

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



**“Diseño de la geometría y caracterización de un motor híbrido
de reluctancia autoconmutado”**

Presentado por:

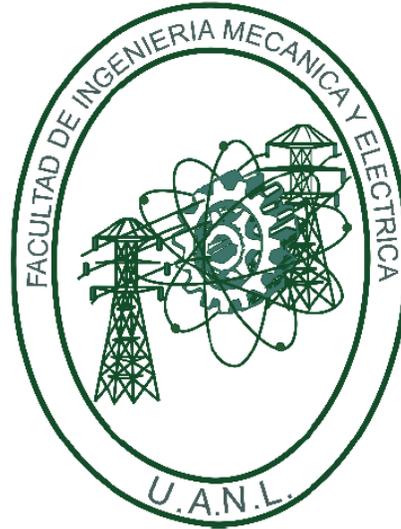
FERNANDO IBARRA HERNÁNDEZ

**En opción para obtener el grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería
con Orientación en Energías Térmica y Renovable**

San Nicolás de los Garza, N.L.

Enero 2013

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



**“Diseño de la geometría y caracterización de un motor híbrido
de reluctancia autoconmutado”**

Presentado por:

FERNANDO IBARRA HERNÁNDEZ

**En opción para obtener el grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería
con Orientación en Energías Térmica y Renovable**

San Nicolás de los Garza, N.L.

Enero 2013

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

Los miembros del Comité de Tesis recomendamos que la tesis “Diseño de la geometría y caracterización de un motor híbrido de reluctancia autoconmutado” realizada por el alumno FERNANDO IBARRA HERNÁNDEZ, con número de matrícula 1057512, sea aceptada para su defensa en opción al grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería con Orientación en Energías Térmica y Renovable.

El Comité de Tesis

M.C. Miguel García Yera
Asesor

Dr. Simón Martínez Martínez
Revisor

Dr. Efraín Alcorta García
Revisor

Dr. Moisés Hinojosa Rivera
Subdirector de la División de Estudios de Posgrado

*A mis padres, Humberto y Laura,
que me enseñaron a luchar en todo momento...*

*A mis hermanos, Erika y César,
que siempre me han apoyado...*

A mi tío Antonio González...

Agradecimientos

Agradezco a Dios por darme salud y permitirme lograr culminar una meta más en mi vida.

A mis padres Humberto y Laura Esthela por su apoyo incondicional, por su amor, por la educación y valores que me han inculcado. A mis hermanos Erika Elizabeth y Cesar Alán, por brindarme su apoyo en todo momento. A mi padrino el Ing. Antonio González Meléndez, hombre digno de admiración por su ejemplo de valentía y perseverancia, vivirás en nuestros corazones. A mis abuelitos, tíos, primos, mi cuñado, amistades y seres queridos. A Briseida Deyanira por su paciencia y aliento para lograr terminar mis estudios.

Al cuerpo académico de Procesos Termofluidodinámicos y Sistemas Energéticos, por darme la oportunidad de ingresar, aprender y desarrollarme en este programa de maestría en ciencias.

A mis amigos y compañeros de estudio de posgrado por brindarme su amistad y compartir momentos inolvidables.

A la empresa Industrias ControlPro S.A. de C.V. por el apoyo financiero para el desarrollo de este trabajo a través del proyecto CONACyT, NL-2010-C27-144745: Planta de Generación Doméstica. En especial al M.C. Jorge Rivera Garza por su apoyo y brindarme su confianza para la elaboración de esta tesis.

Índice General

Índice de Figuras	V
Índice de Tablas.....	IX
Nomenclatura.....	X
Resumen	XII

Capítulo 1: Introducción

1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivos y alcances	2
1.3 Desarrollo histórico	2
1.4 Fundamentos de los Motores de Reluctancia	3
1.5 El Motor de Reluctancia Autoconmutado en el contexto de los motores eléctricos	8
1.6 Principios del funcionamiento del Motor de Reluctancia Autoconmutado	11
1.6.1 Principio de conmutación del motor de reluctancia.....	16
1.7 Aplicaciones del Motor de Reluctancia Autoconmutado	18
1.8 Variantes constructivas del Motor de Reluctancia Autoconmutado	21
1.8.1 Motor de reluctancia autoconmutado rotativo de campo radial .	22
1.8.2 Motor de reluctancia autoconmutado rotativo de campo axial multicapa	23
1.8.3 Motor de reluctancia autoconmutado lineal	24
1.9 Motor híbrido de reluctancia.....	24

1.9.1	Motores con imanes permanentes con polos salientes (<i>DSPM, doubly salient PM machine</i>).....	25
1.9.2	Motores con imanes permanentes con inversión de flujo (<i>FRPM, flux-reversal PM machine</i>)	26
1.9.3	Motores con imanes permanentes de flujo autoconmutado (<i>FSPM, flux-switching PM machine</i>)	27
1.9.4	Motores con imanes dispuestos entre los polos del estator cerca del entrehierro (<i>SPTPM, having PM between stator pole-tips machine</i>).....	28

Capítulo 2: Metodología de Simulación del Motor Híbrido de Reluctancia

2.1	Introducción a la simulación interactiva.....	29
2.2	Metodología de diseño del Motor Híbrido de Reluctancia.....	33
2.2.1	Método lineal	33
2.2.2	Método no lineal	35
2.2.3	Método de elemento finito	36
2.2.3.1	Método de elemento finito mediante <i>FLUX</i>	37
2.3	Caracterización del Motor Híbrido de Reluctancia	38
2.3.1	Diseño de la estructura reluctante del MHR	40
2.3.2	Discretización del dominio del MHR	41
2.3.3	Condiciones de frontera y características de los materiales del MHR	45
2.3.4	Resultados en estado estático.....	47
2.3.4.1	Resultados del motor de reluctancia sin imanes.....	49
2.3.4.2	Resultados del MHR	52
2.3.4.3	Comparación de resultados de la simulación del motor de reluctancia sin imanes y del MHR.....	56

Capítulo 3: Fundamentos del Accionamiento Eléctrico del Motor Híbrido de Reluctancia

3.1	Introducción	59
3.1.1	Relación entre el modelado y la simulación.....	60
3.2	Control del MHR.....	62
3.2.1	Estrategias de control para el MHR	64
3.3	Convertidores estáticos para el MHR.....	66
3.4	Simulación del accionamiento eléctrico del MHR con Matlab/Simulink...	74
3.4.1	Módulo MHR.....	76
3.4.2	Módulo del convertidor de potencia	77
3.4.3	Módulo controlador	79
3.4.4	Módulo de análisis	80

Capítulo 4: Resultados

4.1	Introducción	83
4.2	Distribución de las líneas de campo magnético	84
4.2.1	Motor de reluctancia autoconmutado convencional.....	84
4.2.2	MHR autoconmutado.....	87
4.3	Distribución de la inducción magnética	90
4.3.1	Motor de reluctancia autoconmutado convencional.....	90
4.3.2	MHR autoconmutado.....	92
4.4	Potencia eléctrica.....	94
4.5	Potencia mecánica.....	96
4.6	Pérdidas.....	99
4.6.1	Pérdidas en el estator.....	100
4.6.2	Pérdidas en el rotor	102
4.6.3	Pérdidas en los imanes permanentes del MHR autoconmutado	103

4.6.4	Pérdidas totales	103
4.7	Eficiencia.....	105

Capítulo 5: Conclusiones

5.1	Conclusiones.....	108
5.2	Trabajo futuro.....	110

Bibliografía.....	112
--------------------------	------------

Índice de Figuras

1.1	Convertidor electromecánico rotativo de simple excitación.....	4
1.2	Estructura reluctante trifásica a partir de la suposición de tres convertidores electromecánicos de simple excitación en un mismo plano.....	6
1.3	Estructura reluctante con la corona del estator de 6 polos.....	8
1.4	Estructura general del motor de reluctancia autoconmutado.....	6
1.5	Clasificación general de los accionamientos eléctricos.....	10
1.6	Ciclo de conversión de energía, idealizado con corriente constante..	14
1.7	Par motor y par generador en el motor de reluctancia autoconmutado.....	15
1.8	Conmutación de las fases del motor en función de la posición del rotor.....	17
1.9	Clasificación del motor de reluctancia autoconmutado.....	22
1.10	Vista tridimensional del motor trifásico de reluctancia autoconmutado multicapa.....	23
1.11	Topología de un motor de reluctancia autoconmutado lineal con un polo adicional e imanes permanentes.....	24
1.12	Motor <i>DSPM</i> con 12 polos en el estator y 8 polos en el rotor.....	26
1.13	Motor <i>FRPM</i> monofásico con entrehierro cónico de 2/3 polos.....	26
1.14	(a) Motor <i>FSPM</i> bifásico de 8/6 polos. (b) Motor <i>FSPM</i> monofásico de 4/2 polos.....	27
1.15	Motor con imanes dispuestos entre los polos del estator cerca del entrehierro, $N_s/N_r=12/8$	28
2.1	Esquema ilustrativo de los tiempos utilizados en la ingeniería convencional y concurrente.....	31
2.2	Técnica para desarrollar un prototipo virtual.....	32
2.3	Sección axial donde se muestran los nombres de los principales componentes de la estructura base del motor de reluctancia.....	39
2.4	Nombre de las principales dimensiones geométricas de la estructura base del motor de reluctancia.....	41
2.5	Detalle bidimensional de la malla de una cuarta parte del MHR.....	44
2.6	Detalle de las tres capas de la malla del entrehierro en el MHR.....	44

<u>2.7</u>	Diseño de experimentos virtuales para el MHR y el motor de reluctancia sin imanes.....	48
<u>2.8</u>	Mapa de la densidad de flujo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición alineada, para una corriente de 60 A.....	50
<u>2.9</u>	Distribución de las líneas de campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición alineada, para una corriente de 60 A.....	50
<u>2.10</u>	Mapa de la densidad de flujo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición no alineada, para una corriente de 60 A.....	51
<u>2.11</u>	Distribución de las líneas de campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición no alineada, para una corriente de 60 A	52
<u>2.12</u>	Mapa de la densidad de flujo magnético en el MHR en la posición alineada, para una corriente de 60 A	53
<u>2.13</u>	Distribución de las líneas de campo magnético en el MHR en la posición alineada, para una corriente de 60 A	54
<u>2.14</u>	Mapa de la densidad de flujo magnético en el MHR en la posición no alineada, para una corriente de 60 A	55
<u>2.15</u>	Distribución de las líneas de campo magnético en el MHR en la posición no alineada, para una corriente de 60 A	55
<u>2.16</u>	Comparación de las curvas de magnetización en el MHR y en el motor de reluctancia sin imanes para distintos valores de corriente.....	57
<u>2.17</u>	Comparación de las curvas de par estático en el MHR y en el motor de reluctancia sin imanes para distintos valores de corriente.....	58
<u>3.1</u>	Entorno de simulación para el accionamiento de un motor de reluctancia.....	61
<u>3.2</u>	Características par- velocidad básicas de un motor de reluctancia autoconmutado.....	66
<u>3.3</u>	Estructura del convertidor asimétrico I ó Clásico, para motores de reluctancia trifásicos.....	69
<u>3.4</u>	Convertidor asimétrico II, para un motor bifásico.....	69
<u>3.5</u>	Convertidor con un interruptor de estado sólido compartido, para un motor bifásico.....	70
<u>3.6</u>	Convertidor con condensador de almacenamiento ó convertidor <i>C-dump</i> , para un motor trifásico.....	71
<u>3.7</u>	Convertidor resonante, para un motor trifásico.....	72
<u>3.8</u>	Convertidor de toma intermedia DC o Convertidor Oulton, para un motor bifásico.....	72

3.9	Convertidor bifilar.....	73
3.10	Convertidor R-dump.....	74
3.11	Modelo de simulación del MHR mediante la técnica de acoplamiento entre <i>FLUX2D</i> y <i>Matlab/Simulink</i>	75
3.12	Módulo MHR.....	77
3.13	Módulo convertidor de potencia.....	78
3.14	Convertidor de potencia.....	78
3.15	Módulo controlador.....	80
3.16	Módulo análisis.....	81
4.1	Distribución de las líneas de campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes. A posición no alineada $\theta = 0^\circ$. B posición del rotor $\theta = 5^\circ$. C posición del rotor $\theta = 10^\circ$. D posición del rotor $\theta = 15^\circ$. E posición alineada $\theta = 22.5^\circ$. F final de conducción de corriente.....	86
4.2	Distribución de las líneas de campo magnético en el MHR autoconmutado. A posición no alineada $\theta = 0^\circ$. B posición del rotor $\theta = 5^\circ$. C posición del rotor $\theta = 10^\circ$. D posición del rotor $\theta = 15^\circ$. E posición alineada $\theta = 22.5^\circ$. F final de conducción de corriente.....	89
4.3	Mapas de inducción magnética en el motor de reluctancia autoconmutado convencional. A posición del rotor $\theta = 5^\circ$. B posición del rotor $\theta = 10^\circ$. C posición del rotor $\theta = 15^\circ$. D posición alineada $\theta = 22.5^\circ$	91
4.4	Mapas de inducción magnética en el MHR autoconmutado. A posición no alineada $\theta = 0^\circ$. B posición del rotor $\theta = 5^\circ$. C posición del rotor $\theta = 10^\circ$. D posición del rotor $\theta = 15^\circ$. E posición alineada $\theta = 22.5^\circ$. F final de conducción de corriente....	93
4.5	Potencia eléctrica promedio a distintos valores de corriente. A motor de reluctancia autoconmutado convencional. B MHR autoconmutado.....	95
4.6	Inductancia de las bobinas. A motor de reluctancia autoconmutado convencional. B MHR autoconmutado.....	97
4.7	Potencia mecánica promedio a distintos valores de corriente. A motor de reluctancia autoconmutado convencional. B MHR autoconmutado.....	99
4.8	Pérdidas en el estator para un valor de corriente de 60 A. A motor de reluctancia autoconmutado convencional. B MHR autoconmutado.....	101

4.9	Pérdidas en el rotor para un valor de corriente de 60 A. A motor de reluctancia autoconmutado convencional. B MHR autoconmutado.....	102
4.10	Pérdidas de los imanes permanentes en el MHR autoconmutado a distintos valores de corriente.....	104
4.11	Pérdidas totales promedio a distintos valores de corriente. A motor de reluctancia autoconmutado convencional. B MHR autoconmutado.....	105
4.12	Eficiencia a distintos valores de corriente. A motor de reluctancia autoconmutado convencional. B MHR autoconmutado.....	107

Índice de Tablas

I.I.	Expresiones relativas a los convertidores electromecánicos de simple excitación.....	5
II.I.	Dimensiones geométricas de la estructura reluctante del MHR.....	42
II.II.	Dimensión de los elementos finitos de acuerdo a la región del dominio.....	43
II.III.	Comparación de los resultados de la densidad de flujo magnético y campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes y el MHR.....	56
III.I.	Estrategias de control en el motor de reluctancia autoconmutado.....	65
III.II.	Clasificación de los convertidores estáticos para motores de reluctancia.....	68

Nomenclatura

Mayúsculas

A	Ampere
\vec{B}	Densidad de flujo magnético [Tesla]
\vec{E}	Intensidad de campo eléctrico [V/m]
\vec{H}	Intensidad de campo magnético [A/m]
\vec{j}	Densidad de corriente eléctrica [A/m ²]
M_f	Par electromagnético de una fase [Nm]
N_e	Número de polos del estator
N_r	Número de polos del rotor
R_f	Resistencia de fase [Ohm]
T_{AV}	Par mecánico en valor medio [Nm]
T_L	Par resistente [Nm]
D	Diámetro interno [m]
J	Momento de inercia del cuerpo en rotación [kgm ²]
L	Inductancia [Henry]
R	Energía retornada hacia la alimentación
T	Par electromagnético, par mecánico interno [Nm]
V	Voltaje o tensión de alimentación
W	Coenergía
Wb	Weber

Minúsculas

i_f	Corriente de fase [A]
f	Frecuencia de conmutación [Hz]
l	Longitud estator [m]
m	Número de fases
n	Velocidad [RPM]
s	Número de conmutaciones

Letras Griegas

Γ_r	Resistencia mecánica al torque
$\ddot{\theta}$	Aceleración angular [rad/s]
θ_{OFF}	Ángulo de final conducción [grados mecánicos]
θ_{ON}	Ángulo de inicio de conducción [grados mecánicos]
ε	Ángulo de conmutación [grados mecánicos]
η	Eficiencia
θ	Ángulo posición del rotor
ψ	Flujo concatenado [Weber]
ω	Velocidad angular [RPM]

Acrónimos

<i>D. C.</i>	Corriente directa
<i>E. C.</i>	Conversión de energía
<i>cdt</i>	Caída de tensión en un interruptor

Resumen

Este documento presenta un estudio del proceso electromagnético en un Motor Híbrido de Reluctancia Autoconmutado, aportado por Industrias ControlPro S.A. de C.V., el cual tiene la característica de disponer imanes permanentes insertados entre los polos salientes de la estructura del estator. Se caracterizó el MHR autoconmutado a través del programa de análisis de campos electromagnéticos *FLUX* con un modelo bidimensional mediante el método de elementos finitos acoplado al programa *Matlab/Simulink*, en donde se desarrolla la estrategia de control aplicada al motor objeto de estudio.

Inicialmente se abordan temas de interés general, haciendo una clasificación de los motores de reluctancia autoconmutados, en donde se ubica al MHR autoconmutado en el contexto de los accionamientos eléctricos y se analiza su constitución, modelo y principio de funcionamiento.

