable.

5.1. Algoritmos genéticos

La optimización matemática es el proceso para obtener el mejor resultado bajo restricciones definidas en el diseño y la construcción de sistemas o dispositivos.

En este trabajo de tesis, el método que se utilizó para realizar la optimización del generador síncrono de reluctancia variable fue el de algoritmos genéticos, el cual está basado en los principios de la genética y la selección natural. Los elementos básicos de la genética (reproducción, cruza y mutación) se utilizan en los procedimientos de búsqueda genética [74]. Estos algoritmos genéticos difieren de los métodos tradicionales de optimización en los siguientes aspectos:

- * Una población de puntos (vector de diseño) se usa al inicializar el proceso en vez de un solo punto de diseño. Si el número de variables de diseño es n , usualmente el tamaño de la población se considera de $2n$ a $4n$. Esto debido a que varios puntos se usan como candidatos de solución. En los algoritmos genéticos es menos probable que se queden en un óptimo local.

- * Los algoritmos genéticos usan solo valores de la función objetivo. Las derivadas no son usadas en el proceso de búsqueda.

- * En los algoritmos genéticos las variables de diseño se representan como cadenas de variables binarias que corresponden a los cromosomas en la genética natural. Por lo tanto, el método de búsqueda es naturalmente aplicable para resolver problemas de programación entera y discreta.

- * Los valores de la función objetivo corresponden a un vector de diseño que juega el rol de la naturaleza genética.

* En cada nueva generación, un nuevo sistema de cadenas es producido utilizando una selección y cruza aleatoria entre padres de la generación anterior.

En la Figura 5.1 se ilustra el ciclo continuo de la evolución artificial, la cual se basa en los principios de la evolución natural de Charles Darwin. El proceso de evolución comienza con soluciones aleatorias o inicializadas manualmente. El ciclo de evolución empieza recombinando dos o más soluciones con el operador de cruzamiento. Luego, la salida es mutada, y las mejores soluciones obtenidas son seleccionadas para la siguiente generación. Por último, se verifica si se ha logrado la condición establecida. De no ser así, el proceso de optimización continúa.

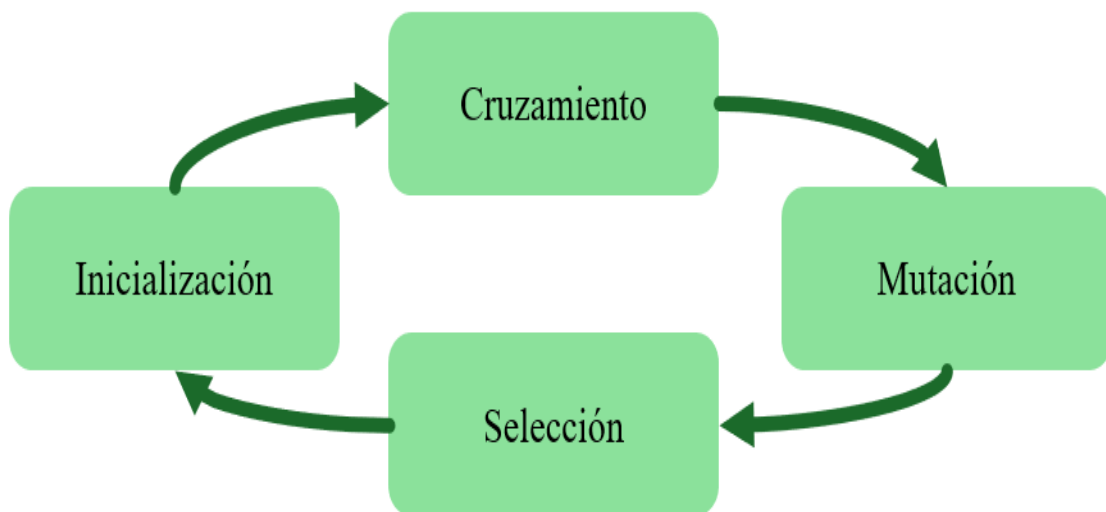


Figura 5.1. Ciclo de los algoritmos genéticos [75].

5.2. Metodología de la optimización del generador síncrono de reluctancia variable.

El primer paso para optimizar el diseño inicial del rotor del generador síncrono de reluctancia variable es definir una función objetivo y resolverla con algoritmos genéticos. La función de costo se define como la minimización de la ondulación del par electromagnético: [76].

$$\text{Min } T_{\text{rizo}}(\mathbf{x}) = (T_{\text{máx}}(\mathbf{x}) - T_{\text{mín}}(\mathbf{x})) / T_{\text{promedio}}(\mathbf{x}) \quad (5.1)$$

sujeta a:

$$\mathbf{x}_{\text{mín}} \leq \mathbf{x} \leq \mathbf{x}_{\text{máx}}$$

donde $T_{\text{máx}}$ es el par electromagnético máximo, $T_{\text{mín}}$ es el par electromagnético mínimo, T_{promedio} es el par electromagnético promedio, y \mathbf{x} es el vector de las variables de diseño indicadas en la Tabla 5.1, las cuales corresponden a los segmentos y a los anchos de las barreras de flujo del rotor en los ejes d - q . Los subíndices $\mathbf{x}_{\text{mín}}$ y $\mathbf{x}_{\text{máx}}$ indican los límites mínimos y máximos, respectivamente. Estos valores máximos fueron establecidos como la cantidad total de material y aire (suma total de segmentos y anchos de barreras de flujo) del rotor inicial a lo largo del eje d - q . El objetivo de este método basado (5.1), es modificar las dimensiones iniciales del rotor para que primero el rizado del par electromagnético disminuya y luego poder incorporar las bobinas de excitación externa. El procedimiento de diseño puede ser observado en el diagrama de flujo que se muestra en la Figura 5.2. Como se menciona en [75], la disminución del rizado del par, y mejora de la eficiencia del generador se logra optimizando estas variables del rotor.

El tiempo de cálculo de la optimización se redujo aprovechando la condición de periodicidad de la máquina eléctrica al modelar solo una cuarta parte de la geometría total del generador síncrono de reluctancia variable.

Tabla 5.1. Variables de diseño del rotor **del generador.**

VARIABLES DE DISEÑO	ROTOR INICIAL (mm)	VALORES MÁXIMOS (mm)	VALORES MÍNIMOS (mm)	VALORES ÓPTIMOS (mm)
<i>Segmento_{1d}</i>	2.2494	1.9300	2.2500	2.0638
<i>Segmento_{2d}</i>	4.3108	3.6860	4.3110	3.7318
<i>Segmento_{3d}</i>	3.7625	3.1750	3.7630	3.1909
<i>Segmento_{4d}</i>	2.8998	2.3770	2.9040	2.7402
<i>Barrera de flujo_{1d}</i>	5.0950	4.3540	5.0950	4.5237
<i>Barrera de flujo_{2d}</i>	4.2790	3.5990	4.2790	3.6526
<i>Barrera de flujo_{3d}</i>	2.9139	2.3570	2.9140	2.3890
<i>Barrera de flujo_{4d}</i>	2.2043	1.4600	2.2043	1.8193
<i>Segmento_{1q}</i>	2.7526	2.5100	2.7530	2.6491
<i>Segmento_{2q}</i>	5.2678	4.8845	5.2680	5.2003
<i>Segmento_{3q}</i>	4.5759	4.4970	4.8590	4.5637
<i>Segmento_{4q}</i>	3.4894	3.4890	3.8450	3.6282
<i>Barrera de flujo_{1q}</i>	6.2890	4.4520	6.2890	4.7438
<i>Barrera de flujo_{2q}</i>	5.2508	3.9850	5.2510	4.2164
<i>Barrera de flujo_{3q}</i>	3.5249	3.1510	3.5250	3.2003
<i>Barrera de flujo_{4q}</i>	2.4750	2.4750	5.9510	3.5419