En base a la caracterización del MHR autoconmutado en estado estático, se definieron las curvas de torque electromecánico, así como las curvas de magnetización en las posiciones alineada y no alineada. Se realizó un análisis del tipo de controlador de potencia y la estrategia de control a utilizar para caracterizar el MHR autoconmutado en estado transitorio.

Se presenta una comparativa de resultados entre el MHR autoconmutado y un motor de reluctancia autoconmutado convencional, con las mismas características de funcionamiento. Al final se presentan las conclusiones y recomendaciones para investigaciones futuras.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación

Debido a la creciente preocupación por el costo y suministro de la energía, existe una preocupación latente por la eficiencia de las distintas máquinas eléctricas. El objetivo de alcanzar una potencia máxima y un mejor desempeño, en las distintas tareas que realizan estas máquinas eléctricas en el sector industrial así como en otros campos de aplicación, representa un significado económico de gran impacto nada despreciable para empresas o instituciones.

En los últimos años, investigadores de distintas partes del mundo han notado un gran interés en el estudio de los motores híbridos de reluctancia autoconmutados, indicando que los esfuerzos dirigidos a mejorar el diseño y desempeño de este tipo de motores continuarán; por lo tanto, se mantendrán vigentes las posibilidades para que se incrementen sus aplicaciones y puedan ser más competitivos en el mercado de los motores. El motor híbrido de reluctancia autoconmutado presenta expectativas muy interesantes en el futuro.

Es importante evaluar a detalle el funcionamiento de las máquinas eléctricas. Una herramienta que puede ser utilizada para esta tarea es la simulación computacional, la cual implica el cálculo detallado de los procesos electromagnéticos.

Lo anterior no implica que la simulación computacional reemplace directamente a los estudios experimentales sino que establece una metodología que puede favorecer al desarrollo de soluciones más satisfactorias, que posteriormente deberán ser comprobadas experimentalmente.

1.2 Objetivos y alcances

El objetivo de este trabajo de tesis es la caracterización de un motor híbrido de reluctancia autoconmutado, aportado por Industrias ControlPro S.A. de C.V., comprobando su validez mediante la simulación computacional a través de un programa de análisis de campos electromagnéticos utilizando el método de elementos finitos (*FEA*). Desarrollar un modelo que permita simular el funcionamiento del motor objeto de estudio; así como analizar la influencia de los imanes permanentes en la estructura electromagnética.

En general, se pretende que la caracterización del motor objeto de estudio entregue resultados lo suficientemente exactos para tomar decisiones correctas y que sea capaz de evaluar distintas opciones de diseño.

1.3 Desarrollo histórico

El primer motor de reluctancia, construido por Davidson, está documentado en 1839 y fue utilizado, pocos años después, para impulsar una primitiva locomotora eléctrica. Posteriormente, en 1851, Charles Grafton Page construyó otro motor de reluctancia para aplicaciones de tracción que resultó un fracaso. Las limitadas prestaciones de estos motores, fundamentalmente debidas a que la conmutación de las bobinas que constituían las fases del motor se realizaba de forma manual y el rápido desarrollo de los motores de corriente continua, en

la segunda mitad del siglo XIX, hicieron que este tipo de motores perdiera importancia en su desarrollo e investigación [1].

La denominación Switched Reluctance Motor fue utilizada por primera vez por Nasar en 1969 y la primera patente registrada sobre este tipo de motor data de 1972. Los trabajos realizados por Unnerwehr y Koch [2] en 1974 y por Bausch Rieke [3] en 1978 utilizando tiristores en el control de motor de reluctancia autoconmutado, fueron de gran importancia. Sin embargo no es hasta finales de la década de los setentas del siglo XX, a partir de los trabajos de investigación sobre vehículos eléctricos alimentados desde batería, realizados en las Universidades de Leeds y de Nottingham cuando puede decirse que comienza la era moderna del motor de reluctancia autoconmutado [4]. Desde entonces se han propuesto multitud de variantes constructivas con diferentes finalidades, despertando el interés de seguir con la investigación y desarrollo de su tecnología, tanto en el sector académico como en el sector industrial

1.4 Fundamentos de los Motores de Reluctancia

Una máquina eléctrica es básicamente un convertidor de potencia que funciona transformando energía de campo magnético en energía de campo eléctrico y viceversa.

Las máquinas que convierten energía mecánica en energía eléctrica se denominan generadores, las que convierten energía eléctrica en energía mecánica se denominan motores, y hay máquinas que convierten energía eléctrica en energía eléctrica, como los transformadores.

Los motores de reluctancia pueden definirse, de acuerdo con T.J.E. Miller, como: “motores eléctricos en los cuales el par se produce por la tendencia de su parte móvil adoptar una posición que maximice la inductancia del enrollamiento excitado. El movimiento del motor puede ser rotativo o lineal;”

dentro de la clasificación del motor con movimiento rotativo existen diseños con el rotor interior o exterior. El enrollamiento consta de un número de circuitos separados o fases. La corriente se suministra a cada fase en la que la inductancia está creciendo” [5].

Los motores de reluctancia son convertidores electromecánicos, por lo general polifásicos, de simple excitación. En la Figura 1.1 se muestra un convertidor electromecánico rotativo monofásico de simple excitación y en la Tabla 1.1 se muestran las principales expresiones relativas a los convertidores electromecánicos rotativos simplemente excitados, considerando como función de estado la energía magnética almacenada (columna izquierda) W_{am} y la coenergía (columna derecha) W . Definiendo la coenergía como la energía eléctrica y térmica útil que se obtiene en un generador eléctrico.

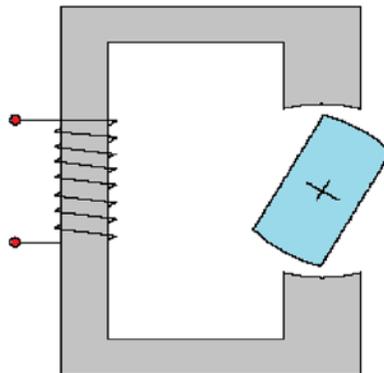
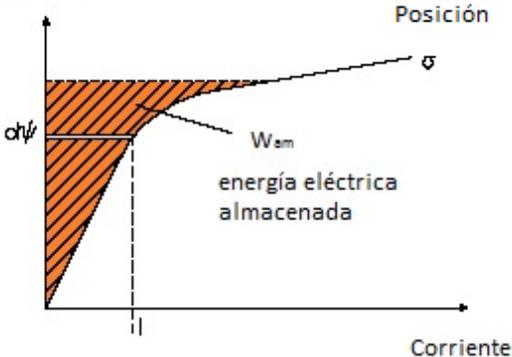
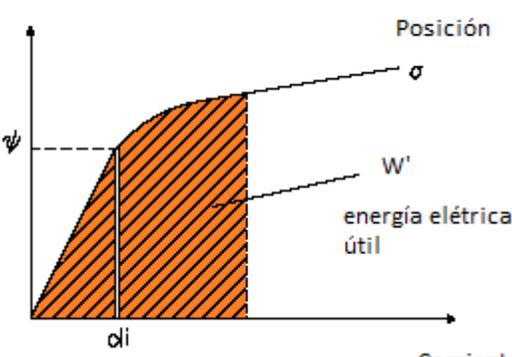


Figura 1.1 Convertidor electromecánico rotativo de simple excitación.

Tabla I.I. Expresiones relativas a los convertidores electromecánicos de simple excitación.

$W_{am} = \int_0^\psi i(\psi, \theta) d\psi$	$W = \int_0^i \psi(i, \theta) di$
<p>Flujo concatenado</p>  <p>Posición σ</p> <p>$d\psi$</p> <p>W_{am}</p> <p>energía eléctrica almacenada</p> <p>Corriente</p>	<p>Flujo concatenado</p>  <p>Posición σ</p> <p>ψ</p> <p>W'</p> <p>energía eléctrica útil</p> <p>Corriente</p>
$i = \left. \frac{\partial W_{am}(\psi, \theta)}{\partial \psi} \right _{\theta=cte.}$	$\psi = \left. \frac{\partial W(i, \theta)}{\partial i} \right _{\theta=cte.}$
$T = \left. \frac{\partial W_{am}(\psi, \theta)}{\partial \theta} \right _{\psi=cte.}$	$T = \left. \frac{\partial W(i, \theta)}{\partial \theta} \right _{i=cte.}$

Un motor de reluctancia polifásico no es más que la suposición de varias estructuras electromagnéticas de simple excitación como la Figura 1.1. Para proporcionar un par unidireccional y un arranque sin problemas, basta con una estructura trifásica como la Figura 1.2, en la que las estructuras monofásicas pueden disponerse sobre el mismo eje o sobre el mismo plano adoptando la configuración práctica, de la Figura 1.3, con una corona de estator de 6 polos salientes. Las fases del motor (A, B, C) se forman conectando en serie las bobinas ubicadas en los polos diametralmente opuestos.

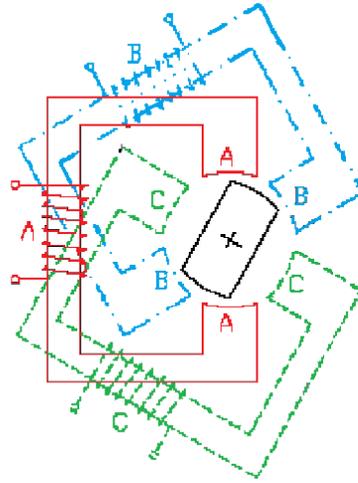


Figura 1.2 Estructura reluctante trifásica a partir de la suposición de tres convertidores electromecánicos de simple excitación en un mismo plano.

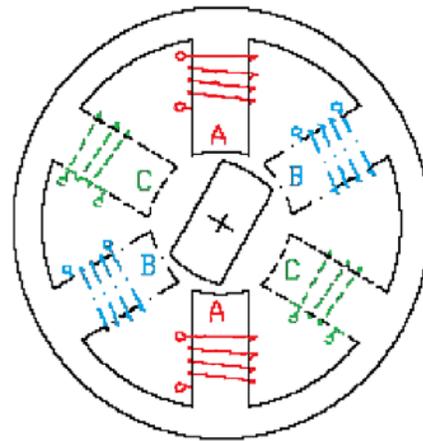


Figura 1.3 Estructura reluctante con la corona del estator de 6 polos.

Una de las principales características de los motores de reluctancia se encuentra en la estructura del rotor, dicha estructura no tiene imanes permanentes o bobinas en su constitución. Esto significa un costo bajo de construcción y se puede evitar problemas asociados con los imanes permanentes, tales como la magnetización y desmagnetización.

En los polos de la corona del estator se encuentran ubicadas las bobinas conectadas en serie. Existen distintos tipos de configuraciones, entre las más comunes destacamos 6/4 (6 polos en el estator y 4 polos en el rotor) y 12/8 (12 polos en el estator y 8 polos en el rotor) para los accionamientos trifásicos; 8/6 (8 polos en el estator y 6 polos en el rotor) y 16/12 (16 polos en el estator y 12 polos en el rotor) para los tetrafásicos y 10/8 para los pentafásicos [\[1\]](#). La dependencia de una fuente de excitación, así como la saturación magnética provoca que el motor de reluctancia tenga un comportamiento no lineal respecto a sus características de control.

Aunque su constitución es muy similar al motor paso a paso de reluctancia variable, se diferencia de éste en que precisa de realimentación de posición del rotor y en que es un verdadero accionamiento de velocidad regulable y elevado rendimiento [\[4\]](#).

En los accionamientos del motor de reluctancia autoconmutado se pueden distinguir tres bloques bien definidos (Figura [1.4](#)):

- La estructura magnética reluctante
- El convertidor estático
- El control, donde se incluye los sensores de corriente y posición como el sistema de control

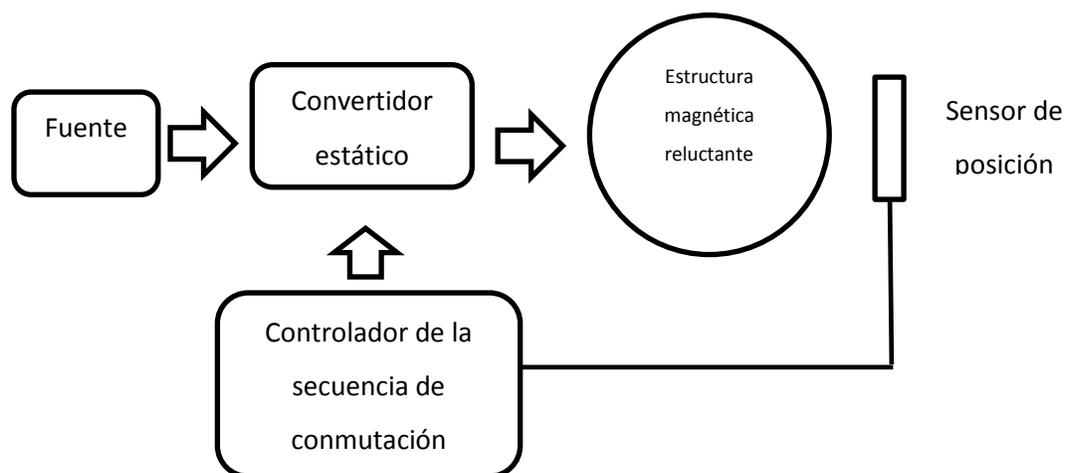


Figura 1.4 Estructura general del motor de reluctancia autoconmutado.

1.5 El Motor de Reluctancia Autoconmutado en el contexto de los motores eléctricos

A principios del siglo XX, los accionamientos eléctricos revolucionaron la industria ya que proporcionaron una fuerza motriz descentralizada para cada máquina y para cada eje. Hasta la década de los setenta, las máquinas eléctricas tenían muy definido su ámbito de aplicación en la industria. Así, el motor de inducción de jaula de ardilla era el motor por excelencia; el motor síncrono, aparte de su exclusividad en la generación, quedaba reducido a las aplicaciones de gran potencia; y el motor de corriente continua monopolizaba los accionamientos de velocidad variable. La modernización y automatización de los procesos industriales, la aparición de nuevos sectores como la informática y la robótica y una mayor sensibilidad por el medio ambiente, provocaron que los accionamientos eléctricos evolucionaran en los siguientes aspectos [4]:

- Mejoras de las prestaciones y del rendimiento en las máquinas eléctricas convencionales.
- Desarrollo de nuevos tipos de máquinas eléctricas mejor adaptadas a las necesidades de los procesos que han de impulsar.
- Desarrollo de accionamientos de velocidad variable en corriente alterna.
- Ampliación de la utilización de la velocidad variable a sectores que permiten conseguir importantes ahorros energéticos.
- Reducción de impacto ambiental

Esta evolución fue posible gracias al desarrollo tecnológico de los distintos componentes electrónicos; de la evolución de los materiales magnéticos; las técnicas de control avanzado y los convertidores estáticos.

El mercado de los accionamientos eléctricos esta en constante desarrollo y se superan las expectativas de aplicaciones conforme se desarrollan nuevas tecnologías, creando de esta manera una variedad de opciones que se pueden acoplar a necesidades específicas. En la Figura [1.5](#), se presenta una clasificación general de los accionamientos eléctricos.

En la actualidad, con el significativo logro y desarrollo que han tenido los motores eléctricos, se han abierto muchas líneas de investigación. Los motores de corriente alterna tienden a cubrir una amplia cuota del mercado; los motores de corriente directa mantienen su posición en determinadas aplicaciones, sin embargo existen aplicaciones con necesidades específicas en los cuales el motor de reluctancia autoconmutado puede cubrir ventajosamente.

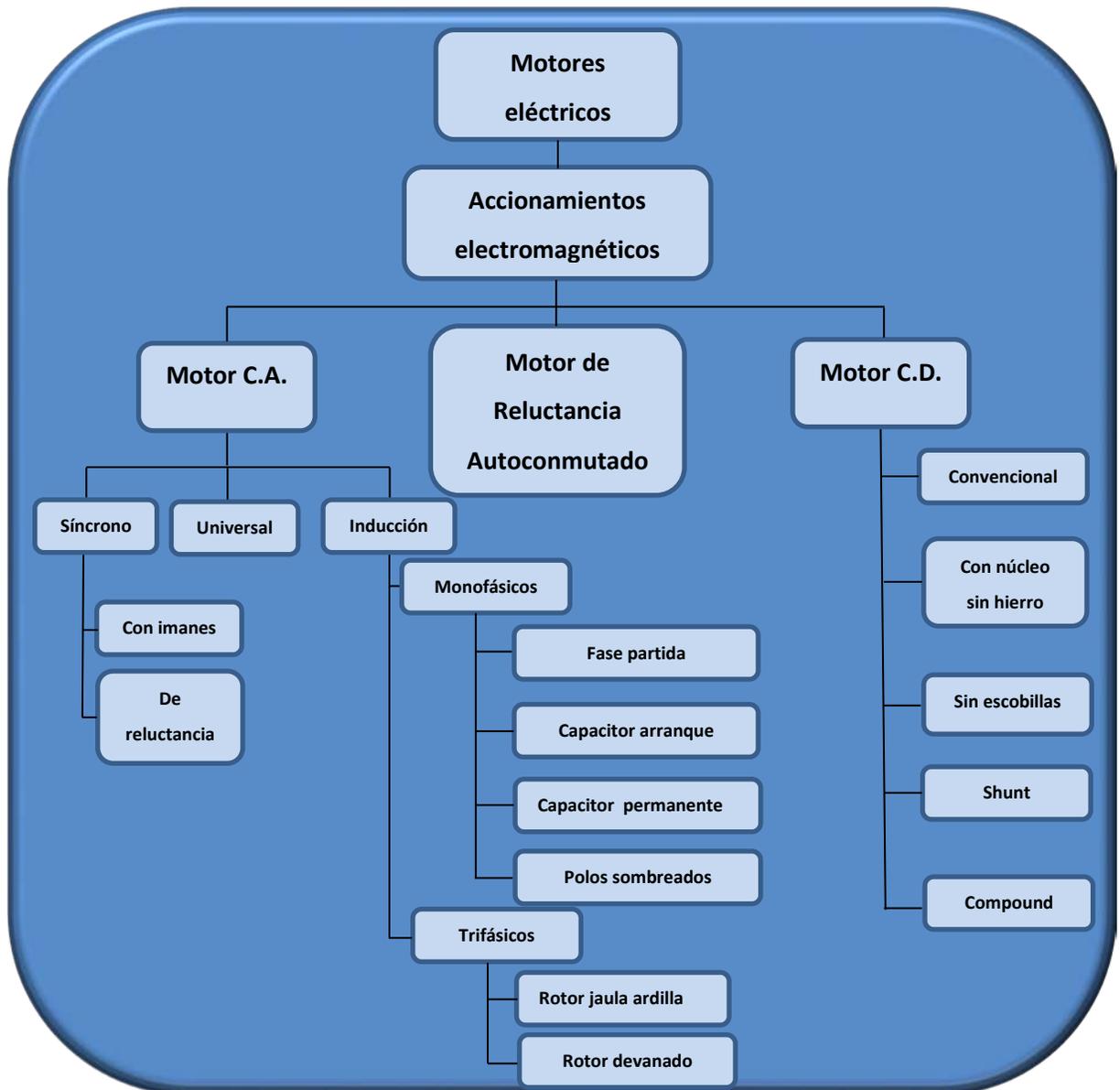


Figura 1.5 Clasificación general de los accionamientos eléctricos.

1.6 Principios del funcionamiento del Motor de Reluctancia Autoconmutado

El funcionamiento de los motores de reluctancia es sencillo, este tipo de motores consta en su parte móvil de un rotor con polos salientes, los cuales se orientan debido a un campo magnético producido por una corriente eléctrica que tiene su origen en las bobinas del estator. El movimiento del eje se hace posible debido a la conmutación del campo magnético. En este tipo de motores la producción de torque puede comprenderse de manera análoga utilizando el principio de conversión de energía electromecánica en un solenoide.

Una serie de bobinas, conectadas independientemente en pares de cada fase, envuelve los polos del estator. Cuando un par de bobinas de los polos del estator es energizado, el rotor se mueve para alinearse con los polos del estator. Este tipo de motores poseen un par de inercia muy pequeño, debido a la ausencia de bobinados o imanes permanentes entre los polos del rotor [6].

En un motor de reluctancia autoconmutado las distintas fases del motor se alimentan con corriente continua y en la secuencia adecuada, según la posición del rotor, para producir un par unidireccional. Generalmente solo hay una fase activada en cada instante, lo que significa que cada fase opera independientemente. Este tipo de motores es alimentado con un convertidor estático de potencia el cual es el encargado de realizar dos funciones:

- conmutar en todo instante la fase adecuada
- garantizar la rápida desmagnetización de la fase que acaba de abrirse

La estructura magnética reluctante puede adoptar diversas configuraciones según el número de polos del estator (N_e) y del rotor (N_r) y se identifica en cada caso según la relación N_e/N_r . El número de polos del rotor tiene que ser tal que impida, para cualquier posición, la alineación completa con todos los polos del estator, ya que siempre ha de existir algún polo del rotor que pueda

alcanzar el alineamiento. Por lo tanto ha de cumplirse las siguientes condiciones:

$$N_e = 2pm \quad (1.1)$$

$$N_r = 2p(m \pm 1) \quad (1.2)$$

Siendo m el número de fases y $2p$ el número de polos por fase.

El ángulo de conmutación o ángulo de paso equivale:

$$\varepsilon = \frac{360^\circ}{mN_r} \quad (1.3)$$

Por lo tanto el número de conmutaciones o de pasos por revolución es igual a:

$$s = mN_r \quad (1.4)$$

El motor de reluctancia autoconmutado, desde el punto de vista de la conversión de la energía, es un convertidor electromecánico rotativo de simple excitación que trabaja, por lo general, en saturación. Así pues la ecuación de tensión característica, en cada fase, del motor en conducción es [7]:

$$V = R_f i_f + \frac{d\psi}{dt} + cdt \quad (1.5)$$

Donde:

V	Tensión de alimentación
R_f	Resistencia de fase
i_f	Corriente de fase
ψ	Flujo concatenado de fase
cdt	Caída de tensión en un interruptor de estado sólido

El par electromagnético de una fase (M_f) puede expresarse mediante [1]:

$$M_f = \left[\frac{\partial W'(i, \theta)}{\partial \theta} \right]_{i=cte.} \quad (1.6)$$

Definiendo la coenergía como:

$$W = \int_0^i \psi(i, \theta) di \quad (1.7)$$

Considerando despreciable el acoplamiento magnético entre las diferentes fases del motor, el par electromagnético es simplemente la superposición de los pares de cada una de las fases del motor de reluctancia autoconmutado:

$$T = \sum_{i=1}^m M_f \quad (1.8)$$

Dado que no hay acoplamiento magnético entre las fases, la superposición de los pares individuales de las m fases proporciona el par interno mecánico total:

$$T = \sum_{i=1}^m \left[\frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^i \psi(\theta, i) \right]_{i=cte.} \quad (1.9)$$

El par medio se determina por el área encerrada por la trayectoria del flujo concatenado (W), llamada ciclo de conversión de energía, Figura 1.6, que representa la cantidad de energía mecánica producida en el desplazamiento del rotor provocado por cada cambio en la secuencia de conmutación de las fases. El par mecánico interno en valor medio es:

$$T_{AV} = \frac{mN_r}{2\pi} W \quad (1.10)$$

Donde mN_r es el número de conmutaciones que se produce en cada revolución, como cada conmutación produce un determinado desplazamiento angular, que se denomina paso o stroke, mN_r también es el número de pasos o strokes.

En el caso particular de funcionamiento no saturado el par mecánico interno es igual:

$$T = \frac{m}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (1.11)$$

Expresión que confirma el carácter unipolar de la corriente y que pone de manifiesto que, considerando un funcionamiento a corriente constante, el funcionamiento en la zona de crecimiento de la inductancia ($dL/d\theta > 0$) produce un par ($T(\theta) > 0$), mientras que trabajar en la zona correspondiente a una evolución de la inductancia decreciente ($dL/d\theta < 0$) implica un par generador ($T(\theta) < 0$), como se puede observar en la Figura 1.7.

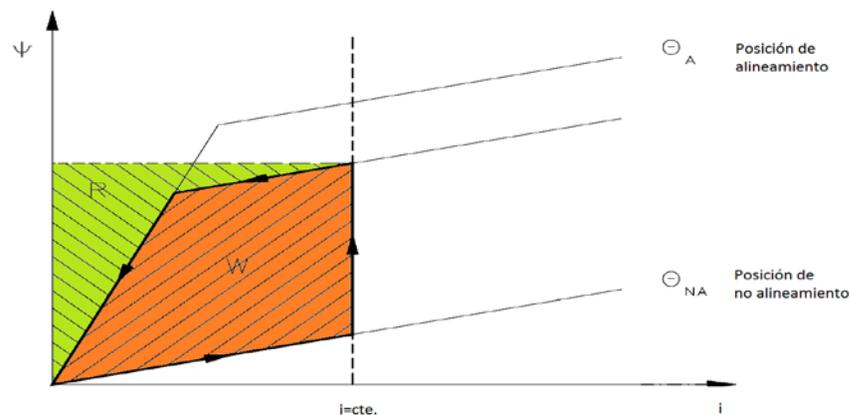


Figura 1.6 Ciclo de conversión de energía, idealizado con corriente constante.

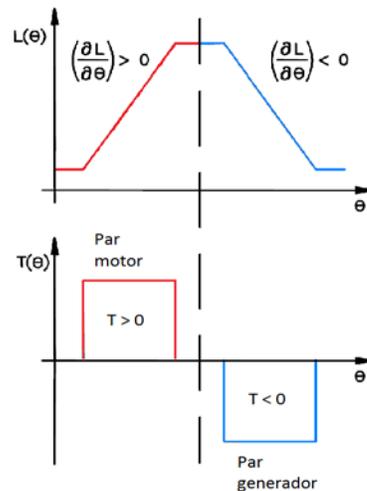


Figura 1.7 Par motor y par generador en el motor de reluctancia autoconmutado.

En un motor de reluctancia resulta de gran interés la relación de conversión de energía, $E.C.$ (energy conversion ratio), que es la relación entre la energía convertida en energía mecánica y la energía eléctrica suministrada por la alimentación. De acuerdo con la Figura 1.6, el área R representa la energía retornada hacia la alimentación al producirse la conmutación. La suma de las áreas $W + R$ tiene una influencia directa sobre la dimensión del convertidor de potencia. El cálculo de $E.C.$ vienen dado por:

$$E.C. = \frac{W}{W + R} \quad (1.12)$$

El ratio $E.C.$, en realidad relación kW/kVA, aumenta cuando la máquina trabaja con saturaciones elevadas. Muchos autores han comparado el ratio de conversión de energía de los motores de reluctancia autoconmutados con el factor de potencia de las máquinas de corriente alterna.

1.6.1 Principio de conmutación del motor de reluctancia

Para analizar y comprender el funcionamiento de un motor de reluctancia autoconmutado utilizaremos como ejemplo un motor de tres fases, $m = 3$, una estructura electromagnética 6/4 ($N_s = 6, N_r = 4$) y un convertidor estático clásico, Figura [1.8](#).

En esta figura se observa el movimiento del motor a favor de las manecillas del reloj, para que dicho movimiento se realice, los sensores de posición del rotor deben proporcionar la señal de conmutación al sistema que controla el disparo de la corriente.

En el instante que el polo del rotor (señalado en la Figura [1.8](#) con un punto) inicia el alineamiento con el polo del estator en la fase A, el controlador recibe una señal del sensor de posición y produce que los interruptores (M1 y M1') se encuentren en estado cerrado, provocando la excitación de la fase AA' (línea de color rojo según la Figura [1.8](#)).

De acuerdo a la ecuación 1.3, el ángulo de paso para este ejemplo es igual a:

$$\varepsilon = \frac{360^\circ}{mN_r} = \frac{360^\circ}{(3)(4)} = 30^\circ \quad (1.13)$$

Esto quiere decir que la conducción de corriente se prolonga durante 30° mecánicos. Al llegar el rotor a los 30° mecánicos el sensor de posición proporciona la señal al controlador y éste a su vez proporciona dicha señal al convertidor, quedando de ésta manera los interruptores (M1 y M1') en estado abierto; durante este lapso, la conducción de corriente se orienta hacia los diodos, provocando que la corriente sea anulada, para posteriormente realizar el mismo procedimiento para excitar la fase B y la fase C con la respectiva secuencia de conmutación de los interruptores.

La frecuencia de conmutación de las fases, $f(Hz)$, para que le rotor gire a una determinada velocidad, $n(min^{-1})$, será:

$$f = \frac{N_r n}{60} \quad (1.14)$$

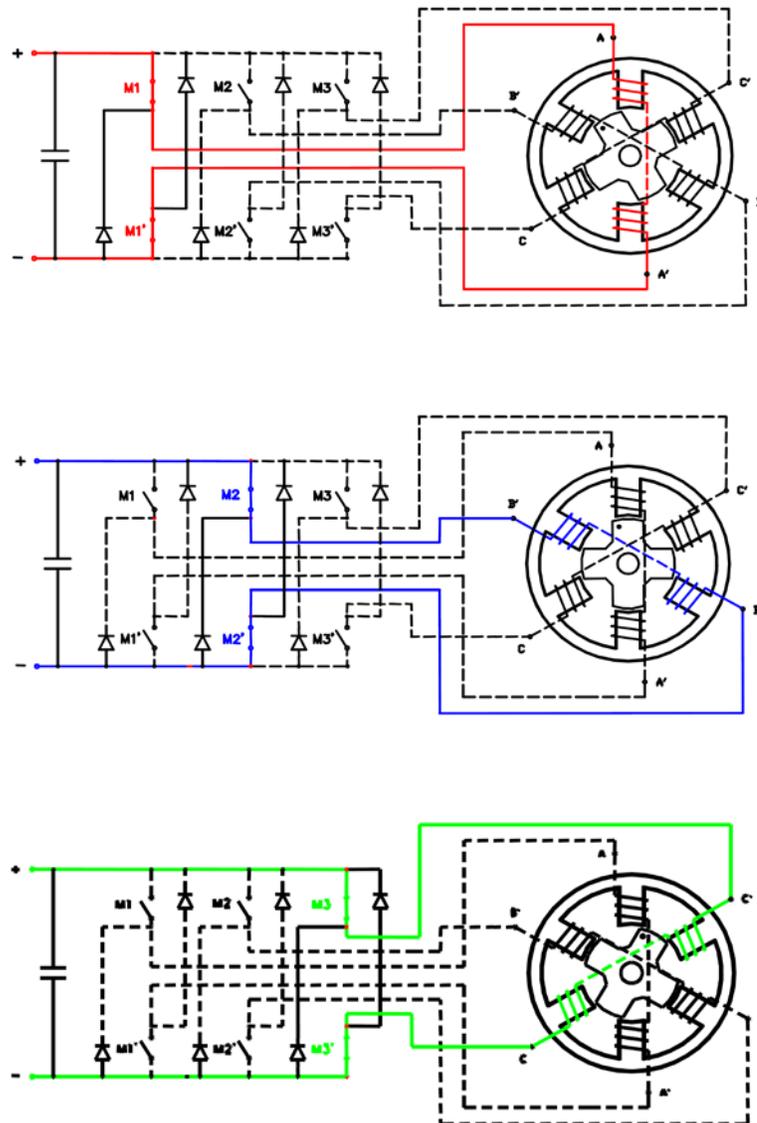


Figura 1.8 Conmutación de las fases del motor en función de la posición del rotor [1].

1.7 Aplicaciones del Motor de Reluctancia

Autoconmutado

El avance tecnológico del mundo actual está en constante desarrollo, día a día se obtienen avances significativos en las diversas áreas de la investigación. El mercado de los accionamientos eléctricos no es la excepción a este constante desarrollo tecnológico. Con la ayuda de técnicas de desarrollo; como por ejemplo la ingeniería concurrente, nos ayudan a tener un panorama más amplio, en cuestión de desarrollar nuevas alternativas de construcción, y desarrollar prototipos mediante la simulación y el modelado, analizando su comportamiento y características de funcionamiento.

Dentro del mercado de los accionamientos eléctricos, el motor de reluctancia autoconmutado ocupa un lugar privilegiado. Sus características de constitución simple y robusta, bajo costo de manufacturación y elevado rendimiento, lo ubican como un fuerte competidor ante los distintos accionamientos eléctricos para aplicaciones específicas, además ser considerado un accionamiento eléctrico tolerante a faltas [8].

Como lo menciona Perat [1] entre las principales ventajas e inconvenientes del motor de reluctancia autoconmutado tenemos:

Ventajas:

- La construcción mecánica es sencilla, robusta y los bobinados del estator son concentrados. En consecuencia los costos de manufacturación son bajos.
- La ausencia de bobinados e imanes en el rotor posibilita tener baja inercia y trabajar a velocidades elevadas.
- La mayoría de las pérdidas se concentran en el estator, lo que facilita la refrigeración y permite temperatura de operación elevada.

- En condiciones de falta, la tensión del circuito abierto es nula y las corrientes de cortocircuito son reducidas.
- El par es independiente del sentido de la corriente, lo que permite en ciertas aplicaciones la reducción del número de interruptores de estado sólido.
- La mayoría de los convertidores estáticos utilizados en los accionamientos de reluctancia autoconmutados son prácticamente inmunes a los disparos intempestivos.
- Tiene un elevado rendimiento y buena relación par/volumen y par/inercia.
- La característica par/velocidad puede adaptarse a la medida de las necesidades del proceso.

Desventajas:

- Requiere de un número elevado de terminales y conexiones.
- La estructura electromagnética ha de alimentarse mediante un convertidor estático y para su correcto funcionamiento necesita sensores de posición y reguladores electrónicos.
- El par motor presenta un notable rizado de par consecuencia de su naturaleza pulsante, debido a la interacción entre los imanes permanentes y la estructura reluctante. Por lo tanto es un componente indeseable para la operación de un motor.
- Su diseño precisa de un estudio muy a fondo de su circuito magnético, una buena adaptación del convertidor estático y una adecuada estrategia de control.