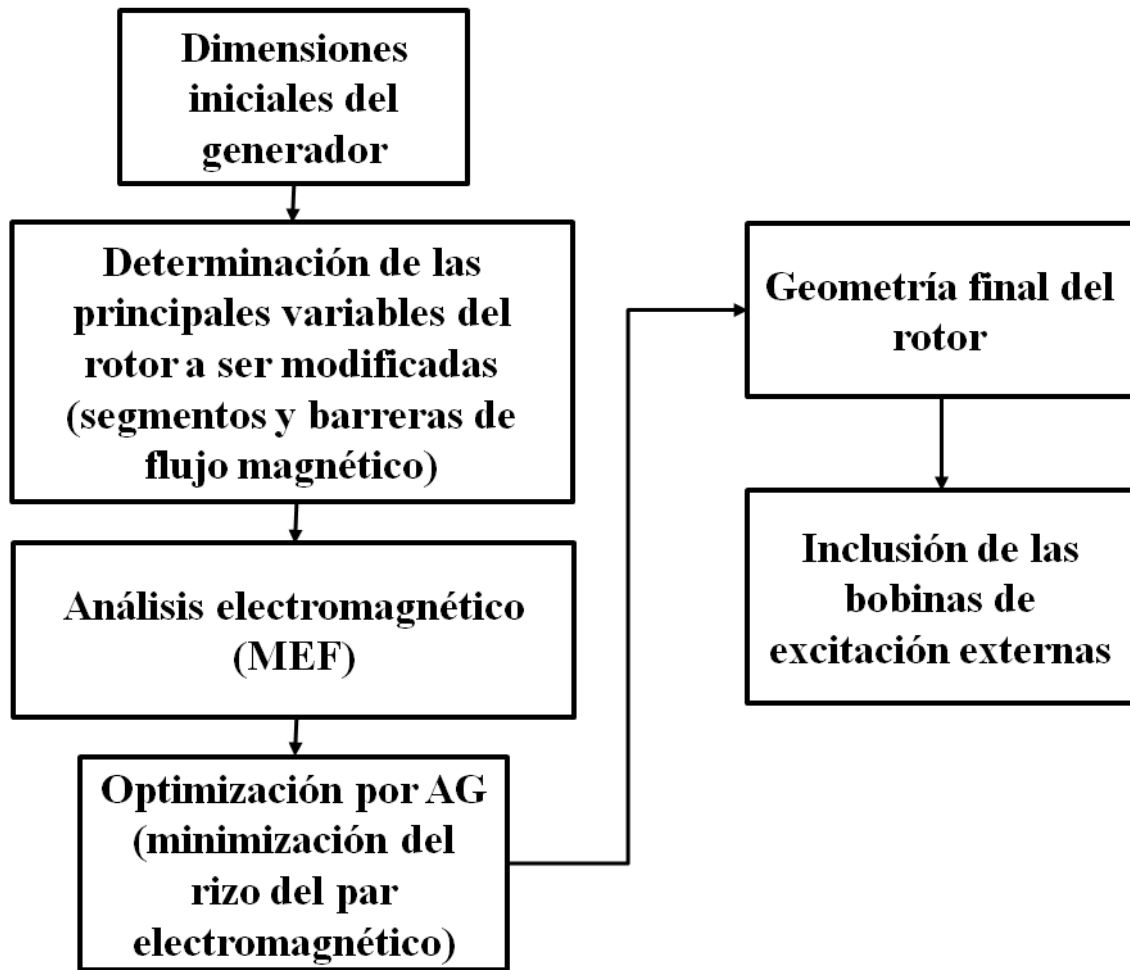


Figura 5.2. Metodología de diseño [78].

En este trabajo, el optimizador del algoritmo genético utilizado en el software de elementos finitos se sintonizó con los siguientes parámetros. Generaciones: un número máximo de 20 generaciones, padres: 20, tipo de cruce: cruce binario simulado, probabilidad de cruce de individuos: 1, tipo de mutación: mutación polinomial, probabilidad de mutación individual: 1, e hijos y supervivencias de Pareto front: 20. Esta sintonización resultó en 400 iteraciones para poder obtener los valores optimizados que se muestran en la Tabla 5.1.

Una vez optimizada la estructura inicial del rotor y utilizando las nuevas dimensiones, se modificó la nueva estructura de rotor en el eje q, lo que dio como resultado la estructura de rotor mostrada en la Figura 5.3 (b). Finalmente, para realizar el análisis electromagnético, Se utilizó el solucionador numérico transitorio de elementos finitos en 2D. Para esto se simularon diferentes escenarios en condiciones nominales de operación y se compararon las variables electromagnéticas de los tres modelos en los cuales se utilizaron las mismas dimensiones del estator.

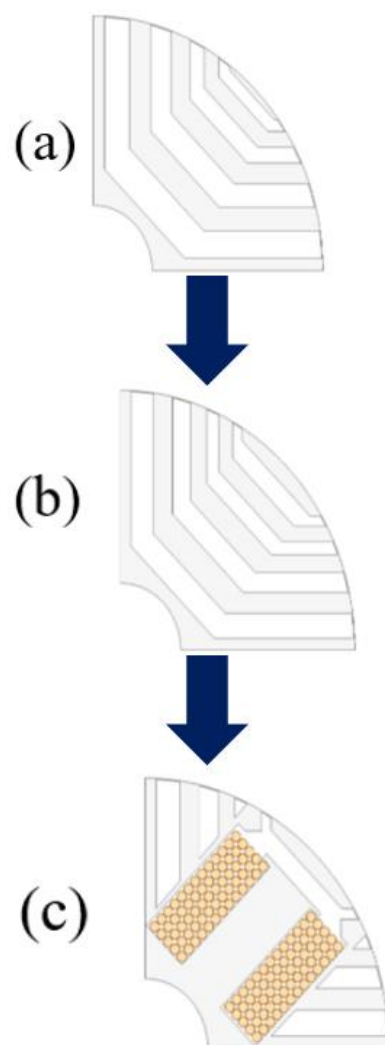
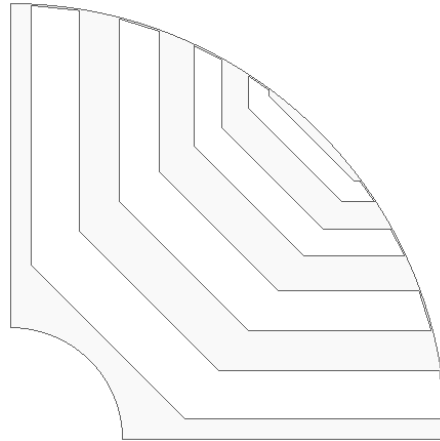


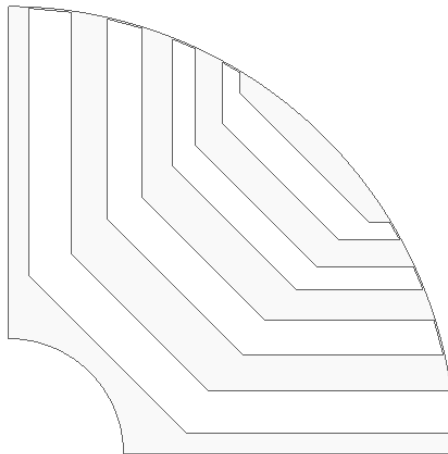
Figura 5.3. Estructuras del (a) rotor inicial, (b) rotor optimizado y (c) rotor con bobinas de excitación externa [78].

5.3. Análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia con la estructura de rotor optimizada.

La Figura 5.4 (b) muestra la cuarta parte de la geometría del generador síncrono de reluctancia variable con las dimensiones de los segmentos y barreras de flujo optimizadas.



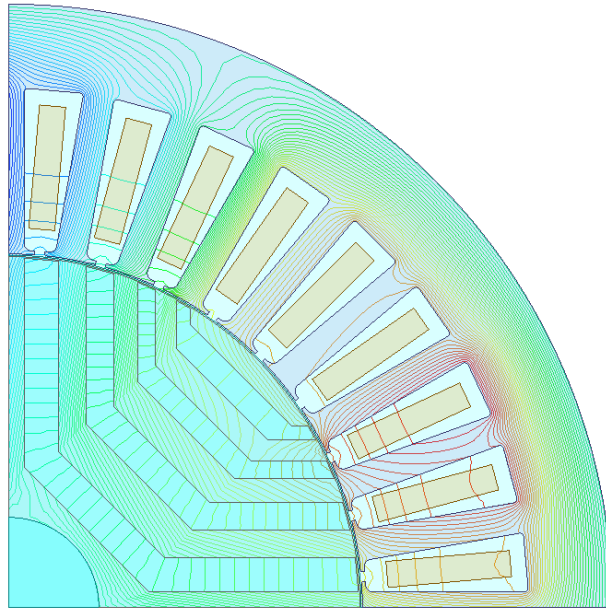
(a)



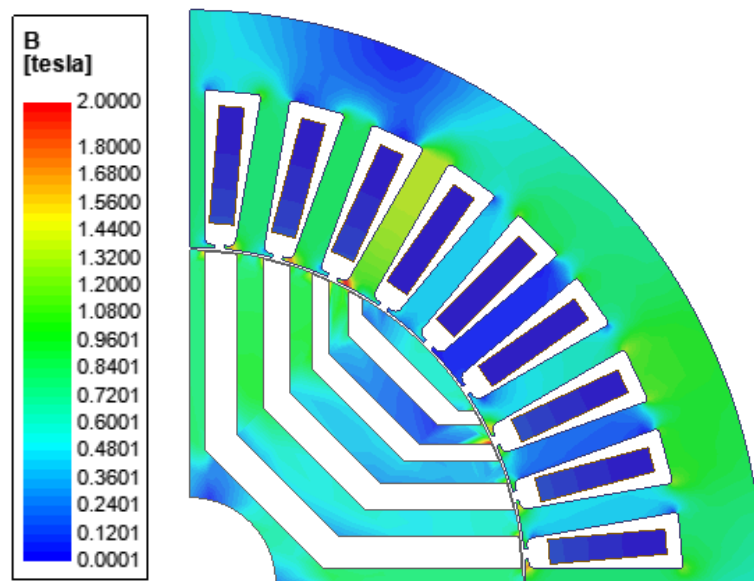
(b)

Figura 5.4. Estructuras de (a) rotor original y (b) rotor optimizado.

La Figura 5.5 ilustra las líneas y la densidad de flujo magnético en el generador operando en condiciones nominales de carga.



(a)



(b)

Figura 5.5. (a) Líneas de flujo magnético y (b) densidad de flujo magnético.

Los voltajes inducidos en los conductores y las corrientes en los devanados del estator se muestran en las Figuras 5.6 y 5.7, respectivamente.

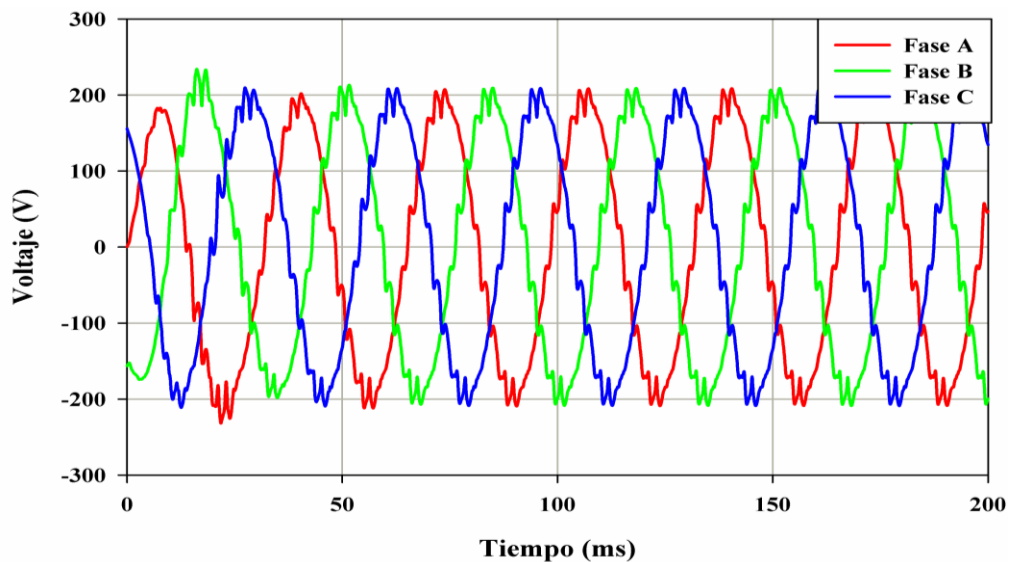


Figura 5.6. Voltajes inducidos en los conductores del estator.

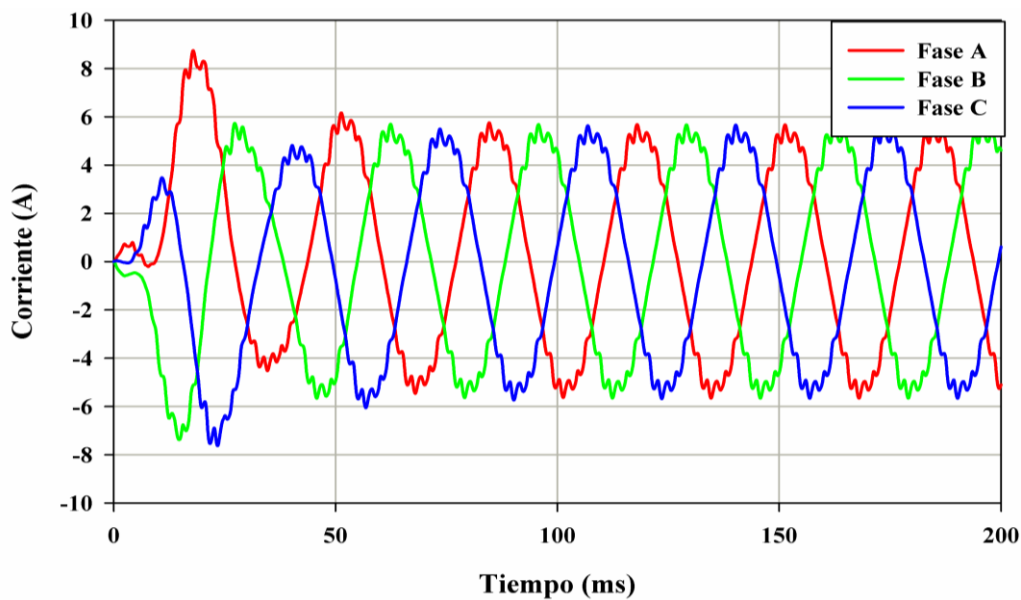


Figura 5.7. Corrientes en los devanados.

La Figura 5.8 muestra los enlaces de flujo magnético del generador operando en condiciones de carga nominal. La Figura 5.9 muestra el par electromagnético de la geometría del rotor optimizada, donde se puede apreciar una minimización del rizado con respecto al de la Figura 4.11.

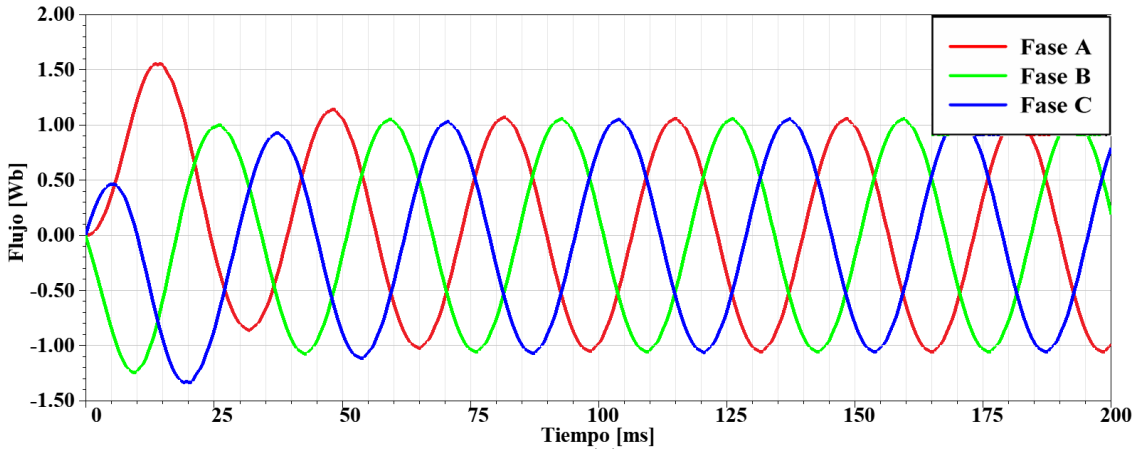


Figura 5.8. Enlaces de flujo magnético.

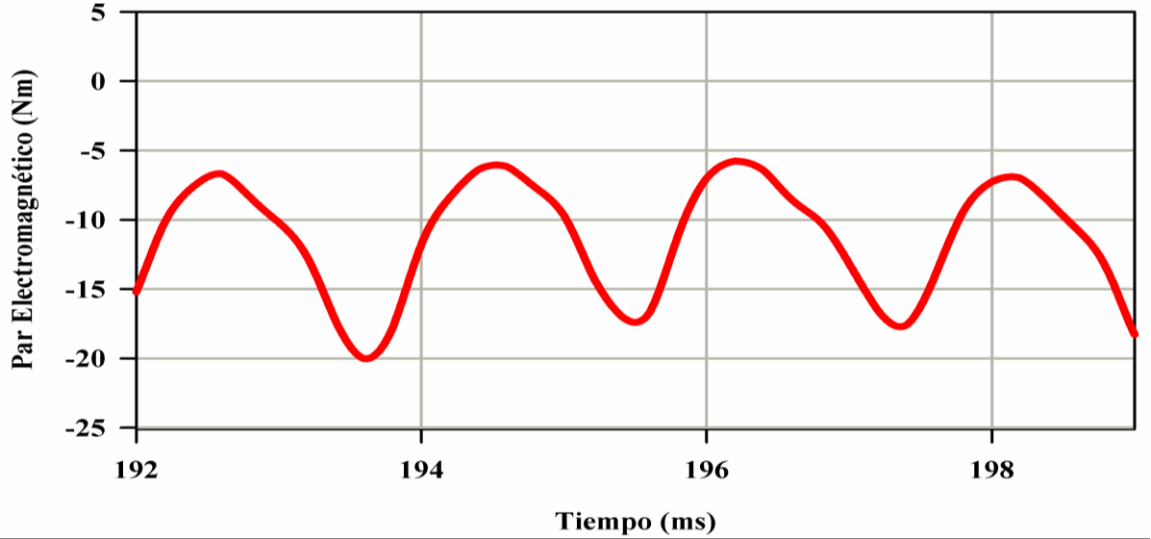
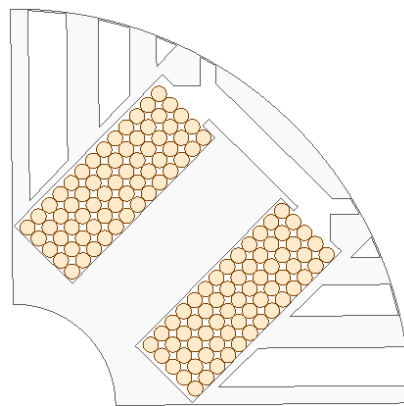


Figura 5.9. Par electromagnético del rotor optimizado.

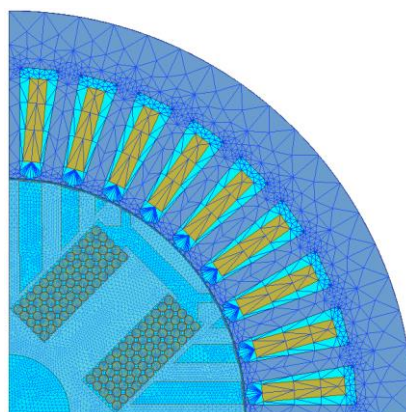
5.4. Generador síncrono de reluctancia variable con devanado de campo.

Para el generador síncrono de reluctancia variable con excitación en el rotor que se propone en esta tesis, la selección del circuito de excitación está limitada por varios estándares, así como por la corriente, el voltaje de excitación y la resistencia del devanado de campo [77].

La Figura 5.10 muestra la geometría del generador síncrono de reluctancia variable con las dimensiones del rotor optimizado y las bobinas de excitación externa dispuestas a lo largo del eje q, así como el mallado de la geometría en 2D.



(a)



(b)

Figura 5.10. (a) Geomtería del rotor con excitación de CD, (b) mallado del generador [78].

La Figura 5.11 muestra la configuración de las bobinas en el rotor, el circuito externo, y el circuito equivalente del estator con las bobinas conectadas a una carga resistiva balanceada. El valor de carga por fase es de 11 Ohms. La Figura 5.12 muestra los principales componentes del circuito externo.

En este trabajo de tesis, el principal objetivo del circuito eléctrico **consistente** de una fuente trifásica sinusoidal externa conectada a un puente de diodos que rectifica la señal de voltaje para así alimentar la bobina con la corriente directa (CD) y la polaridad que se muestra en la Figura 5.13. También se puede observar la caracterización de cada conductor en el rotor para así lograr un modelo más detallado. El número de vueltas y la corriente de excitación se definieron con base en [77]. Considerando las limitaciones que implica se determinaron 65 vueltas y una corriente de 25 A. **Tomando en cuenta el área disponible entre las barreras de flujo y los segmentos del rotor se determinó** la sección transversal de cada conductor igual a 2.58 mm^2 . Considerando que el rotor es el componente principal a analizar se decidió no caracterizar los conductores del estator con demasiado detalle pues esto aumentaría significativamente el tiempo de cálculo, debido al aumento en el número de elementos en la malla mostrada en la Figura 5.10 (b).