De acuerdo a sus diversas aplicaciones y desempeño el motor de reluctancia autoconmutado puede desempeñarse en distintas áreas de la industria como por ejemplo:

- Aplicaciones que requieren altas eficiencias en cargas nominales
 - Bombas
 - Compresores
 - Abanicos
- Entornos con altas temperaturas
 - Perforación
 - Industria aeroespacial
- Aplicaciones con alta densidad de potencia
 - Motores de reluctancia lineales
 - Unidades de tracción
- Aplicaciones con buena eficiencia a altas velocidades
 - Generadores
 - Compresores de alta velocidad

Existe una diversidad de aplicaciones del motor de reluctancia, las cuales han ido creciendo paulatinamente en diferentes sectores. En el sector electrodoméstico se ha utilizado en la lavadora MAH400 de la marca *Maytag*, del grupo *Emerson*; en las aspiradoras INF-A-TEK de *Ametek Lamb Electric* y en los robots de cocina de la marca *Smallfry*. En el sector de aire acondicionado y climatización *CompAir Ltd.* ha introducido motores de reluctancia en su gama de compresores. Respecto a la tracción eléctrica, encontramos motor de reluctancia en el triciclo Sparrow, *AMC-Densei*, en la motocicleta Lectra de *EMB Inc.* La empresa *Radio Energie* ha lanzado al mercado motores de reluctancia autoconmutados especialmente adaptados para carretillas eléctricas. Diversos centros de investigación de las principales firmas de automóviles, entre ellos *Daimler Chrysler* y *Volkswagen*, están trabajando en la utilización de este tipo de motores en el grupo tractor de vehículos eléctricos. En el sector auxiliar del automóvil encontramos el motor de reluctancia autoconmutado en el accionamiento para el control del acelerador del motor Jaguar SV-6 y V8 desarrollado por *Dana Corporation*. *Emotron* ha utilizado los motores de

reluctancia autoconmutados para el equipo de bombeo de la planta de tratamiento de aguas de Ringsjöverket, Suecia. *Beckam* ha empleado este tipo de motores en su centrifugadora de alta velocidad y elevada eficiencia [\[9\]](#).

Como se puede observar, el mercado de los motores de reluctancia autoconmutados está en constante crecimiento, las aplicaciones con mayor futuro se encontrarán seguramente en el sector auxiliar del automóvil, aire acondicionado, ventilación y tracción eléctrica.

1.8 Variantes constructivas del Motor de Reluctancia Autoconmutado

En la actualidad se han desarrollado un gran cantidad de prototipos de motores de reluctancia, la variedad de geometrías y cambios constantes en su constitución han despertado el interés en la investigación de este tipo de motores. Una clasificación inicial es hecha en base a la naturaleza de su movimiento, es decir, rotacional o lineal (Figura [1.9](#)). Como menciona Krishnan [\[10\]](#), generalmente hablando se distinguen cinco tipos distintos de motores de reluctancia:

- Cilindro regular con polos salientes
- Tipo disco
- Capa simple
- Multicapa
- Lineal

En adición a estas configuraciones comunes, algunos investigadores han centrado atención en distintas configuraciones de la estructura del rotor o el estator con el objetivo de mejorar el rendimiento del motor de reluctancia.

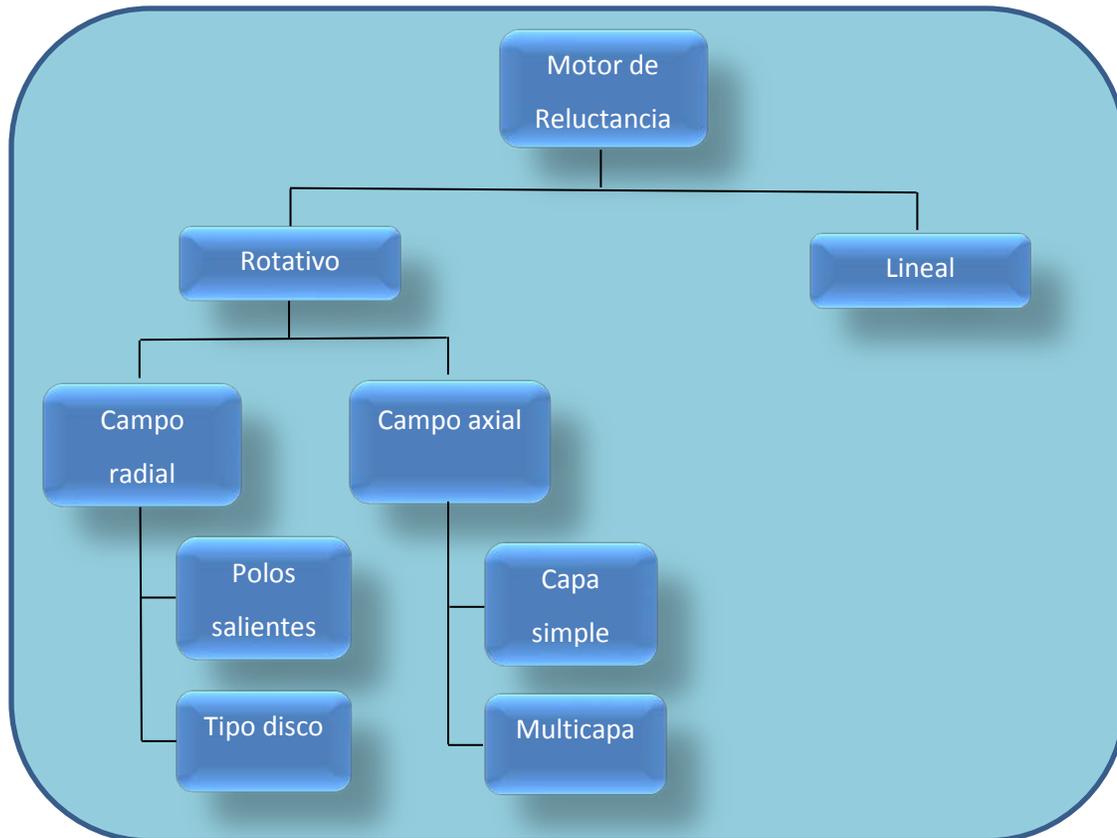


Figura 1.9 Clasificación del motor de reluctancia autoconmutado.

1.8.1 Motor de reluctancia autoconmutado rotativo de campo radial

Este tipo de configuración se basa en la localización de una bobina en las ranuras adyacentes para obtener un par de polos, o una bobina localizada diametralmente opuesta. La trayectoria de flujo corta en este tipo de motores tiene como ventaja bajas pérdidas de cobre. Tiene la desventaja de presentar una inductancia mutua ligeramente superior comparado con los motores de reluctancia autoconmutados de campo radial y una posible mayor tracción magnética desigual en el rotor. Con la inserción de imanes permanentes en el estator estos motores pueden lograr una alta velocidad y alta respuesta de operación [10].

1.8.2 Motor de reluctancia autoconmutado rotativo de campo axial multicapa

Un motor de reluctancia autoconmutado polifásico no es más que la superposición de m estructuras reluctantes elementales. Generalmente esta superposición se realiza en un mismo plano, dando lugar a estructuras con un número de polos distinto para el estator y para el rotor. Es posible no obstante, e incluso habitual en los motores de paso a paso de reluctancia, adoptar estructuras multicapas o multistacks en las cuales las distintas fases están dispuestas en capas paralelas respecto al eje del motor. En este sentido Ajei y Toliyat [11] han propuesto un motor de reluctancia autoconmutado, ver Figura 1.10, con el mismo número de polos del estator y del rotor (8 polos) y con los rotores desfasados.

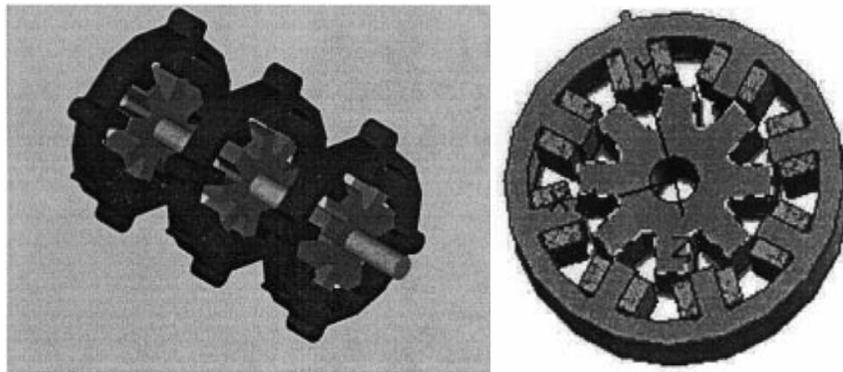


Figura 1.10 Vista tridimensional del motor trifásico de reluctancia autoconmutado multicapa [11].

El número de discos en el estator puede ser reducido a uno, en este caso las laminaciones del rotor necesitan un respaldo de hierro para proporcionar una trayectoria cerrada para el flujo. Una capa con un rotor y un estator o una capa con un rotor y dos capas de estator o dos capas de rotor y una de estator constituyen un motor de reluctancia autoconmutado de campo axial de capa simple.

1.8.3 Motor de reluctancia autoconmutado lineal

Los motores de reluctancia autoconmutados lineales son la contraparte de los motores de reluctancia autoconmutados rotativos. En efecto, este tipo de motores se obtienen de los motores rotativos por corte, a lo largo de su eje extendiendo tanto el rotor como el estator hacia afuera, como se muestra en la Figura [1.11](#).

Este tipo de motor es ampliamente utilizado debido a su rápida respuesta dinámica, alta eficiencia y alta densidad de potencia. Debido a su configuración y funcionamiento, son considerados cada vez más para las máquinas herramienta, ya que reducen la necesidad de subsistemas mecánicos de engranajes. Los motores de reluctancia autoconmutados lineales combinados con la levitación magnética son fuertes candidatos para aplicaciones de transporte en plantas industriales [\[10\]](#).

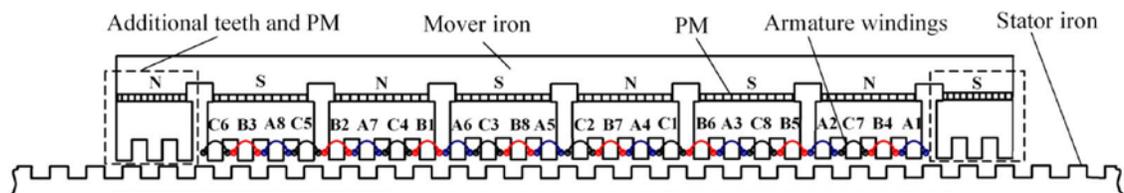


Figura 1.11 Topología de un motor de reluctancia autoconmutado lineal con un polo adicional e imanes permanentes [\[12\]](#).

1.9 Motor híbrido de reluctancia

Se han desarrollado un gran número de motores híbridos de reluctancia que comparten el mismo rotor que el motor de reluctancia autoconmutado pero que incorporan imanes permanentes en el estator. El número y la disposición de los imanes en el estator condicionan el funcionamiento y las características de estos motores.

Conceptualmente, los motores con imanes permanentes en el estator emplean el principio de reluctancia polarizado, en el cual el torque y la fuerza magneto-electromotriz son el resultado de la acción del flujo autoconmutado de los polos salientes del rotor sobre un flujo unipolar producido por los imanes permanentes en el estator. Según la disposición de los imanes, se puede clasificar tres tipos de motores modernos con imanes permanentes en el estator [\[12\]](#):

- Motores con imanes permanentes con polos salientes (*DSPM, doubly salient PM machine*)
- Motores con imanes permanentes con inversión de flujo (*FRPM, flux-reversal PM machine*)
- Motores con imanes permanentes de flujo autoconmutado (*FSPM, flux-switching PM machine*)
- Motores con imanes dispuestos entre los polos del estator cerca del entrehierro (*SPTPM, having PM between stator pole-tips machine*)

1.9.1 Motores con imanes permanentes con polos salientes (*DSPM, doubly salient PM machine*)

En este tipo de motor los imanes están dispuestos en la corona del estator con el fin de proveer una excitación adicional, como lo muestra la Figura [1.12](#). En este tipo de motor el flujo concatenado es unipolar y la forma de onda de la fuerza contraelectromotriz es casi trapezoidal. Es posible alimentarlo tanto mediante un convertidor propio de un motor de un motor de reluctancia autoconmutado como un convertidor propio de un motor de corriente continua sin escobillas. Este tipo de motor tiene una elevada densidad de par y presenta un elevado rendimiento.

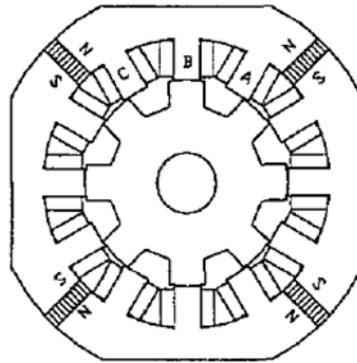


Figura 1.12 Motor *DSPM* con 12 polos en el estator y 8 polos en el rotor [\[12\]](#).

1.9.2 Motores con imanes permanentes con inversión de flujo (*FRPM, flux-reversal PM machine*)

Los motores con imanes permanentes con inversión de flujo tienen imanes permanentes localizados en la superficie del polo del estator que tiene contacto con el entrehierro, y bobinas concentradas localizadas en el polo del estator (Figura [1.13](#)). Como lo menciona Cheng *et al.* [\[12\]](#) este tipo de motor tiene la peculiaridad que su flujo de vinculación es bipolar, además de presentar tolerancia a fallas debido a que sus fases están aisladas. Características geométricas tales como el grosor de los imanes, el arco del polo del rotor, el tamaño del entrehierro; tienen efectos significantes en el desarrollo electromagnéticos en este tipo de motores.

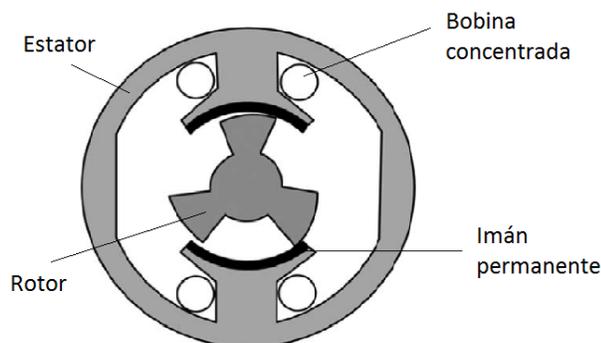


Figura1.13 Motor *FRPM* monofásico con entrehierro cónico de 2/3 polos [\[12\]](#).

1.9.3 Motores con imanes permanentes de flujo autoconmutado (*FSPM, flux-switching PM machine*)

Los motores con conmutación de flujo han sido de gran interés en los últimos tiempos, tienen su precedente en el alternador de flujo conmutado propuesto por Rauch (1955). En este motor la disposición de los imanes, Figura 1.14, hace que la forma de onda de la fuerza contraelectromotriz sea senoidal y tenga un comportamiento próximo al de los motores síncronos con imanes permanentes. La configuración del estator es relativamente compleja, tiene núcleos magnéticos en forma de “U” entre los cuales se encuentran localizados imanes permanentes. Presenta una elevada densidad de par y un rendimiento muy elevado.

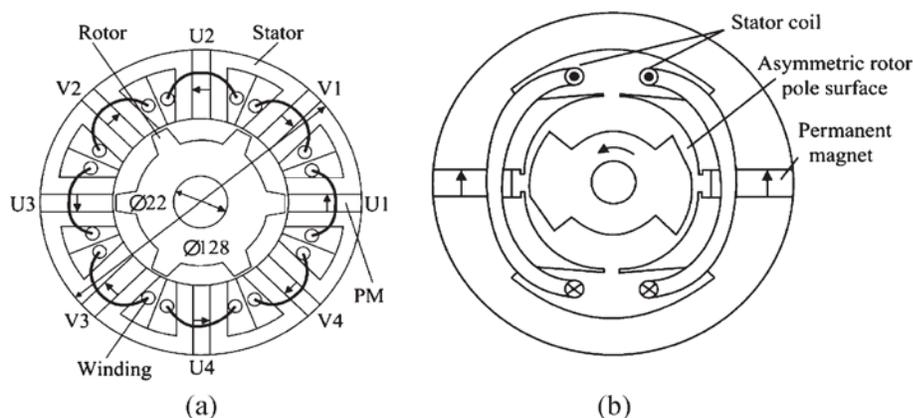


Figura 1.14 (a) Motor *FSPM* bifásico de 8/6 polos. (b) Motor *FSPM* monofásico de 4/2 polos [12].

1.9.4 Motores con imanes dispuestos entre los polos del estator cerca del entrehierro (*SPTPM, having PM between stator pole-tips machine*)

En este tipo de motores, cuando las bobinas de los polos del estator no están excitadas, el flujo creado por los imanes se cierra por el circuito magnético creado por el imán, por los polos adyacentes y por la porción de la corona del estator que une a ambos polos. Al excitarse la fase, el flujo del imán refuerza el flujo creado por las bobinas de las fases. Este motor se comporta como un motor de reluctancia autoconmutado con excitación adicional. Dado que en ausencia de excitación, el flujo magnético no atraviesa el entrehierro; por lo tanto este tipo de motor no presenta “*cogging torque*”. En la Figura [1.15](#) se muestra la configuración propuesta por Nakamura *et al.* [\[13\]](#).

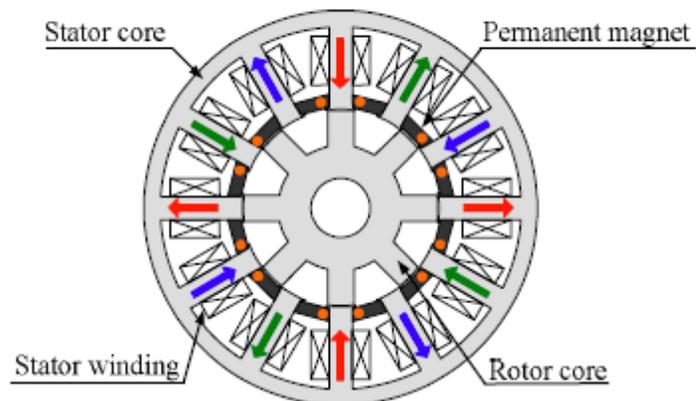


Figura 1.15 Motor con imanes dispuestos entre los polos del estator cerca del entrehierro, $N_s/N_r = 12/8$ [\[13\]](#).

Capítulo 2

Metodología de Simulación del Motor Híbrido de Reluctancia

2.1 Introducción a la simulación interactiva

El diseño de un motor híbrido de reluctancia autoconmutado es un proceso complejo y laborioso, donde las partes constituyentes no pueden analizarse por separado. Durante la etapa de diseño este tipo de motores requiere la optimización de todas y cada una de sus partes. El uso de herramientas de simulación permite estudiar los distintos sistemas que conforman el accionamiento de un motor de reluctancia autoconmutado, sin tener que disponer de él físicamente. Esto resulta muy ventajoso cuando se desea implementar modificaciones y realizar mejoras en el funcionamiento, ya que reduce los costos de manufactura de prototipos y los tiempos empleados en la experimentación.

Tradicionalmente el proceso convencional de desarrollo de productos consiste en la realización de una serie de tareas específicas que deben ser desarrolladas por diferentes equipos de trabajo en una empresa, que abarcan la generación de las primeras ideas, diseño conceptual, diseño detallado, análisis, elaboración de planos y documentación técnica, fabricación, puesta en servicio y mantenimiento.

Cuando los procesos de desarrollo de producto se realizan sin intercambio de información entre los diferentes equipos de trabajo, a medida que el proyecto avanza, los cambios en el diseño e ingeniería de producto resultan cada vez más difíciles y costosos. La ingeniería concurrente es la técnica de desarrollo de un producto consistente en realizar en paralelo la mayor parte de las tareas posibles, desde la fase de diseño hasta la de comercialización. Con este planteamiento se vencen las barreras existentes entre los diferentes departamentos que comparten los conocimientos y utilizan herramienta compatibles para hacerlo posible. En la Figura [2.1](#) se muestra el esquema ilustrativo de la reducción de tiempo obtenida mediante la ingeniería concurrente ante la ingeniería secuencial tradicional.

Las ventajas más relevantes que generan los sistemas concebidos mediante ingeniería concurrente son:

- Acortan los tiempos de desarrollo de los productos
- Elevan la productividad
- Aumentan la flexibilidad
- Mejoran la utilización de los recursos
- Capacidad de generar productos de calidad
- Reducen los costos de desarrollo de productos

Aunque la ingeniería concurrente es considerada la forma más eficaz de acortar el tiempo de desarrollo y costos de nuevos accionamientos, su aplicación práctica genera ciertas dificultades relacionadas con el correcto uso del conjunto de nuevas tecnologías de diseño asistidas por ordenador (CAD, *Computer Aided Desing*), simulación interactiva (CAE, *Computer Aided Engineering*) y ensayo o experimentación (CAT, *Computer Aided Test*).

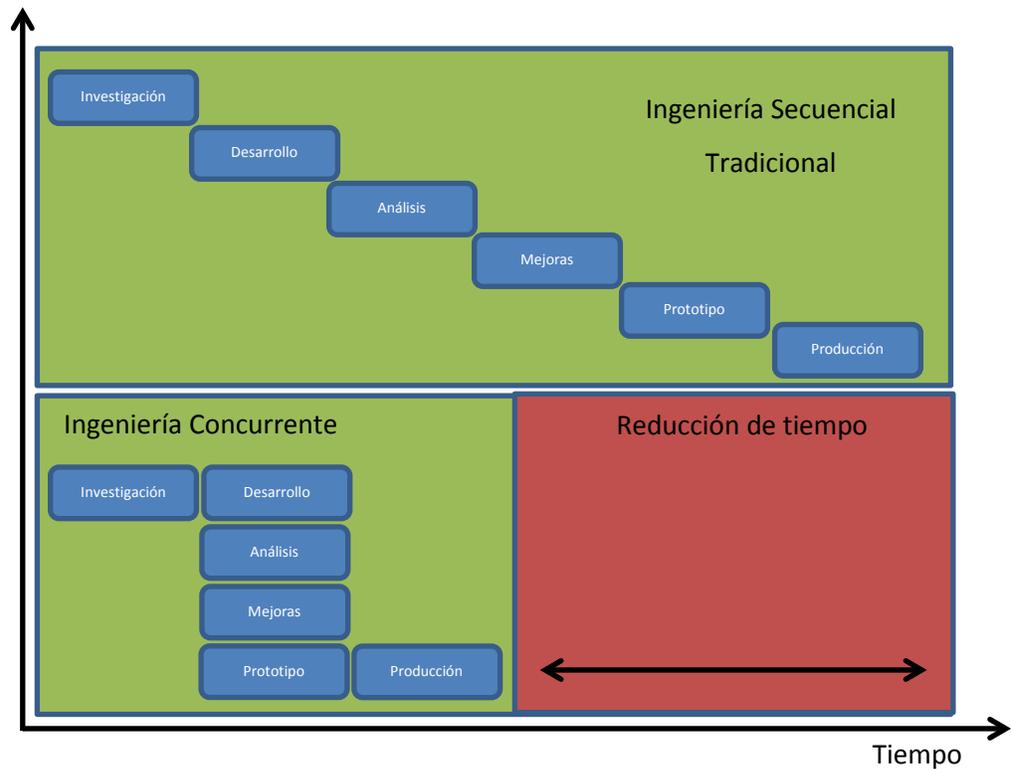


Figura 2.1 Esquema ilustrativo de los tiempos utilizados en la ingeniería convencional y concurrente.

La simulación interactiva evalúa el comportamiento de un accionamiento con un Motor de Reluctancia Autoconmutado, con el objetivo de validar sus diseños y ajustes iniciales y posteriormente mediante el control digital permite implementar los diferentes controles para regímenes permanentes y transitorios sin riesgos de cometer errores para el accionamiento [4].

En este capítulo se pretende definir las pautas a seguir en el desarrollo del prototipo virtual del motor de reluctancia. Se realizará el seguimiento del motor a partir del diseño de su geometría utilizando entornos virtuales definidos para la simulación interactiva, donde se puede visualizar el comportamiento del motor y el efecto que producen los distintos cambios en cualquier etapa del diseño, permitiendo comparar de forma rápida como afectan las variaciones realizadas.

Una vez elegido el modelo a utilizar para simular el accionamiento, las técnicas para desarrollar un prototipo virtual, como lo describe Molina [\[4\]](#), además de ahorrar tiempo y dinero, resultan más sencillas de aplicar, ya que permiten obtener un prototipo virtual con el cual se realizan los ensayos y las modificaciones al modelo, mediante la simulación interactiva, antes de la construcción del prototipo real, como se observa en la Figura [2.2](#).

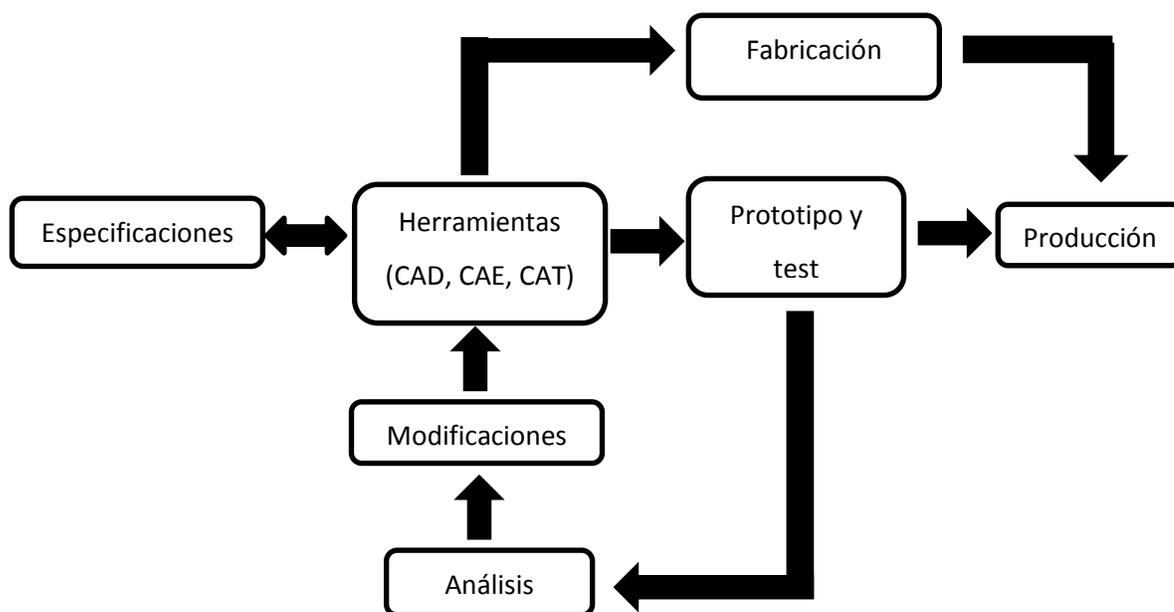


Figura 2.2 Técnica para desarrollar un prototipo virtual.

El modelado es uno de los eslabones más importantes en estos sistemas, ya que debe integrarse de una forma sencilla en el proceso de diseño, pretendiendo ser riguroso con los objetivos planteados para obtener resultados óptimos.

La principal ventaja de la simulación radica en la posibilidad de ejecutar multitud de pruebas en poco tiempo, así como prever el comportamiento de los sistemas en etapas iniciales de diseño antes de ser construidos. Hay que tener en cuenta que el resultado de la simulación estará acotado a la fiabilidad del modelo utilizado para caracterizar el sistema, por lo que será muy importante la elección del modelo y la posterior validación conociendo sus limitantes sobre la base de la hipótesis planteada, para después hacer una correcta interpretación de los resultados obtenidos.

2.2 Metodología de diseño del Motor Híbrido de Reluctancia

Los motores de reluctancia han sido estudiados por más de 150 años; gracias a los avances tecnológicos en las últimas décadas, éste tipo de motores han retomado importancia en el mercado de las máquinas eléctricas, debido a sus características tales como construcción simple y robusta, y tener aplicaciones para altas velocidades de operación. Como lo menciona Vijayakumar *et.al.* [\[14\]](#) Fulton realiza una clasificación de los métodos utilizados para el diseño de motores de reluctancia:

- Método lineal
- Método no lineal
- Método de elemento finito

2.2.1 Método lineal

El método lineal se basa en el análisis de un circuito con parámetros independientes de la corriente. En general, este método usa un coeficiente basado en el flujo residual para elegir la laminación de la geometría para diferentes características. Basándose en la suposición de hierro ideal, el

análisis omite el efecto de la corriente que fluye durante el período que la inductancia disminuye lo cual hace una validación dudosa del diseño [\[14\]](#). Krishnan *et al.* [\[15\]](#) han desarrollado un procedimiento para el diseño de motores de reluctancia basado en una ecuación de salida, la cual es muy similar a una ecuación utilizada en máquinas rotativas convencionales. Las ecuaciones que se utilizan mediante un modelo lineal sin considerar la saturación son [\[4\]](#):

$$V = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (2.1)$$

$$\psi = L(\theta)i \quad (2.2)$$

$$T = \sum_{i=1}^m \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} i^2 \quad (2.3)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T - T_L \quad (2.4)$$

donde:

V	Tensión de alimentación
R	Resistencia de fase
i	Corriente de fase
ψ	Flujo concatenado
L	Inductancia en función de la posición del rotor
θ	Posición del rotor
T	Par mecánico
m	Número de fases
J	Momento de inercia
ω	Velocidad angular
T_L	Par resistente

En un motor de reluctancia la inductancia mutua entre las fases es muy pequeña, por lo que la superposición del par individual de cada fase proporciona el par electromagnético total, tal como lo indica la ecuación [2.3](#).

2.2.2 Método no lineal

El método no lineal se basa en circuitos con parámetros dependientes de la corriente que consideran la saturación dentro del circuito magnético. Varios autores han intentado llegar a un diseño geométrico a través de un estudio geométrico susceptible que incluye aspectos como múltiples dientes por polo del estator, el ancho del diente, el ángulo de los polos salientes, el ancho de la corona del estator, el valor del entrehierro, por mencionar algunos. Miles [16] y Fahimi *et al.* [17] reportan el diseño y la predicción del comportamiento de un motor de reluctancia autoconmutado para altos valores de voltaje y potencia. Randun [18] y Finch [19] presentan un modelo analítico que incluye el efecto de la saturación en el hierro y solo requiere parámetros geométricos y características de los materiales como datos de entrada, lo cual facilita la simulación del motor. Para tener en cuenta el efecto de la saturación en motores de reluctancia debe recurrirse a modelos no lineales y al uso de las curvas de magnetización. Las ecuaciones a considerar, utilizando el modelo no lineal, son las siguientes [4]:

$$V = Ri + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \quad (2.5)$$

$$W(\theta, i) = \int_0^i \psi(\theta, i) di \quad (2.6)$$

$$T = \sum_{i=1}^m \left[\frac{\partial W(\theta, i)}{\partial \theta} \right]_{i=cte.} \quad (2.7)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T - T_L \quad (2.8)$$

donde:

V	Tensión de alimentación
R	Resistencia de fase
i	Corriente de fase
W	Coenergía
ψ	Flujo concatenado
L	Inductancia en función de la posición del rotor
θ	Posición del rotor
T	Par mecánico
m	Número de fases
J	Momento de inercia
ω	Velocidad angular
T_L	Par resistente

2.2.3 Método de elemento finito

Con los grandes avances en tecnología de cómputo, el método de elemento finito permite el análisis preciso en máquinas de reluctancia en 2D y 3D, siendo considerado el método de elección para el diseño de las máquinas eléctricas actuales. Una de las ventajas importantes de este método es su habilidad para tratar con geometrías complicadas, las mallas son fácilmente refinadas debido a que cada elemento es solamente subdividido. Usualmente se utilizan triángulos o cuadriláteros en 2D y tetraedros o hexaedros para 3D. Chabu *et al.* [20] emplearon el análisis de elemento finito con la técnica “*entrehierro móvil*”; la cual consiste en crear una capa única de elementos en el entrehierro, dicha capa se disuelve y se restaura después del movimiento angular, mientras que la malla en el rotor y en el estator no se altera. La característica principal del método de elemento finito es que las ecuaciones son multiplicadas por una función de ponderación antes de que la ecuación se integre en todo el dominio; además el dominio es discretizado en elementos generalmente no estructurados; por tal razón, este método presenta características idóneas para llevar a cabo la simulación del motor de reluctancia.

2.2.3.1 Método de elemento finito mediante *FLUX*

El acoplamiento automático entre programas amplía los servicios ofrecidos a los diseñadores de dispositivos electromecánicos. Los programas basados únicamente en exportación de tablas no pueden considerar los efectos que se producen en un dispositivo electromagnético, tales como la saturación y las corrientes de Foucault. Existe una variedad de programas comerciales y de uso libre destinados al análisis de campos magnéticos. Varios autores [21], [22], [23], [24] han utilizado el programa comercial de análisis de campos magnéticos *FLUX* el cual es desarrollado por *Magsoft Corporation*. *FLUX* utiliza el método de elementos finitos para resolver numéricamente las ecuaciones diferenciales parciales que definen el efecto electromagnético y dinámico del dominio.

De acuerdo a la naturaleza del fenómeno, existe un acoplamiento magneto mecánico, en donde el aspecto magnético es caracterizado por las ecuaciones de Maxwell y el mecánico por las ecuaciones de dinámica en movimiento de rotación. Las ecuaciones que utiliza *FLUX2D* para el cálculo electromagnético se describen de la siguiente manera [25]:

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (2.9)$$

$$\overline{\text{curl}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.10)$$

$$\overline{\text{curl}}(\vec{H}) = \vec{J} \quad (2.11)$$

donde \vec{B} es la densidad de flujo magnético, \vec{E} es la intensidad de campo eléctrico, \vec{H} es la intensidad de campo magnético y \vec{J} es la densidad de corriente eléctrica. Mientras que las ecuaciones dinámicas para el movimiento de rotación de un cuerpo se describen a continuación:

$$J \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} = \sum \vec{\Gamma}_{ext} \Rightarrow J \ddot{\theta} = T - \Gamma_r \quad (2.12)$$

donde J es el momento de inercia del cuerpo en rotación, T es el torque electromagnético, Γ_r es el par resistente mecánico que actúa sobre el cuerpo, Γ_r resistencia mecánica del torque. Para resolver este tipo de fenómeno *FLUX* aplica un procedimiento de cuatro etapas, las cuales se describen a continuación:

1. Resolver las ecuaciones de Maxwell y calcular la fuerza electromagnética o el torque que actúa sobre la parte móvil para una posición relativa dada entre las partes móviles y fijas del dispositivo
2. Resolver la ecuación de la dinámica de las piezas en movimiento, calcular la aceleración y la velocidad de la parte móvil durante un paso de tiempo y calcular la nueva posición de la parte móvil para el próximo paso del tiempo.
3. Mover la parte móvil a la nueva posición y (si es necesario). Re-mallar el área de desplazamiento.
4. Regresar a la etapa 1 para repetir el proceso de cálculo.

La fuerza electromagnética y el par magnético que actúa sobre la parte móvil se calculan por el método de trabajo virtual. La fuerza mecánica que actúa sobre la parte móvil es un dato de entrada del problema, introducida por el usuario.