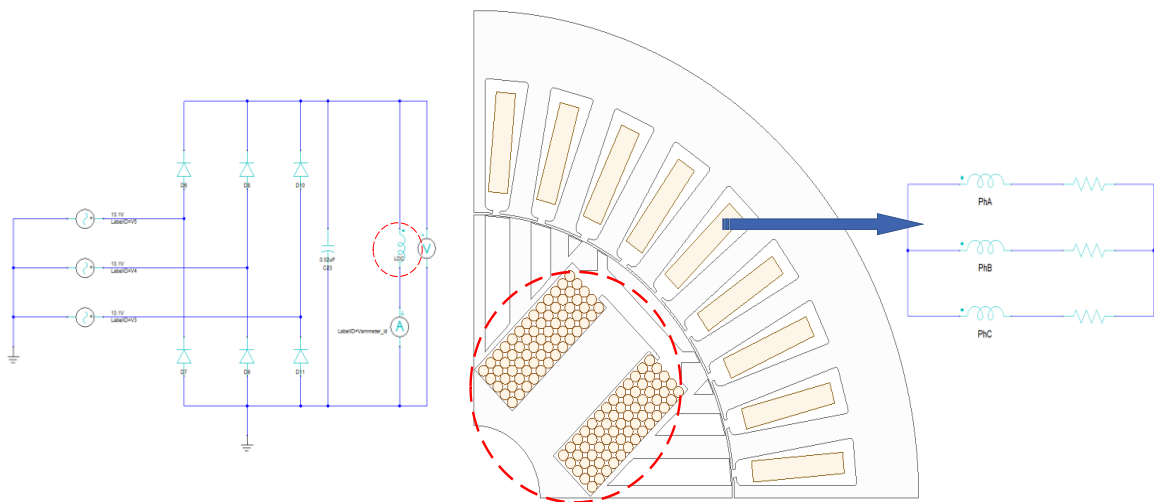


Figura 5.11. Configuración de los circuitos equivalentes del rotor y del estator [78].

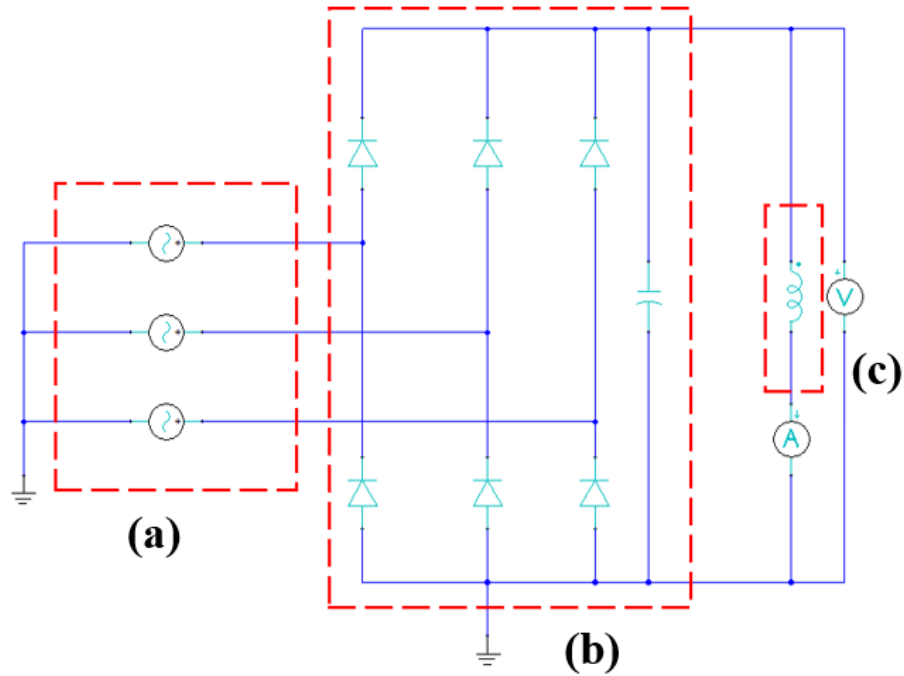


Figura 5.12. Principales componentes del circuito externo: (a) Fuente trifásica senoidal, (b) puente de diodos rectificador, y (c) circuito equivalente de la bobina de excitación del rotor.

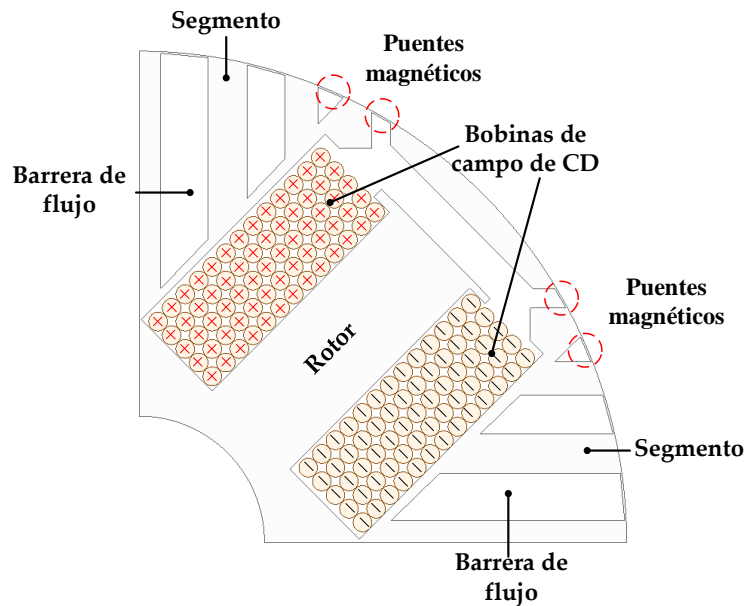


Figura 5.13. Configuración de los devanados del rotor [78].

5.5. Análisis electromagnético del generador síncrono de reluctancia con bobinas de excitación externa.

Para simular el comportamiento del generador síncrono de reluctancia variable con excitación en el rotor, en donde se toman en cuenta la rotación de la geometría y el acoplamiento del circuito eléctrico que alimenta las bobinas de excitación, es necesario llevar a cabo un análisis transitorio.

La formulación de tipo transitoria en elemento finito toma en cuenta la rotación por medio del paso de tiempo, por lo que dos mallados distintos deben ser manipulados en cada paso. El vector de potencial magnético \mathbf{A} en 2D debe ser encontrado en todas las regiones de la geometría o dominio Ω . La formulación por el método de Galerkin es la siguiente [79]:

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \left((\nabla \alpha_i)(\nu \nabla \mathbf{A}_z(t)) + (\alpha_i) \left(\frac{d}{dt} \sigma \mathbf{A}_z(t) \right) \right) d\Omega \\ & = \int_{\Omega} \left((\alpha_i) (\mathbf{J}_z(t)) + (\nabla \times (\alpha_i \vec{e}_z))(\nu) \right) d\Omega \end{aligned} \quad (5.2)$$

Los parámetros ν y σ del material representan la reluctancia no lineal y la conductancia lineal, las funciones de forma nodales se denotan por $\alpha_i \cdot \mathbf{J}_z(t)$, las cuales describen la componente en z de la densidad de corriente dada por la bobina de excitación. Para el cálculo de las corrientes desconocidas en el estator, el cálculo electromagnético debe ser acoplado con un circuito eléctrico externo. El vector de potencial magnético \mathbf{A} continúa siendo una cantidad desconocida en el sistema de ecuaciones. Para el estudio con circuitos acoplados se considera en la formulación el comportamiento de conductores sólidos con posibles efectos de corrientes de Eddy y conductores trenzados en donde no se toman en consideración los efectos de Eddy. Las cantidades desconocidas son los voltajes para conductores sólidos y corrientes para conductores trenzados. El vector de potencial magnético \mathbf{A} , el voltaje ΔV de los conductores, y la corriente de malla del circuito I_m , conforman los vectores desconocidos.