2.3 Caracterización del Motor Híbrido de Reluctancia

El diseño de los motores de reluctancia plantea dificultades debido a la influencia que cualquier ligera variación de muchos de los parámetros de la

máquina tiene sobre sus características de funcionamiento. Diversos autores han optado por diversos parámetros a escoger según la aplicación que se quiera asignar al motor. Miller propone como punto inicial de diseño partir del torque por unidad de volumen del rotor [26]. Krishnan [27] propone partir de una ecuación de salida, la cual es muy similar a la ecuación utilizada en el diseño de máquinas convencionales de movimiento rotativo. Torrent [28] propone partir del coeficiente de utilización de la máquina de forma similar a como se realiza en el camino clásico con otras máquinas eléctricas. En este trabajo adaptaremos como base la estructura del motor de reluctancia aportado por Industrias ControlPro S.A. de C.V., Figura 2.3, el diseño del motor de reluctancia consta de una estructura geométrica constituida con 8 polos salientes en el estator y 8 polos salientes en el rotor, con el estator constituido mediante cuatro estructuras magnéticas separadas. El criterio de diseño de la estructura electromagnética de este motor fue diseñado a partir del coeficiente de utilización.

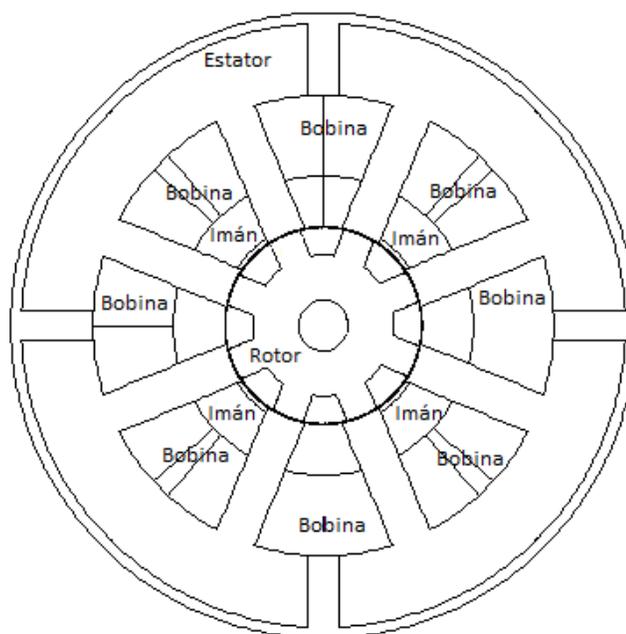


Figura 2.3 Sección axial donde se muestran los nombres de los principales componentes de la estructura base del motor de reluctancia.

La caracterización del Motor Híbrido de Reluctancia se llevó a cabo utilizando el método de elemento finito mediante el software comercial *FLUX2D*, el cual además de permitir un análisis de las diferentes magnitudes magnéticas (inducción, flujo, inductancia) permite la optimización del diseño en el motor de reluctancia. Los pasos que se siguieron para llevar a cabo la simulación del MHR son los siguientes:

- Diseño de la estructura reluctante del MHR
- Discretización el dominio mediante el diseño de una malla
- Especificación las condiciones de frontera y las características de los materiales
- Análisis de resultados

2.3.1 Diseño de la estructura reluctante del MHR

Se diseñó la estructura reluctante en el apartado *Geometry* de la sección *Preflu2D*, en donde se especifican las dimensiones de cada una de las partes principales de la geometría. La estructura reluctante del rotor y del estator está constituida de 8 polos salientes, en la Figura [2.4](#) se muestra una cuarta parte axial de la estructura base con la nomenclatura de las principales dimensiones geométricas. El motor dispone de 8 bobinas conectadas en serie, cada una de 30 espiras, ubicadas entre los polos del estator. El valor del entrehierro es de 0.4 mm como se puede observar en la Figura [2.4](#); como menciona Lipták [\[29\]](#) la longitud del entrehierro debe ser un valor lo más pequeño posible porque todo el circuito magnético es magnetizado desde el estator, si se incrementa el valor del entrehierro contribuye a la reducción de la eficiencia de la conversión de energía electromagnética. Los imanes permanentes están localizados entre los polos salientes del estator a una distancia de 2.55 mm del entrehierro, con

23 mm de ancho y 18 mm de largo. La Tabla [II.1](#) contiene las principales dimensiones geométricas de la estructura base del MHR.

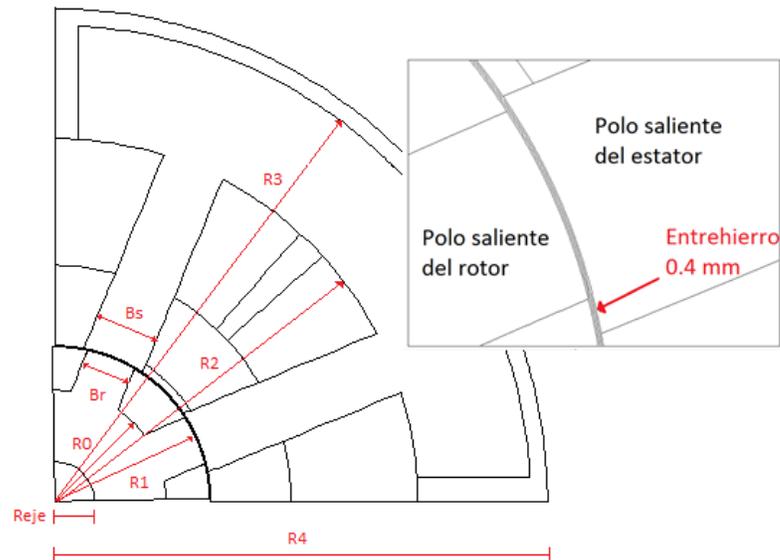


Figura 2.4 Nomenclatura de las principales dimensiones geométricas de la estructura base del motor de reluctancia.

2.3.2 Discretización del dominio del MHR

Una vez realizado el diseño bidimensional de la estructura reluctante se procede a discretizar el dominio a través de una malla en el apartado *Mesh* de la sección *Preflu2D*. El proceso de mallado consiste en dividir el dominio de estudio en elementos de malla. La calidad de la solución depende de los siguientes factores:

- El número y la dimensión de los elementos finitos
- Las funciones de interpolación en cada elemento, las cuales pueden ser funciones polinómicas de 1er. y 2do. orden
- Las condiciones de continuidad impuestas a los límites del sub-dominio

Tabla II.I. Dimensiones geométricas de la estructura reluctante del MHR.

Simbología	Dimensión	Característica
R eje	12.5 mm	Radio del eje
R0	35 mm	Radio del centro del eje a la parte inferior del rotor
R1	48.3 mm	Radio del centro del eje a la cara del polo del rotor
R2	114.4 mm	Radio del centro del eje a la cara interna de la corona del estator
R3	150 mm	Radio del centro del eje a la cara externa de la corona del estator
R4	155.3 mm	Parte externa del estator
Br	18.8°	Angulo beta, que da la anchura del polo del rotor
Bs	23.5°	Angulo beta que da la anchura del polo del estator
Entrehierro	0.4 mm	Entrehierro del MHR
Ancho imán	23 mm	
Largo del imán	18 mm	
Largo motor	50 mm	
8 bobinas en serie		
30 espiras por bobina		

Dentro del apartado *Mesh* existen distintas herramientas (*Mesh point*, *Mesh line*, *Mesh generator*) las cuales pueden ser utilizadas para realizar la subdivisión del dominio en elementos finitos y además permiten definir la forma de los elementos. El procedimiento para realizar la malla del dominio del MHR se llevó a cabo mediante la herramienta *Mesh point*, la cual permite asignar la dimensión de los elementos según el punto de la región seleccionada en la geometría. La Tabla [II.II](#) muestra la relación entre las regiones del MHR y la dimensión de los elementos.

Tabla II.II. Dimensión de los elementos finitos de acuerdo a la región del dominio.

Región	Dimensión de los elementos finitos
rotor	3 mm
estator	5 mm
eje	5 mm
entrehierro	0.3 mm
imán permanente	2 mm

La Figura [2.5](#) muestra el detalle bidimensional de la malla en las distintas regiones de una cuarta parte del MHR, conformada en su mayoría por triángulos. Reportando una calidad de malla del 90.15% de elementos de excelente calidad, 9.68% de elementos de buena calidad, 0.13% de elementos de calidad aceptable y 0.03% de elementos de mala calidad, teniendo un total de 9,016 elementos de superficie.

La región correspondiente al entrehierro del MHR, Figura [2.6](#), es una zona donde la calidad de la malla desempeña un papel importante, ya que corresponde a la zona donde la reluctancia magnética es mayor, en comparación con la estructura del estator y el rotor. De acuerdo a Chabú *et al.* [20] se diseñaron tres capas de elementos finitos para la región del entrehierro, como lo muestra la Figura [2.6](#), distinguidas entre ellas como entrehierro del rotor (sección amarilla), entrehierro móvil (sección roja) y entrehierro del estator (sección azul). La capa del entrehierro del rotor y la capa del entrehierro del estator, así como el resto de las regiones del dominio, tienen la característica de pertenecer a una malla estática; es decir, la malla no se modifica debido al movimiento angular; sin embargo, la capa del entrehierro móvil corresponde a una capa de elementos finitos, en donde dicha capa se disuelve y se restaura después del movimiento angular. Dicha caracterización se llevó a cabo declarando la sección del entrehierro móvil como un conjunto mecánico de tipo *Compressible* utilizando las herramientas disponibles en *PreFlu2D*.

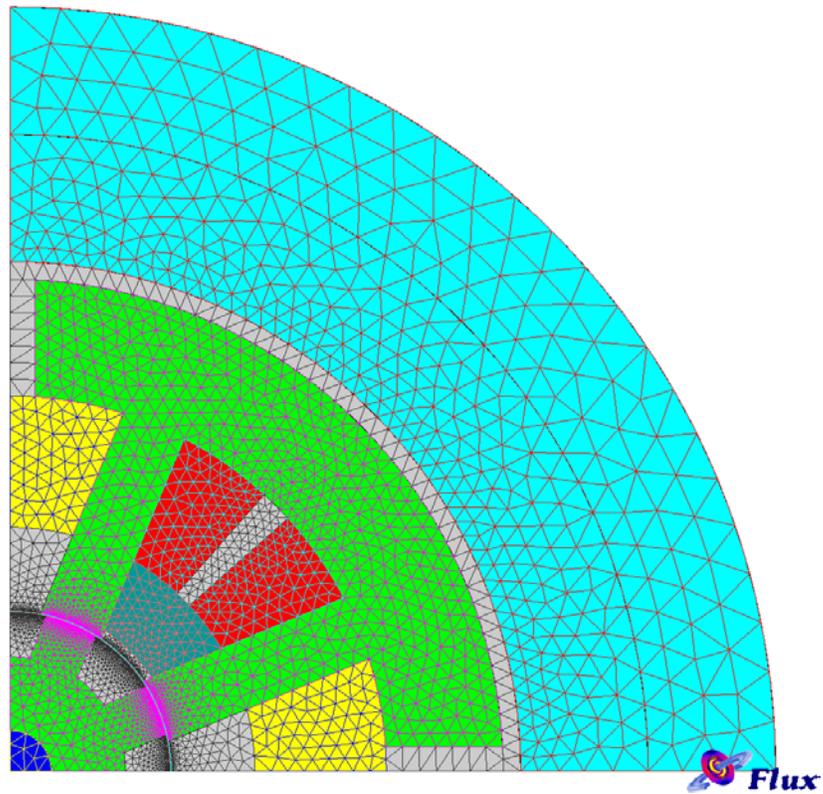


Figura 2.5 Detalle bidimensional de la malla de una cuarta parte del MHR.

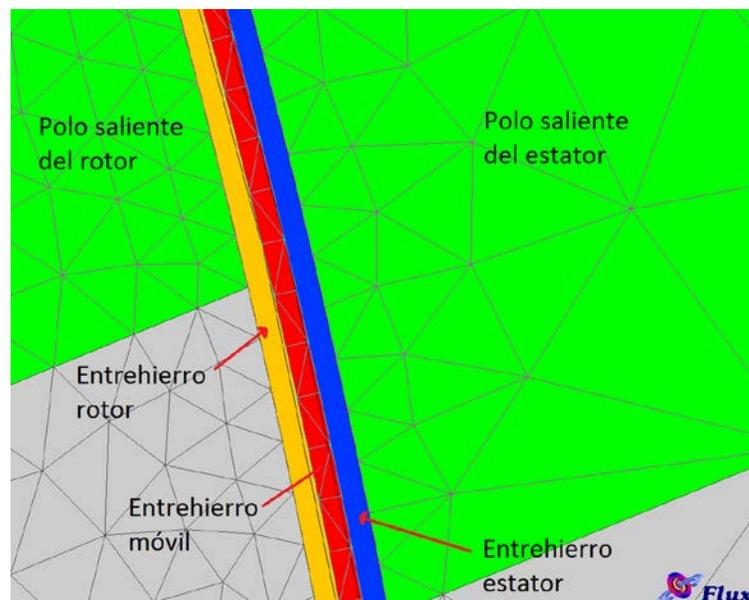


Figura 2.6 Detalle de las tres capas de la malla del entrehierro en el MHR.

2.3.3 Condiciones de frontera y características de los materiales del MHR

Después de haber realizado la discretización del dominio se asignaron las condiciones de frontera y se caracterizaron las regiones del MHR (Tabla [II.11](#)) en el apartado *Physics* de la sección *Preflu2D*.

De acuerdo a la estructura del MHR se destaca la presencia de patrones repetitivos. Bajo estas condiciones, es posible reducir el dominio de estudio de la siguiente manera:

- Representación de una fracción del modelo objeto de estudio
- Asignación de condiciones de contorno adecuadas en las fronteras del modelo que reflejen la propiedad o periodicidad de las condiciones de simetría

Existen ventajas al aplicar condiciones de frontera periódicas al modelo objeto de estudio, tales como una reducción del tamaño del problema de elemento finito y una simplificación de la descripción geométrica, reduciendo de esta manera el tiempo de cálculo para resolver el fenómeno. Para el modelo del MHR se diseñó una condición de frontera periódica de tipo *Rotation about Z axis with number of repetitions*. Mediante esta condición de frontera se simplificó el diseño de la estructura y sólo fue necesario modelar una cuarta parte de la geometría.

El fenómeno analizado en este trabajo es de tipo electromagnético, por lo tanto no puede ser limitado, es decir, corresponde a un dominio abierto; sin embargo una de las condiciones para utilizar el método de elemento finito implica limitar la región del problema. Para resolver este problema *FLUX* tiene disponibles dos métodos [\[30\]](#); el método de truncamiento, el cual consiste en cerrar el dominio de estudio con un límite exterior suficientemente lejos del modelo de manera que no interfiera con los resultados, y el método de transformación, el cual

convierte un dominio abierto en un dominio cerrado mediante la construcción de una “caja infinita”. El uso de este método supone implícitamente un campo nulo en el infinito. Para el modelo del MHR se utilizó el método de transformación mediante una caja infinita de forma cilíndrica cuyas magnitudes se definen mediante un radio interno ($1.25 * R_4$) y un radio externo ($1.5 * R_4$).

La región del eje, rotor y estator fueron diseñadas con laminaciones de acero al silicio *M19* (nombre comercial de acuerdo a la forma estándar *AISI, M330-65A* de acuerdo a la norma *EN 10106:2007*) con laminaciones de espesor de 0.65 mm y una densidad convencional de 7.6 kg/dm^3 con pérdidas máximas de 3.3 W/kg a 50 Hz a 1.5 Tesla [\[31\]](#). Dentro de la clasificación de materiales magnéticos blandos, el acero al silicio de grano no orientado presenta buenas propiedades magnéticas en cualquier dirección de laminación, debido a tales características se consideran ideales para la fabricación de motores eléctricos, generadores, compresores herméticos para neveras, congeladores y acondicionadores de aire. La presencia del silicio en su composición química y el rígido control del proceso en todas las fases de producción garantizan características magnéticas optimizadas.

En cada una de las estructuras separadas se dispone de un imán de material NdFeB, entre los polos del estator y situado cerca del entrehierro, con una permeabilidad relativa de 1.044 y una densidad de flujo remanente de 1.4 Tesla. Las bobinas fueron diseñadas de cobre con un factor de apilamiento de 0.8, conectadas en serie cada una de 30 espiras. La velocidad de operación del motor es de 1500 RPM.

2.3.4 Resultados en estado estático

El análisis de los resultados del MHR se realizó en la sección *Post-processing*. Para observar efecto de los imanes permanentes insertados entre los polos salientes del estator del MHR se realizó una comparativa con un motor con la misma estructura reluctante y las mismas condiciones de frontera utilizadas en el diseño del MHR pero sin los imanes permanentes insertados. El análisis comparativo se efectuó, básicamente, determinando las curvas de magnetización y las curvas de par en estado estático. Además se utilizaron los mapas de las líneas de campo magnético (*Weber*) y los mapas de densidad de flujo magnético (*Tesla*) en estado estático.

Los motores de reluctancia tienen un comportamiento no lineal cuando los polos salientes del rotor y del estator están completamente alineados. De acuerdo a la estructura reluctante del MHR se considera para la posición alineada el ángulo $\theta = 0^\circ$, y la posición no alineada el ángulo $\theta = 22.5^\circ$; es decir, la posición en donde los ejes interpolares del rotor están alineados con los polos salientes del estator.