Los sistemas de matrices que describen el enfoque de elemento finito del problema de circuitos acoplados son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 & \left[\begin{array}{ccc} \Theta \mathbf{S} + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{G} & -\Theta \mathbf{C} & -\Theta \mathbf{C}' \mathbf{D}'^T \\ -\Theta \mathbf{C}^T & \Delta t \Theta^2 \frac{1}{R} & -\Delta t \Theta^2 \mathbf{D}^T \\ -\Theta \mathbf{D}' \mathbf{C}'^T & -\Delta t \Theta^2 \mathbf{D} & -\Theta \mathbf{L}_m - \Delta t \Theta^2 \mathbf{R}'_m \end{array} \right]_{n+1} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{n+1} \\ \Delta \mathbf{V}_{n+1} \\ \mathbf{I}_{m_{n+1}} \end{bmatrix} \\
 & = \left[\begin{array}{ccc} -(1-\Theta) \mathbf{S} + \frac{1}{\Delta t} \mathbf{G} & (1-\Theta) \mathbf{C} & (1-\Theta) \mathbf{C}' \mathbf{D}'^T \\ -\Theta \mathbf{C}^T & -\Delta t (1-\Theta) \frac{1}{R} & \Delta t \Theta (1-\Theta) \mathbf{D}^T \\ -\Theta \mathbf{D}' \mathbf{C}'^T & \Delta t \Theta (1-\Theta) \mathbf{D} & -\Theta \mathbf{L}_m - \Delta t \Theta (1-\Theta) \mathbf{R}'_m \end{array} \right] \\
 & \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{n+1} \\ \Delta \mathbf{V}_{n+1} \\ \mathbf{I}_{m_{n+1}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\Delta t \Theta^2 U_{m_{n+1}} - \Delta t \Theta (1-\Theta) U_{m_n} \end{bmatrix} \quad (5.3)
 \end{aligned}$$

Las matrices elementales \mathbf{G} , \mathbf{C} y \mathbf{R}_k describen las regiones de conductor sólido, mientras que \mathbf{G}' , \mathbf{C}' y \mathbf{R}'_k describen las regiones de conductores trenzados. En el caso de una simulación con circuitos acoplados y movimiento rotacional, la matriz \mathbf{S} se puede definir como:

$$\mathbf{S}_{ij} \Big|_{n+1} = l \int_F (\nabla \alpha_{i_{n+1}}) (v_{n+1} \nabla \alpha_{j_{n+1}}) dF \quad (5.4)$$

$$\mathbf{S}_{ij} \Big|_n = l \int_F (\nabla \alpha_{i_n}) (v_n \nabla \alpha_{j_n}) dF \quad (5.5)$$

La Figura 5.14 muestra las condiciones de frontera de tipo Dirichlet y Neumann aplicadas en la geometría del generador en 2D, mientras que la Figura 5.15 muestra las condiciones de frontera de periodicidad. Este tipo de condición es útil cuando existen estructuras o geometrías periódicas como las de los generadores. Estas condiciones se aplican a los dos lados opuestos de la geometría y obligan a los campos en los límites de las fronteras a ser iguales. En esta tesis se emplearon solamente las condiciones de frontera de tipo Dirichlet y de periodicidad.

La Figura 5.16 ilustra la densidad y las líneas de flujo magnético creadas cuando el convertidor electrónico alimenta la bobina de excitación externa mientras el estator está sin carga.

La Figura 5.17 muestra la densidad flujo magnético de la máquina con el rotor excitado en condiciones nominales. Se observa que la saturación magnética se encuentra en las partes del rotor cercanas a las bobinas de excitación. Los voltajes inducidos y las corrientes en las terminales del estator se muestran en las Figuras 5.18 y 5.19, respectivamente.

La Figura 5.20 muestra los enlaces de flujos magnético en el generador bajo condiciones de operación de carga nominal.

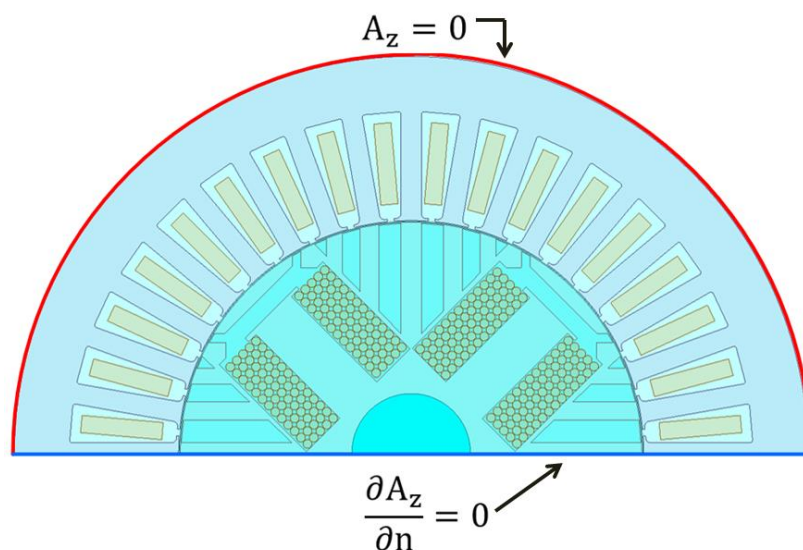


Figura 5.14. Ejemplo de condiciones de frontera tipo Dirichlet y Neumann aplicadas al modelo del generador.

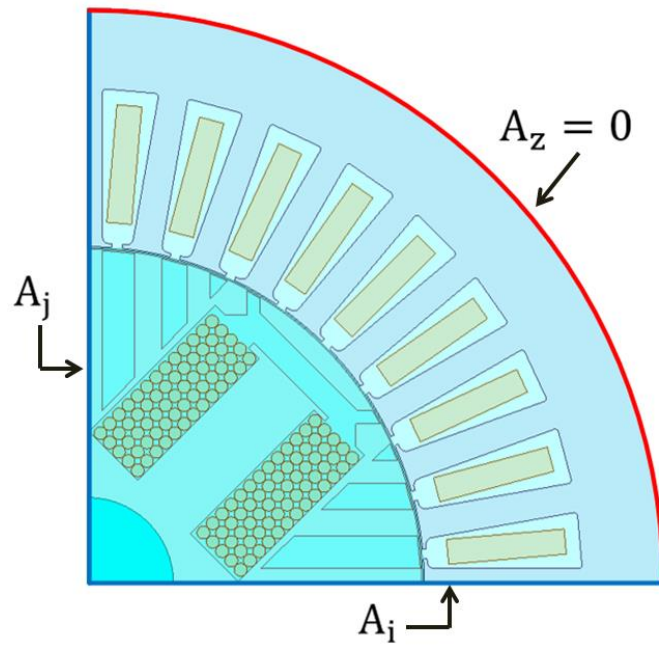
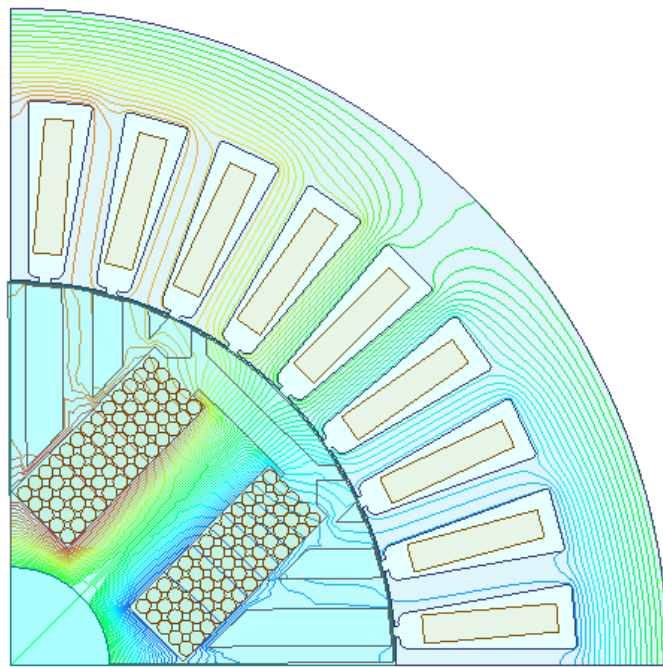
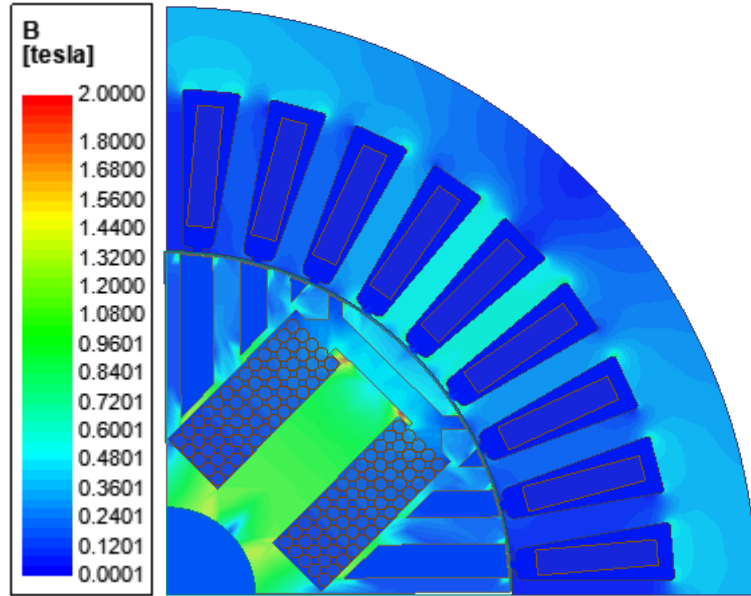


Figura 5.15. Condiciones de frontera de periodicidad aplicadas al modelo del generador.

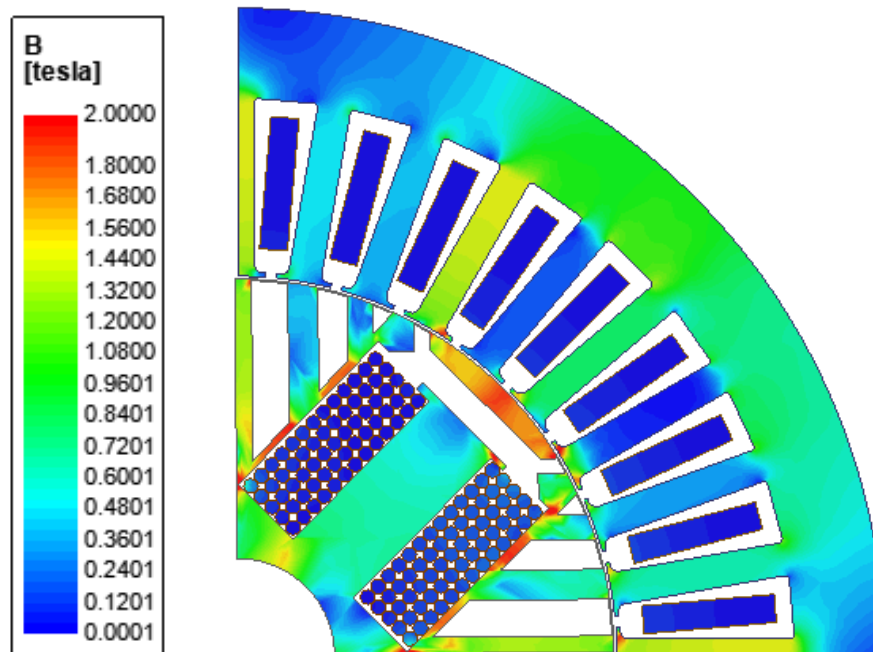


(a)



(b)

Figura 5.16. Generador síncrono de reluctancia operando en circuito abierto (a) líneas de flujo magnético, (b) densidad de flujo magnético [78].



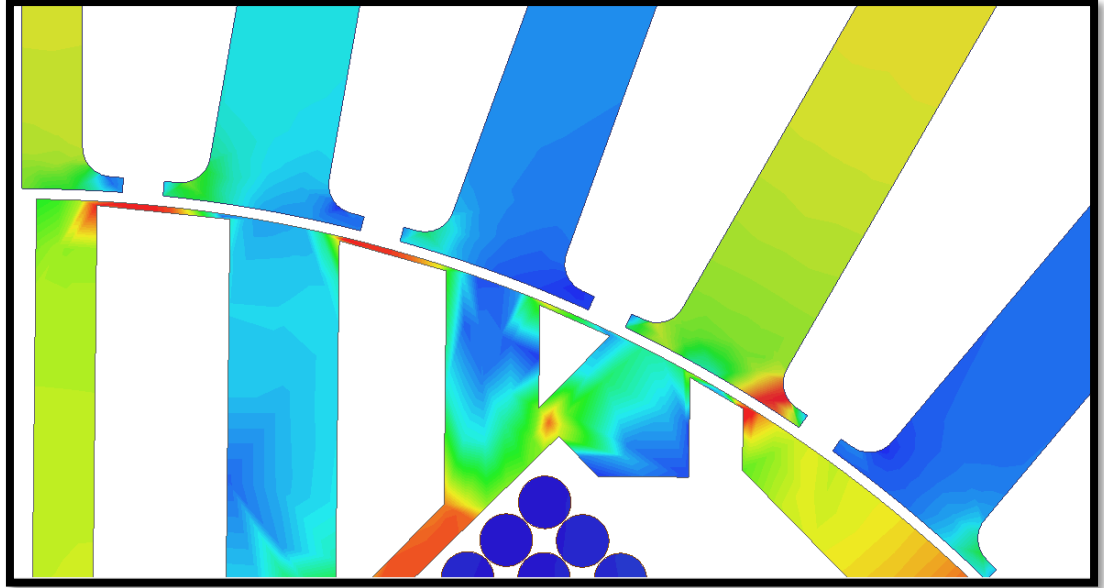


Figura 5.17. Densidad de flujo magnético en el generador operando en condiciones bajo carga.

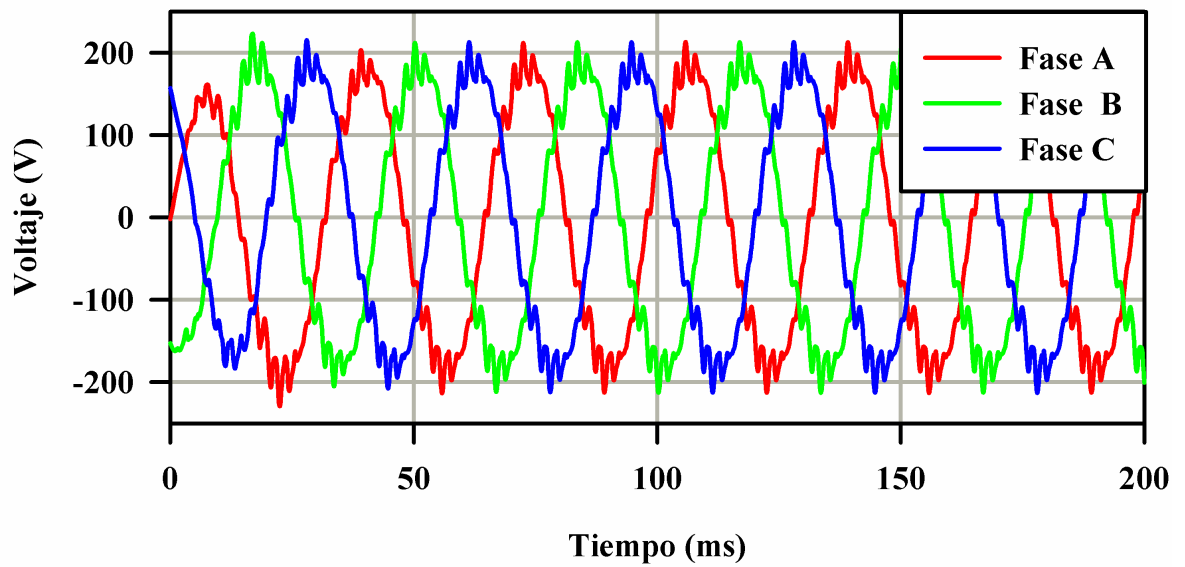


Figura 5.18. Voltajes inducidos en las terminales del generador síncrono de reluctancia variable [78].

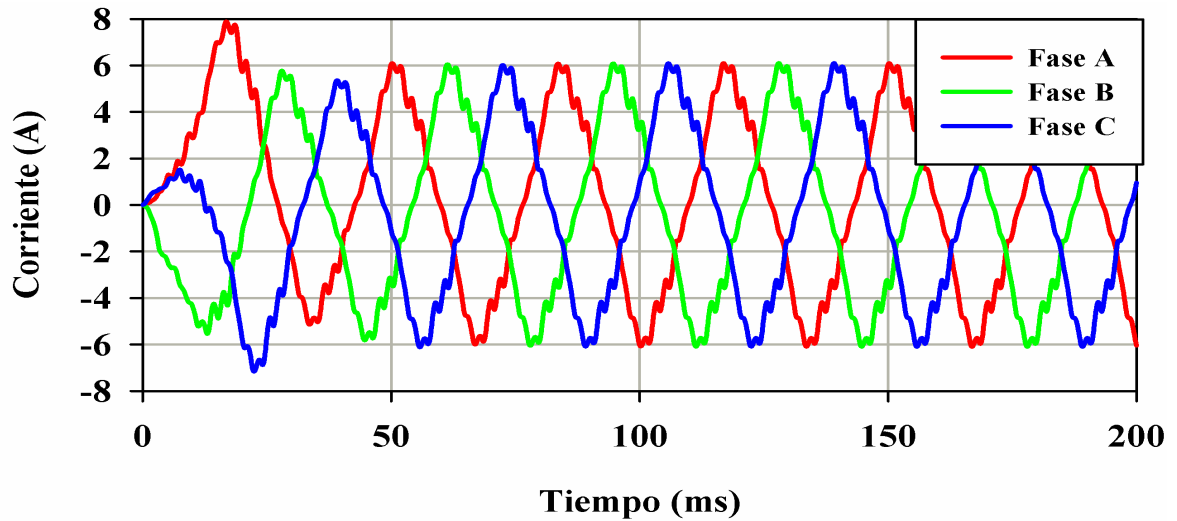


Figura 5.19. Corrientes en las terminales del generador síncrono de reluctancia variable [78].

La Figura 5.21 muestra la comparación de la forma de onda del par electromagnético en las tres topologías analizadas. Se observa una disminución en el rizo del modelo de rotor optimizado con respecto al modelo inicial, así como una disminución del rizado en el modelo optimizado con las bobinas de excitación externas en comparación al modelo inicial. La Tabla 5.2 muestra la comparación numérica, donde se muestra una reducción en el rizado del par electromagnético del 65% comparando la estructura original del rotor con respecto a la topología propuesta con las bobinas de excitación.

Finalmente, la Figura 5.22 muestra la comparación de la densidad de flujo magnético en las estructuras de rotor de reluctancia variable analizadas.

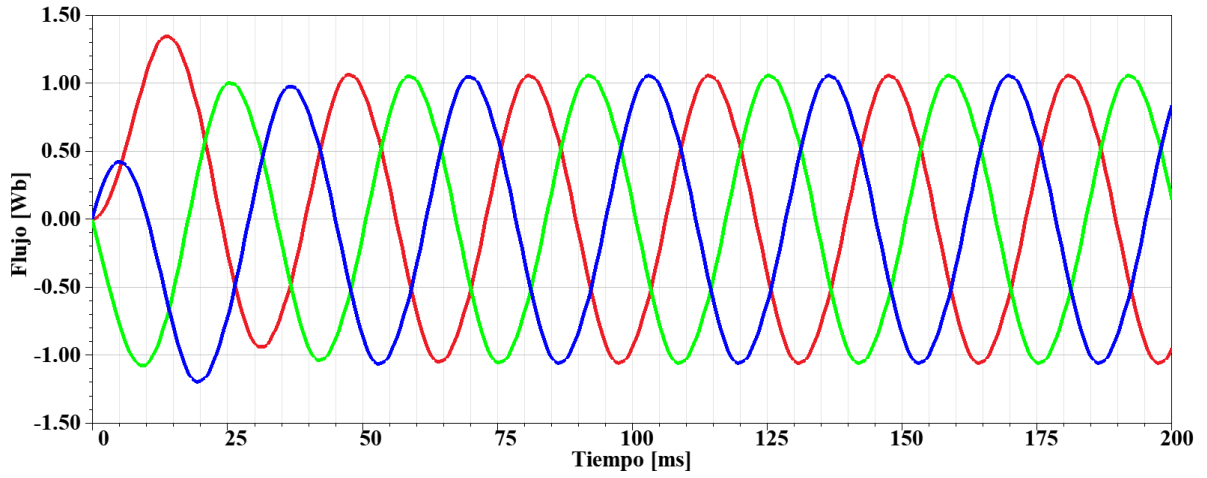


Figura 5.20. Enlaces de flujo magnético.