La determinación de las curvas de magnetización, debido a su característica no lineal en los motores de reluctancia, es un parámetro importante a considerar en la etapa de diseño. Como menciona K.Y. Lu *et al.* [\[32\]](#) existen distintos métodos para obtener el valor de las curvas de magnetización. Para nuestro caso de estudio utilizamos el método basado en la interacción estática entre los valores de torque y los valores del flujo concatenado a una posición arbitraria. La teoría detrás de este método se desarrolla de la siguiente manera; el torque estático es igual al diferencial de la coenergía con respecto a la posición del rotor a un valor de corriente constante. Definiendo la coenergía como la cantidad de energía mecánica producida en el desplazamiento del rotor.

Para llevar a cabo la comparativa entre el MHR y el motor sin imanes, se llevó a cabo el diseño de experimentos virtuales mostrado en la Figura 2.7. El diseño de experimentos es la aplicación del método científico para generar conocimiento acerca de un sistema o proceso, por medio de pruebas planeadas adecuadamente [33].

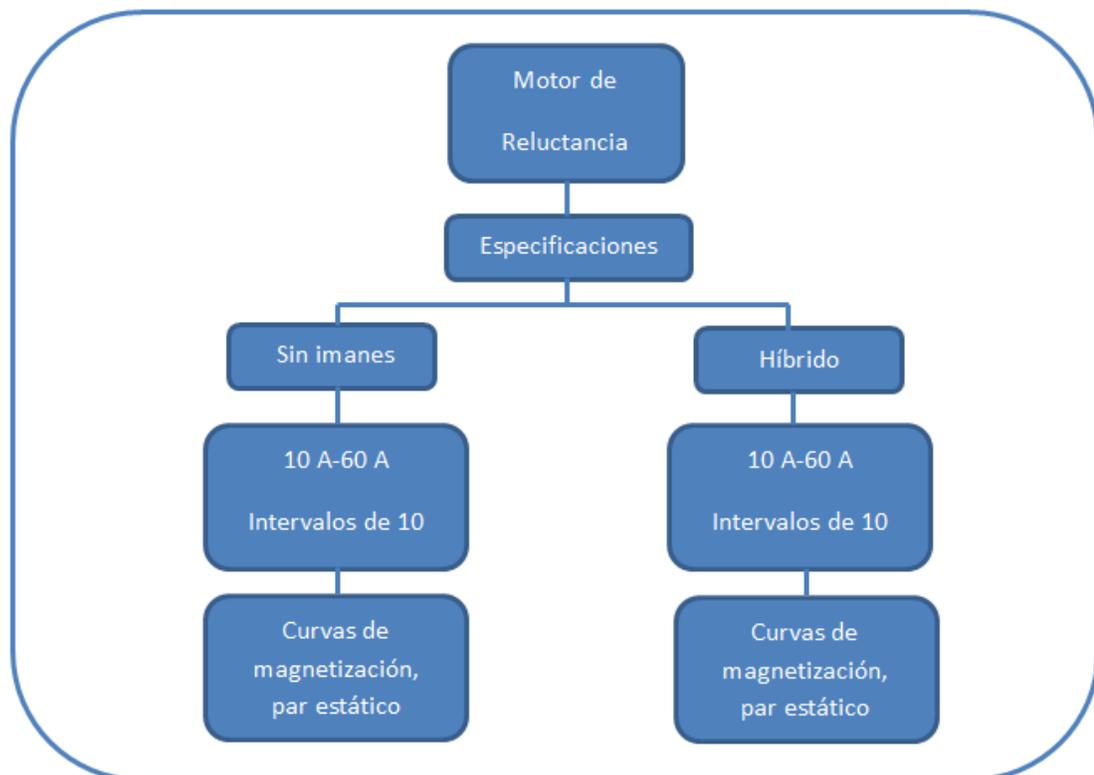


Figura 2.7 Diseño de experimentos virtuales para el MHR y el motor de reluctancia sin imanes.

Como se puede observar en el diagrama del diseño de experimentos virtuales, se realizaron simulaciones para el MHR y para el motor de reluctancia sin imanes. La metodología aplicada para caracterizar el MHR fue la misma metodología aplicada al motor de reluctancia sin imanes; es decir, las dimensiones de la estructura reluctante son exactamente iguales para ambos

motores, con la diferencia que el MHR tiene los imanes permanentes insertados entre los polos salientes del estator. Como se mencionó en la sección 2.3.3, la estructura reluctante fue diseñada con laminaciones de acero al silicio *M19*. De acuerdo a sus características magnéticas, este material puede ser utilizado en el diseño de motores eléctricos con corrientes de hasta 60 A , ya que para este valor de corriente la estructura reluctante alcanza su máximo nivel de saturación; por tal motivo el rango de $10\text{ a }60\text{ A}$ (con intervalos de 10 A) fue seleccionado para observar el comportamiento magnético de los motores.

2.3.4.1 Resultados del motor de reluctancia sin imanes

Se realizaron simulaciones para el motor de reluctancia sin imanes en estado estático. La Figura [2.8](#) muestra el mapa de la densidad de flujo magnético en el motor sin imanes en la posición alineada para una corriente de 60 A . De acuerdo a los valores de densidad magnética se puede observar un valor máximo de 2.35194 Tesla , el cual está localizado en los polos salientes del rotor y el entrehierro.

Las líneas de campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición alineada para una corriente de 60 A pueden ser observadas en la Figura [2.9](#), teniendo un valor máximo de flujo magnético de $1.75 \times 10^{-3}\text{ Wb}$. Como lo muestra esta figura las líneas de campo magnético están orientadas hacia el rotor, efecto que produce un par mecánico unidireccional. La mayor concentración de líneas de flujo magnético se localiza en los polos salientes del estator y del rotor, creando un circuito magnético conformado por la corona y los polos salientes del estator y por los polos salientes del rotor.

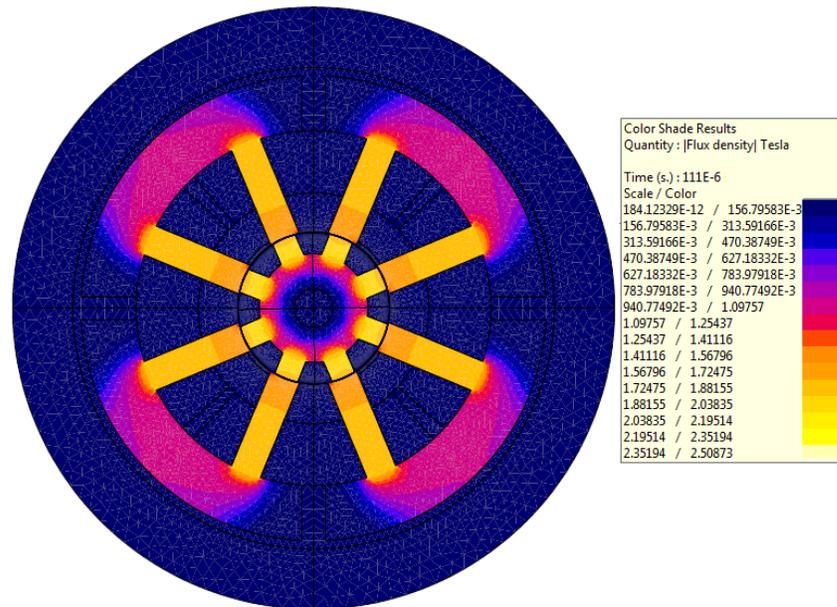


Figura 2.8 Mapa de la densidad de flujo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición alineada, para una corriente de 60 A.

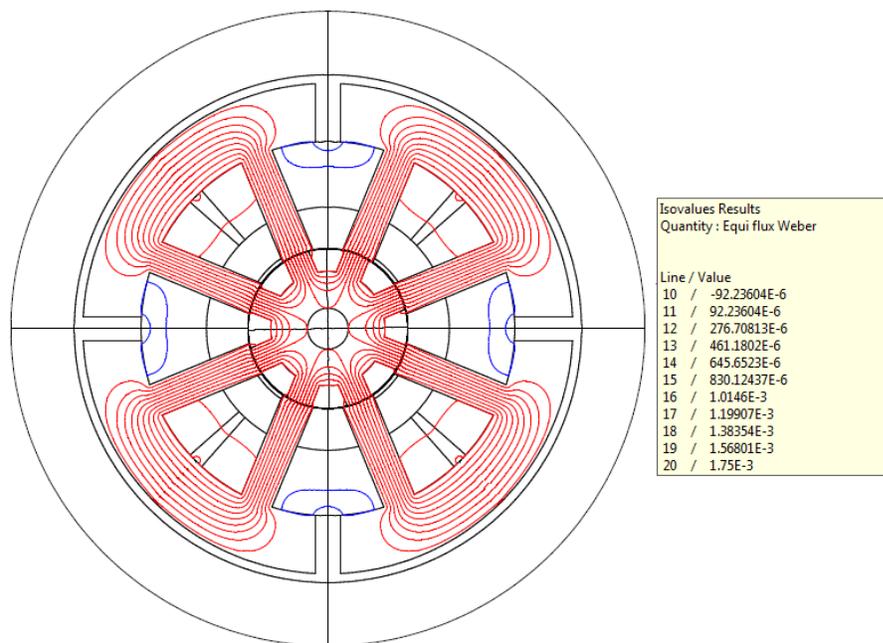


Figura 2.9 Distribución de las líneas de campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición alineada, para una corriente de 60 A.

La Figura 2.10 muestra el mapa de la densidad de flujo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición no alineada para una corriente de 60 A; donde, de acuerdo a la escala de colores, se observan un valor máximo de 2.92997 *Tesla*. La Figura 2.11 muestra las líneas de campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición no alineada para una corriente de 60 A. La mayor concentración de líneas de flujo magnético se encuentra localizada en los polos salientes del estator, con un valor máximo de flujo magnético de $1.1 \times 10^{-3} \text{Wb}$; sin embargo existen líneas de flujo magnético orientadas hacia el rotor, provocando cierta atracción magnética debido a la interacción entre los polos salientes del rotor y del estator. Esta interacción produce un par mecánico no deseado, debido a la saturación magnética en la estructura reluctante del estator; ya que al momento de encontrarse en completa saturación, el flujo magnético atraviesa el entrehierro y se orienta hacia el rotor.

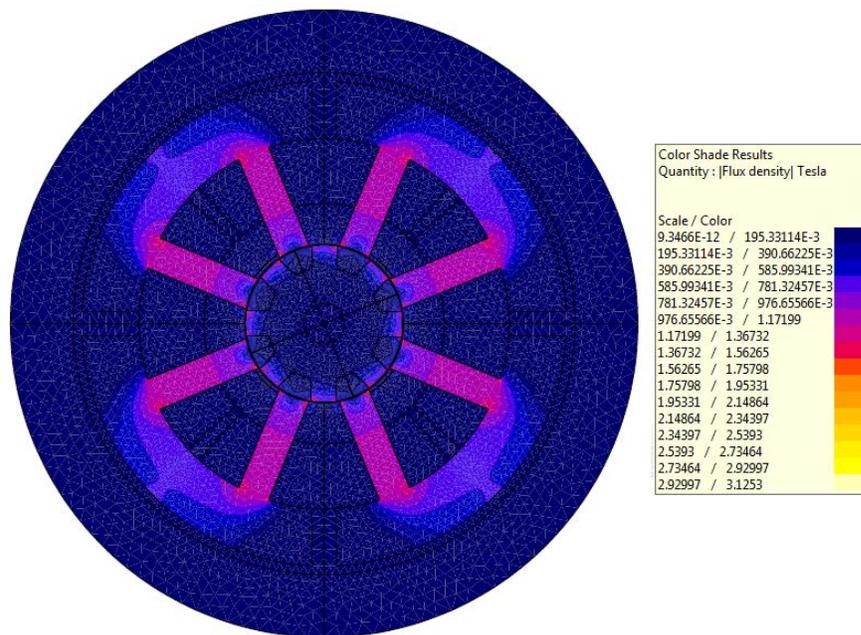


Figura 2.10 Mapa de la densidad de flujo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición no alineada, para una corriente de 60 A.

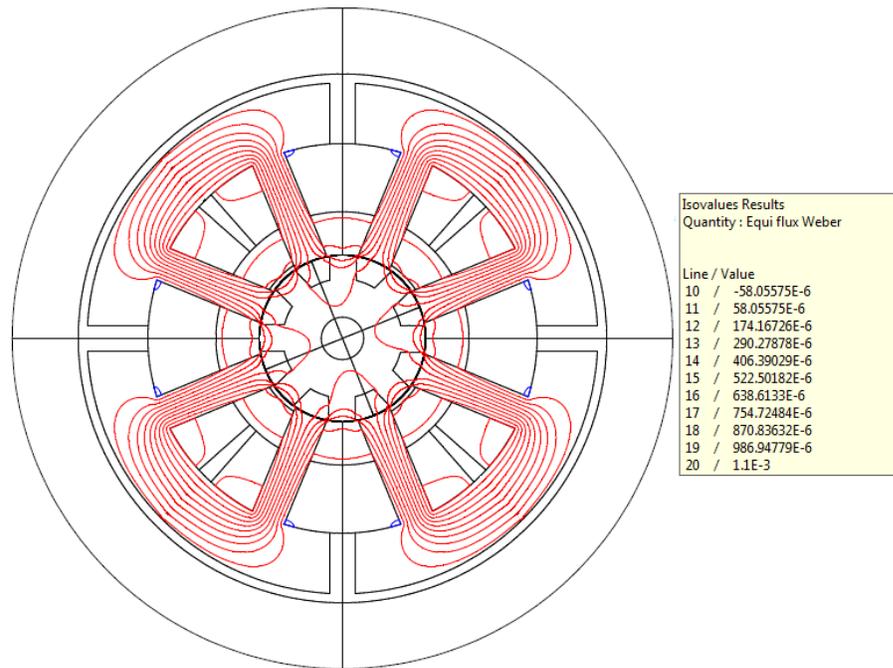


Figura 2.11 Distribución de las líneas de campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes en la posición no alineada, para una corriente de 60 A.

2.3.4.2 Resultados del MHR

Se realizaron simulaciones con el MHR siguiendo las mismas condiciones de funcionamiento del motor de reluctancia sin imanes. Se obtuvieron los mapas de la densidad de flujo magnético y la distribución de las líneas de campo magnético en estado estático. La Figura [2.12](#) muestra los mapas de la densidad de flujo magnético en el MHR en la posición alineada para una corriente de 60 A. De acuerdo a la escala de colores se observa un valor máximo de densidad magnética de 2.50599 *Tesla*, el cual se localiza en los polos salientes del rotor.

La Figura [2.13](#) muestra las líneas de flujo magnético en el MHR en la posición alineada para una corriente de 60 A. El valor máximo de flujo magnético es de $2.26 \times 10^{-3} \text{Wb}$, observando la mayor concentración de líneas de flujo magnético en los polos salientes del rotor, debido a la existencia de dos

circuitos magnéticos; el primero creado entre la corona del estator, los polos salientes del estator y los polos salientes del rotor, y el segundo creado entre los polos salientes del estator, el imán permanente y los polos salientes del rotor. La inserción de los imanes permanentes entre los polos salientes del estator produce un aumento significativo de campo magnético en la estructura reluctante; además reduce la saturación magnética de la estructura reluctante.

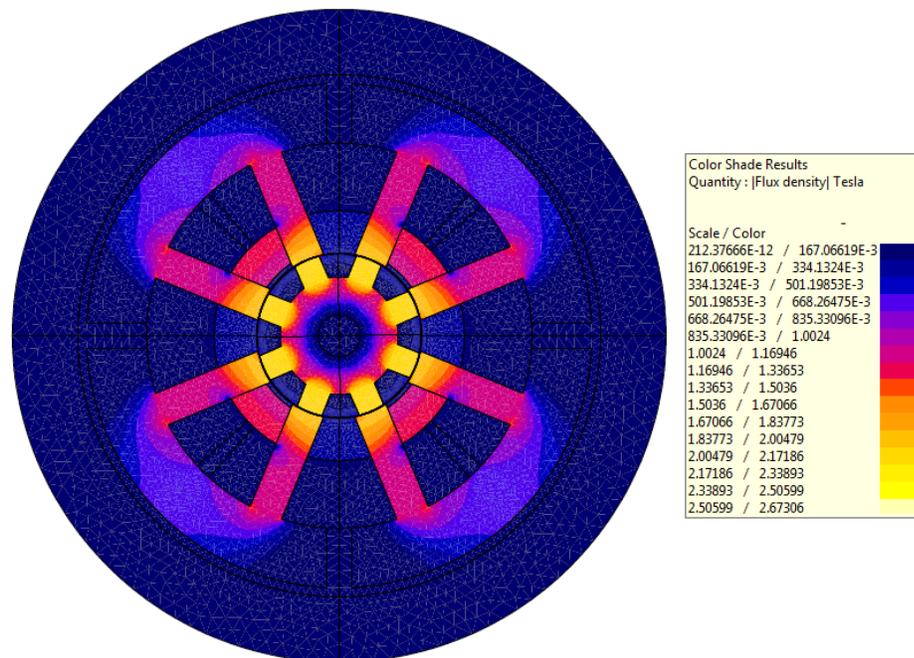


Figura 2.12 Mapa de la densidad de flujo magnético en el MHR en la posición alineada, para una corriente de 60 A.