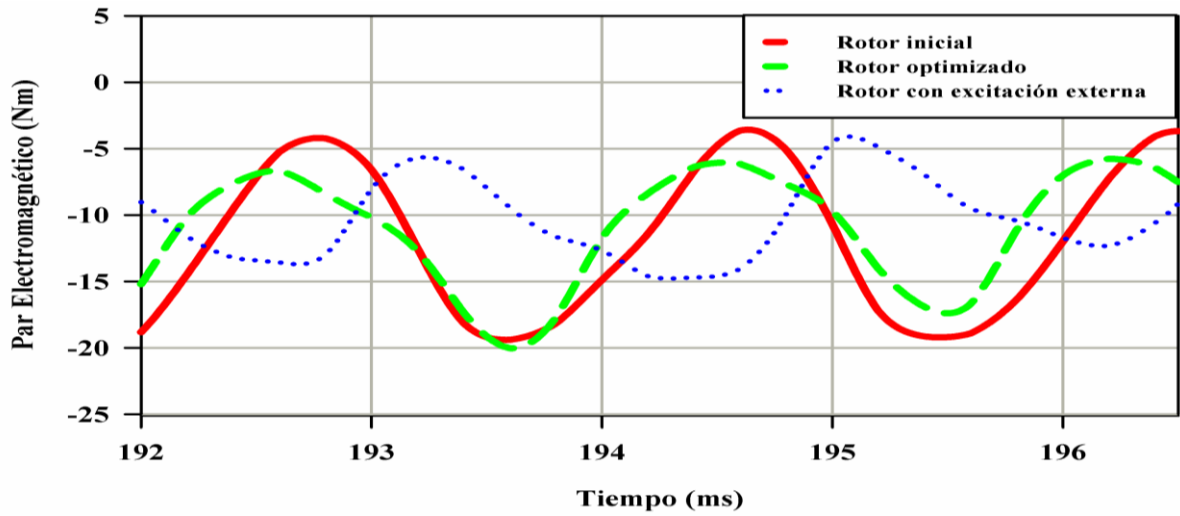


Figura 5.21. Comparación del par electromagnético de los diferentes rotores diseñados [78].

Tabla 5.2. Comparación numérica del rizado del par electromagnético para los tres rotores diseñados.

Estructura de rotor	$T_{\text{máx}}$ (Nm)	$T_{\text{mín}}$ (Nm)	T_{promedio} (Nm)	T_{rizo} (%)
Rotor Inicial	-19.3	-3.6	-12	131%
Rotor optimizado	-20	-5.7	-12	118%
Rotor con bobinas de excitación externa	-12.3	-4.4	-12	65%



Figura 5.22. Densidad de flujo magnético de las tres estructuras del rotor: (a) estructura inicial, (b) estructura optimizada, (c) estructura con bobinas de excitación externas [78].

Capítulo 6.

Conclusiones

En este trabajo, se utilizaron algoritmos genéticos para obtener una estructura de rotor que reduce el rizado del par electromagnético, primero sin excitación y luego incorporando bobinas de excitación entre las barreras de flujo magnético y los segmentos en la estructura optimizada del rotor. La comparación de los diferentes modelos de rotor se realizó para demostrar la ventaja que ofrece implementar el devanado de campo en el rotor, logrando una reducción considerable en el porcentaje de rizado del par electromagnético. Esto es deseable para un buen desempeño en este tipo de generadores ya que con esto se pueden mitigar las vibraciones en el generador lo cual es un efecto no deseable si se requiere lograr un buen rendimiento y eficiencia.

La propuesta de incorporar bobinas de excitación en el rotor se considera atractiva cuando el costo o la disponibilidad de los imanes permanentes representa una restricción en las diferentes aplicaciones de generadores síncronos de reluctancia variable, sumándose a esto la complejidad en el diseño y manufactura de estos.

Gracias a la simulación de los modelos de elemento finito se logró la visualización de las variables electromagnéticas de salida del generador, como las líneas y la densidad de flujo magnético, los voltajes, las corrientes, así como los enlaces de flujo y par electromagnético. También se logró mediante el uso de algoritmos genéticos optimizar un diseño preliminar del rotor de un generador síncrono de reluctancia variable de baja potencia para poder incorporar en la geometría obtenida un devanado de campo alimentado por un convertidor electrónico de potencia externo. Estas simulaciones nos permiten visualizar de una forma numérica y gráfica las ventajas que esta topología ofrece y poder considerar como trabajo futuro la construcción de un prototipo que nos permita validar los resultados. La construcción de este prototipo se puede lograr gracias al equipo que existe actualmente en

los laboratorios de máquinas eléctricas y de potencia del TecNM Campus Laguna, y que fue conseguido gracias a los proyectos de los asesores de esta tesis.

Trabajo futuro

Como parte del trabajo futuro se propone llevar a cabo la simulación de los modelos en 3D para obtener resultados más precisos. También se considera la construcción de un prototipo físico para pruebas. Cabe señalar que un análisis en 3D implicaría tiempos de simulación mayores debido al esfuerzo computacional requerido para resolver las ecuaciones de campo definidas en el modelo. Por lo que también se propone como trabajo futuro la optimización de estos tiempos de simulación mediante la conexión en paralelo de equipos de cómputo especializados.

Como trabajo futuro, la simulación del circuito externo que alimenta al devanado de campo también puede ser llevada a cabo en el software de Ansys Simplorer. Esto permitiría reemplazar los diodos con IGBTs, y a su vez estos puedan ser controlados mediante una co-simulación con Matlab Simulink.

Finalmente, como trabajo futuro se propone un proceso de simulación 1D – 3D en donde el modelo de un sistema eólico de orden reducido (1D) sea acoplado a un modelo detallado del generador eléctrico con la topología propuesta (3D) para así poder visualizar la interacción entre el generador eléctrico y los elementos que componen al sistema eólico de baja potencia. Esto permitirá tener un modelo que se asemeje a las condiciones reales de operación. Esto también permitirá optimizar si es necesario el modelo del generador, utilizando como condiciones iniciales para el modelo en 3D las salidas del modelo de orden reducido. Finalmente, sería posible tener un sistema funcional para la simulación de diferentes escenarios de prueba, por ejemplo, la interconexión a la red eléctrica, corto circuito entre espiras, y fallas trifásicas.

Referencias

- [1] S. Heier, “Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems”. John Wiley and Sons, Second Edition, 2006.
- [2] W. Tong, “Wind Power Generation and Wind Turbine Design”. Wit Press, 2010.
- [3] P. Jain, “Wind Energy Engineering”. McGraw-Hill, First Edition, 2011.
- [4] O. Anaya, N. Jenkins, and J. Ekanayake, “Wind Energy Generation Modeling and Control. John Wiley and Sons”, 2009.
- [5] M. R. Patel, “Wind and Power Systems Design, Analysis and Operation”. CRC Press, Second Edition. 2006.
- [6] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems”. John Wiley and Sons. 2011.
- [7] Kostko, J. K. “Polyphase reaction synchronous motors”. Journal of the American Institute of Electrical Engineers, 42 (11): 1162-1168, 1923.
- [8] Muteba, M., Twala, B., & Nicolae, D. V. “Torque ripple minimization in synchronous reluctance motor using a sinusoidal rotor lamination shape”, XXII IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM), 606-611. 2016.
- [9] Okamoto, Y., Hoshino, R., Wakao, S., & Tsuburaya, T. “Improvement of Torque Characteristics for a Synchronous Reluctance Motor Using MMA-based Topology Optimization Method”, IEEE Transactions on Magnetics, 54 (3): 1–4. 2018.
- [10] Raj, M. A., & Kavitha, A. “Effect of Rotor Geometry on Peak and Average Torque of External-Rotor Synchronous Reluctance Motor in Comparison with Switched Reluctance Motor for Low- Speed Direct-Drive Domestic Application”, IEEE Transactions on Magnetics, 53 (11): 1–8. 2017.
- [11] Zhang, G., Yu, W., Hua, W., Cao, R., Qiu, H., & Guo, A. “The Design and Optimization of an Interior, Permanent Magnet Synchronous Machine Applied in an Electric Traction Vehicle Requiring a Low Torque Ripple”. Applied Sciences, 9, 3634. 2019.

- [12] Hua, Y., Zhu, H., Gao, M., & Ji, Z. “Design and Analysis of Two Permanent-Magnet-Assisted Bearingless Synchronous Reluctance Motors with Different Rotor Structure. *Energies*”, 14, 879. 2021.
- [13] You, Y., & Yoon, K. “Multi-Objective Optimization of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle Considering Demagnetization”. *Applied Sciences*. 11, 2159. 2021.
- [14] López-Torres, C., Riba, J. R., Garcia, A., & Romeral, L. “Detection of Eccentricity Faults in Five Phase Ferrite PM Assisted Synchronous Reluctance Machines”. *Applied Sciences*. 7,565. 2017.
- [15] Hu, W., Zhang, X., Yin, H., Geng, H., Zhang, Y., & Shi, L. “Analysis of Magnetic Field and Electromagnetic Performance of a New Hybrid Excitation Synchronous Motor with dual-V type Magnets”. *Energies*. 13, 1501. 2020.
- [16] Scridon, S., Boldea, I., Tutelea, L., Blaabjerg, F., & Ritchie, A. E. “BEGA-a biaxial excitation Generator for automobiles: comprehensive characterization and test results”. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 41 (4): 935-944. 2005.
- [17] Kamper, M. J., & Villet, W. T. “Design and performance of compensated reluctance synchronous machine drive with extended constant power speed range”. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 4330-4337. 2012.
- [18] Fernandez, S. A., Prieto, D., Vannier, J., Manfe, P., & Saint-Michel, J. “Electromagnetic analysis of a wound-field generator with flux-barrier rotor for AC generator sets”. *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. 273-279. 2015.
- [19] Howard, E., & Kamper, M. J. “Reluctance synchronous wind generator design optimisation in the megawatt, medium speed range”. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 1864-1871. 2017.
- [20] Zagirnyak, M. V., Maga, D., & Miljavec, D. “Genetic algorithms in design of a synchronous reluctance motor”. *14th International Conference Mechatronika*. 25-30. 2011.
- [21] R. R. Moghaddam, “Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design”, Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Royal Inst. Of Tech., Stockholm, Sweden, 2011.

- [22] T. Mohanarajah, "Analysis, Design Optimisation and Experimental Performance of Synchronous Reluctance and Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machine", Ph.D. Dissertation, School of Engineering, Western Sydney University, 2019.
- [23] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Francheschini, and S. C. Petrache, "Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp, 758-765, 1998.
- [24] M. Sanada, K. Hiramoto, S. Morimoto, and Y. Takeda, "Torque ripple improvement for synchronous reluctance motor using an asymmetric flux barrier arrangement," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 4, pp, 1076-1082, 2004.
- [25] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon, and M. D. Pre, "Rotor flux-barrier design for torque ripple reduction in synchronous reluctance and pm-assisted synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp, 921-928, 2009.
- [26] M. Barcaro, T. Pradella, and I. Furlan, "Low-torque ripple design of a ferrite assisted synchronous reluctance motor," *IET Electric Power Applications*, vol. 10, no. 5, pp, 319-329, 2016.
- [27] V. Bilyi, D. Gerling, and D. Bilyi, "Flux barrier design method for torque ripple reduction in synchronous reluctance machines," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pp, 034-039, 2016.
- [28] S. Taghavi and P. Pillay, "A novel grain-oriented lamination rotor core assembly for a synchronous reluctance traction motor with a reduced torque ripple algorithm," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no.5, pp, 3729-3738, 2016.
- [29] S. Taghavi, "Design of synchronous reluctance machines for automotive applications," Ph.D, Electrical and Computer Engineering, Concordia University, Montreal, Quebec, Canada, 2015.
- [30] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon, and M. D. Pre, "Rotor flux-barrier design for torque ripple reduction in synchronous reluctance motors," in *Conference Record of*

- the IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, vol. 3, pp, 1193-1200, 2006.
- [31] T. Lange, B. Kerdsup, C. Weiss, and R. W. D. Doncker, "Torque ripple reduction in reluctance synchronous machines using an asymmetric rotor structure," in 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), pp, 1-5, 2014.
- [32] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. L. Soong, and F. Cupertino, "The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors Tutorial Course Notes". Springer, 2016.
- [33] P. J. Lawrenson and S. K. Gupta, "Developments in the performance and theory of segmental-rotor reluctance motors," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 114, no. 5, pp, 645-653, 1967.
- [34] W. Fong and J. S. C. Htsui, "New type of reluctance motor," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 117, no. 3, pp, 545-551, 1970.
- [35] A. J. O. Cruickshank, R. W. Menzies, and A. F. Anderson, "Axially laminated anisotropic rotors for reluctance motors," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 113, no. 12, pp, 2058-2060, 1966.
- [36] A. Fratta and A. Vagati, "A Reluctance Motor Drive for High Dynamic Performance Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 4, pp. 873–879, 1992.
- [37] I. Marongiu and A. Vagati, "Improved modelling of a distributed anisotropy synchronous reluctance machine," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 239–243, 1991.
- [38] A. Vagati, "The synchronous reluctance solution: a new alternative in AC drives," *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, vol. 1, pp. 1–13, 1994.
- [39] T. Jahns, "Getting Rare-Earth Magnets Out of EV Traction Machines: A review of the many approaches being pursued to minimize or eliminate rare-earth magnets from future EV drivetrains," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 6–18, 2017.

- [40] W. L. Soong, D. A. Staton, and T. J. E. Miller, "Design of a New Axially laminated Interior Permanent Magnet Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 358–367, 1995.
- [41] N. Bianchi and B. J. Chalmers, "Axially laminated reluctance motor: Analytical and finite-element methods for magnetic analysis," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 1 II, pp. 239–245, 2002.
- [42] I. Boldea and L. Tutelea, "Reluctance Electric Machines Design and Control". CRC Press, 2019, vol. 91.
- [43] Taghavi, S., & Pillay, P. "A Sizing Methodology of the Synchronous Reluctance Motor for Traction Applications". *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(2), 329–340. 2014.
- [44] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini, and S. C. Petrace, "Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 758–765, 1998.
- [45] B. J. Chalmers and L. Musaba, "Design and field-weakening performance of a synchronous reluctance motor with axially laminated rotor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1035– 1041, 1998.
- [46] G. Pellegrino, "Permanent Magnet Machine Design and Analysis with a Focus to Flux-switching PM and PM-assisted Synchronous Reluctance Machines Part II: PM-assisted Synch Rel Machines," *ICEM*, 2016.
- [47] R. R. Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design", M.Sc. dissertation, Dept. Elect. Eng., Royal Inst. Of Tech., Stockholm, Sweden, 2007.
- [48] G. E. Harper, "El ABC de las máquinas eléctricas II. Motores de corriente alterna". Editorial Limusa, 1988.
- [49] I. Boldea, "Variable Speed Generators". CRC Press, first edition, 2006.
- [50] J. Pyrhonen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, "Design of Rotating Electrical Machines". John Wiley and Sons Ltd., 2008.
- [51] J. F. Gieras, C. Wang, J. C. Lai, "Noise of Polyphase Electrical Motors". CRC Press, 2006.
- [52] I. Boldea, "Reluctance Synchronous Machines and Drives". Clarendon Press, 1996.

- [53] Aghazadeh, H., Afjei, E., & Siadatan, “A Comprehensive Design Procedure and Manufacturing of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor”. IJE TRANSACTIONS C. 32 (9): 1299-1305. 2019.
- [54] Cardoso, J. R., “Electromagnetics through the finite element method: a simplified approach using Maxwell's equations”, Taylor & Francis; CRC Press,2016.
- [55] Cardoso, J. R., “A Maxwell’s second equation approach to the Finite element method applied to magnetic field determination”, Int. J. Elect. Eng. Educ., 24(3), 259–272, June 1987.
- [56] M.V.K. Chari and P.P. Silvester, “Finite Elements in Electrical and Magnetic Field Problem”, New York, John Wiley & Sons, 1980.
- [57] N. Bianchi, “Electrical Machine Analysis Using Finite Elements”, Taylor & Francis; CRC Press,2005.
- [58] R.D. Cook, “Concepts and Applications of Finite Element Analysis”, Wiley, New York, 1981.
- [59] S.S. Rao, “The Finite Element Method in Engineering”, Pergamon Press, Oxford, 1982.
- [60] R.K. Livesley, “Finite Element: An Introduction for Engineers”, Cambridge University Press, Cambridge, 1983.
- [61] P.P. Silvester and R.L. Ferrari, “Finite Element Analysis and Design of Electromagnetic Devices”, Cambridge University Press, Cambridge, England, 1983.
- [62] J.N. Reddy, “An Introduction to Finite Element Method”, McGraw Hill, New York, 1984.
- [63] R. Wait and A.R. Mitchell, “Finite Element Analysis and Applications”, Wiley, New York, 1985.
- [64] D.A. Lowther and P.P. Silvester, “Computer Aided Design in Magnetics”, Springer Verlag, New York, 1986.
- [65] H. Grandin, “Fundamentals of the Finite Element Method”, Macmillan, New York, 1986.
- [66] D.S. Burnett, “Finite Element Analysis: from Concepts to Applications”, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, MA, 1987.

- [67] N. Ida and J.P.A. Bastos, "Electromagnetics and Calculation of Fields", Springer-Verlag, New York, 1992.
- [68] S.J. Salon, "Finite Element Analysis of Electrical Machine", Kluwer Academic Publishers, Boston, MA, 1995.
- [69] A. Reece and T. Preston, "Finite Element Method in Electric Power Engineering", Oxford University Press, UK, 2000.
- [70] O.C. Zienkiewicz, "The Finite Element Method in Engineering Science", McGraw Hill, London, 1971.
- [71] ANSYS, Maxwell User Manual. (2020).
- [72] Maplesoft, a division of Waterloo Maple Inc. (2019).
- [73] K. Hameyer and R. Belmans, "Numerical Modelling and Design of Electrical Machines and Devices", WIT Press, 1999.
- [74] A. Castañeda, "Análisis y diseño de un generador síncrono de imanes permanentes para sistemas eólicos", Tesis de Doctorado, TecNM Instituto Tecnológico de la Laguna, Coahuila, México, 2014.
- [75] Kramer, O "Genetic Algorithm Essentials". Springer. 2017.
- [76] Abeyrathne, I, P., "Design Optimization and Performance Improvement of Synchronous Reluctance Machines". Dept. Elect. And Computer. Eng. University of Manitoba, Winnipeg, Canada. 2019.
- [77] Yao, S., & Zhang, W. "Optimum Design of an Extended Range Generator for EVs Based on Taguchi Method". IEEE Student Conference on Electric Machines and Systems. 1-6. 2018.
- [78] Jesus Gonzalez, Concepcion Hernandez, Marco Arjona. "Minimization of the Electromagnetic Torque Ripple of a Synchronous Reluctance Generator Using External Rotor Excitation". International Journal of Electrical Components and Energy Conversion. Vol. 7, No. 2, 2021, pp. 42-47, 2021.
- [79] T. Finken and K. Hameyer, "Study of Hybrid Excited Synchronous Alternators for Automotive Applications Using Coupled FE and Circuit Simulations," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 6, pp. 1598-1601, June 2008.