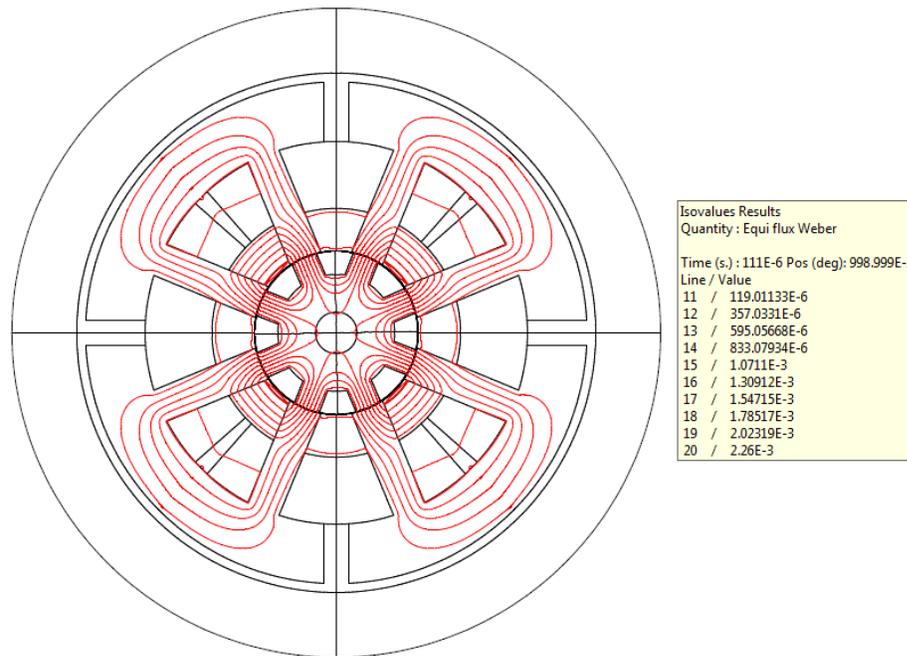


Figura 2.13 Distribución de las líneas de campo magnético en el MHR en la posición alineada, para una corriente de 60 A.

El mapa de la densidad de flujo magnético en el MHR en la posición no alineada para una corriente de 60 A puede ser observado en la Figura [2.14](#). De acuerdo a la escala de colores, se muestra un valor máximo de la densidad de flujo magnético de 3.31998 *Tesla*. En la Figura [2.15](#) se muestra las líneas de campo magnético en el MHR en la posición no alineada para una corriente de 60 A. El valor máximo de flujo magnético es de $1.44 \times 10^{-3} \text{Wb}$ localizado en los imanes permanentes. Se puede observar que la distribución de las líneas de flujo magnético correspondientes al MHR en la posición no alineada (Figura [2.15](#)) es diferente a la distribución del motor de reluctancia sin imanes en la misma posición (Figura [2.11](#)), esto se debe al efecto que producen los imanes, evitando la saturación magnética en los polos salientes del estator y concentrando la mayor parte del flujo magnético en los imanes permanentes.

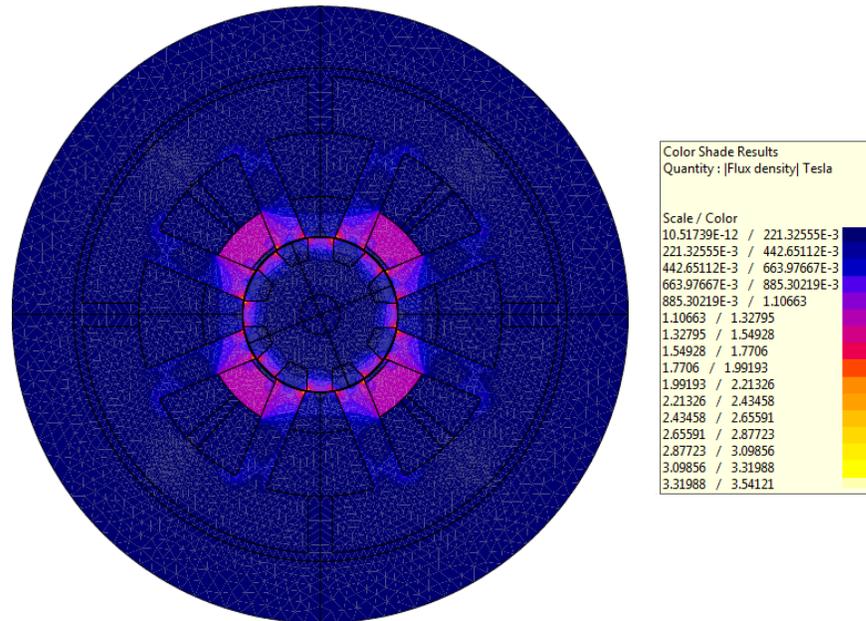


Figura 2.14 Mapa de la densidad de flujo magnético en el MHR en la posición no alineada, para una corriente de 60 A.

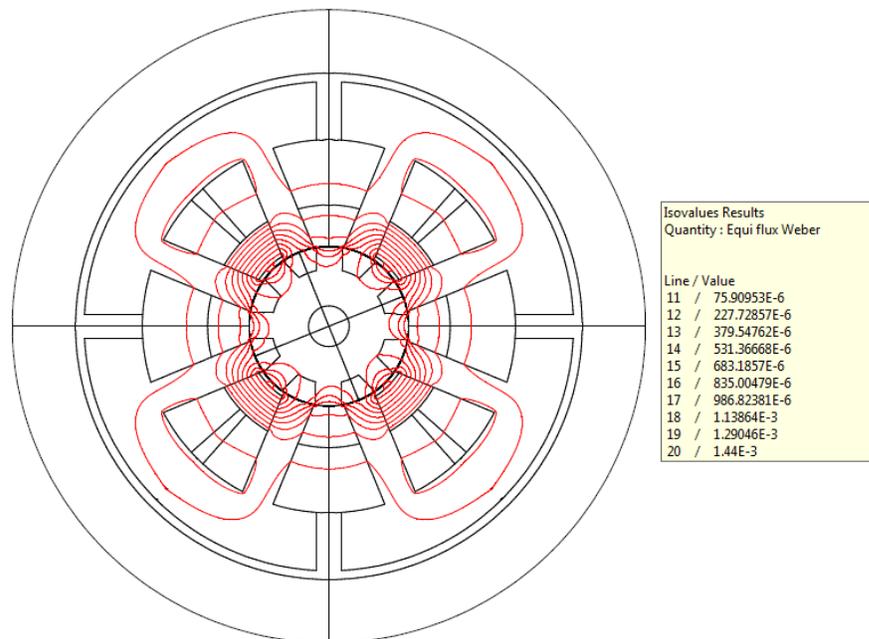


Figura 2.15 Distribución de las líneas de campo magnético en el MHR en la posición no alineada, para una corriente de 60 A.

2.3.4.3 Comparación de resultados de la simulación del motor de reluctancia sin imanes y del MHR

De acuerdo con los resultados obtenidos mediante simulaciones, se llevó a cabo la etapa de comparación mediante los mapas de la densidad de flujo, la distribución de las líneas de campo magnético, las curvas de magnetización y las curvas de par estático. La Tabla II.III muestra los valores de la densidad de flujo magnético y del campo magnético comparados entre el MHR y el motor de reluctancia sin imanes.

Tabla II.III. Comparación de los resultados de la densidad de flujo magnético y campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes y el MHR.

	Densidad de flujo magnético (Tesla)		Campo magnético (Wb)	
	<i>Alineado</i>	<i>No alineado</i>	<i>Alineado</i>	<i>No alineado</i>
Motor de reluctancia sin imanes	2.35194	2.92997	1.75×10^{-3}	1.1×10^{-3}
MHR	2.50599	3.31988	2.26×10^{-3}	1.44×10^{-3}

El área encerrada entre las curvas de flujo concatenado contra corriente para la posición alineada y la posición no alineada proporciona el máximo trabajo realizado por el motor. El par mecánico de los motores de reluctancia viene determinado por el área encerrada por la trayectoria del flujo concatenado [27]. En la Figura 2.16 se observan las curvas de magnetización del MHR y del motor de reluctancia sin imanes, comprendidas entre la posición alineada, ángulo $\theta = 0^\circ$, y la posición no alineada, ángulo $\theta = 22.5^\circ$. Comparando el área encerrada del MHR y el motor de reluctancia sin imanes, Figura 2.16, se puede apreciar que el área del MHR es mayor para un mismo valor de corriente. Por lo tanto es de esperar un par mecánico superior.

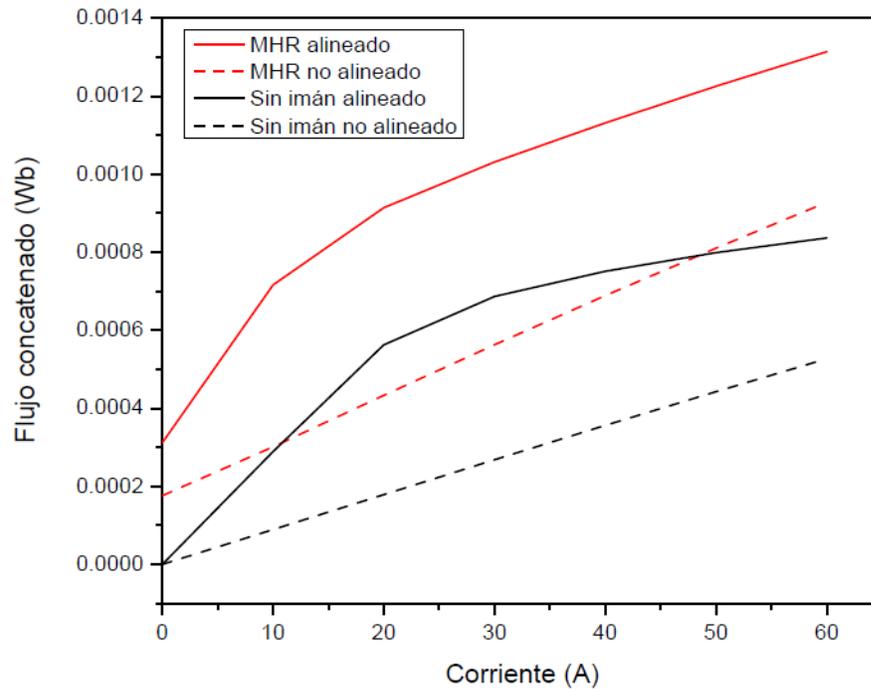


Figura 2.16 Comparación de las curvas de magnetización en el MHR y en el motor de reluctancia sin imanes para distintos valores de corriente.

Las curvas de par estático, es decir, el torque respecto a la posición relativa entre el estator y el rotor para diferentes valores de corriente, pueden ser observadas en la Figura [2.17](#). Estas curvas están comprendidas entre la posición alineada, ángulo $\theta = 0^\circ$, y la posición no alineada, ángulo $\theta = 22.5^\circ$. La Figura [2.17](#) confirma el enunciado de obtener un par mecánico superior de acuerdo al área encerrada comprendida por las curvas de magnetización; observándose, no solo un par mecánico superior para el mismo valor de la corriente en el MHR, sino también que el par mecánico se mantiene a un determinado valor para un margen más amplio de posiciones angulares.

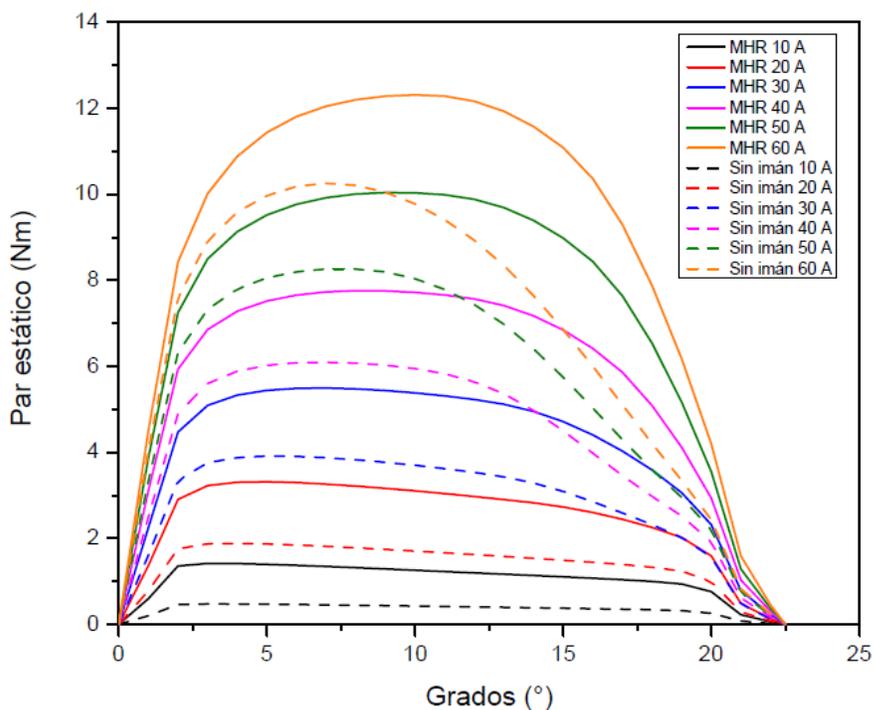


Figura 2.17 Comparación de las curvas de par estático en el MHR y en el motor de reluctancia sin imanes para distintos valores de corriente.

Los resultados muestran un mejor comportamiento del MHR. Es importante resaltar el aporte magnético que hacen los imanes permanentes en el MHR, destacando que el valor de las curvas de par estático en el MHR respecto al motor de reluctancia sin imanes es mayor conforme el valor de la corriente en las bobinas se incrementa. Al excitarse las bobinas el flujo magnético generado por éstas se combina con el flujo magnético de los imanes permanentes, produciendo un flujo magnético dirigido hacia el entrehierro, el cual es la suma de ambos flujos. Circunstancia que genera un par estático mayor que el esperado por un motor de reluctancia convencional. Además, la existencia de imanes permanentes en la estructura reluctante evita que dicha estructura se sature con el flujo magnético generado por las bobinas.

Capítulo 3

Fundamentos del Accionamiento Eléctrico del Motor Híbrido de Reluctancia

3.1 Introducción

El MHR objeto de estudio, aportado por Industrias ControlPro S.A. de C.V., es un motor monofásico, el cual consta de 8 bobinas conectadas en serie con estructura reluctante de 8 polos salientes en el estator y 8 polos salientes en el rotor, con la particularidad de tener imanes permanentes insertados entre los polos salientes del estator en una posición cercana al entrehierro. En este capítulo se llevará a cabo el modelado del controlador, mediante simulación, para prever el funcionamiento del accionamiento en el MHR sin la necesidad de realizar ensayos en laboratorio. Todos los accionamientos eléctricos disponen de un conjunto de elementos cuya dinámica es el punto de partida para el óptimo funcionamiento del accionamiento y el tipo de dispositivo de control para que estos elementos interactúen siguiendo pautas determinadas.

En la etapa de simulación se diseñará el convertidor electrónico de potencia en el cual la secuencia de conmutación de sus interruptores de estado sólido depende de la posición angular del rotor. El objetivo de este capítulo es afrontar el diseño del accionamiento eléctrico mediante la simulación permitiendo modelar el dispositivo de control real mediante un modelo virtual que se ajuste a las necesidades de funcionamiento.

3.1.1 Relación entre el modelado y la simulación

Cuando se desarrolla un sistema mediante simulación se realiza de tal forma que todos sus componentes tienen una relación de funcionamiento; es decir, el sistema se obtiene introduciendo las particularidades de cada uno de los modelos que conforman el accionamiento dentro de un entorno que sea compatible con las características de cada componente de forma que se logre formar un modelo del accionamiento completo; a ese entorno se le llama entorno de simulación.

Existen distintos métodos para el modelado de un accionamiento y una variedad de paquetes de software que permiten el diseño multinivel en la simulación de un accionamiento. Algunas de las formas más extendidas para la descripción de los modelos son las siguientes [34]:

- **ML** (*Modeling Language*) utiliza lenguajes de modelado (*C/C++*, *PASCAL*, *MATLAB*)
- **BD** (*Block-Diagrams*) mediante diagramas de bloques (*SIMULINK*, *CASPOC*)
- **FEA** (*Finite Element Analysis*) el uso de métodos numéricos para el análisis de campos electromagnéticos mediante elementos finitos (*FLUX*, *ANSYS*, *MAXWELL*, *FEMLAB*, *JMAG*)
- **CD** (*Circuit-Diagrams*) mediante esquemas de circuitos (*SIMPLORER*, *P-Spice*, *Power System Blockset*)

Cada uno de ellos se puede asociar a la simulación del accionamiento eléctrico de manera que las características de cada elemento se relacionan, existiendo una retroalimentación que permite el diseño óptimo del entorno de la simulación. En un entorno de simulación se aprovecha la ventaja de tener distintos elementos con características de funcionamiento compatibles, permitiendo intercambiar datos, siendo de gran interés en el desarrollo de accionamientos eléctricos utilizando procesos de ingeniería concurrente. En la

Figura 3.1 se puede apreciar la manera en la cual los distintos elementos que conforman un entorno de simulación interactúan entre sí para llevar a cabo la simulación de un accionamiento eléctrico. Los entornos de simulación dan lugar a la constitución de programas concretos, que se utilizan de forma metódica para ensayar el accionamiento completo siguiendo estrategias determinadas con el objetivo de obtener una valoración final sobre su comportamiento antes de que estos sean construidos.

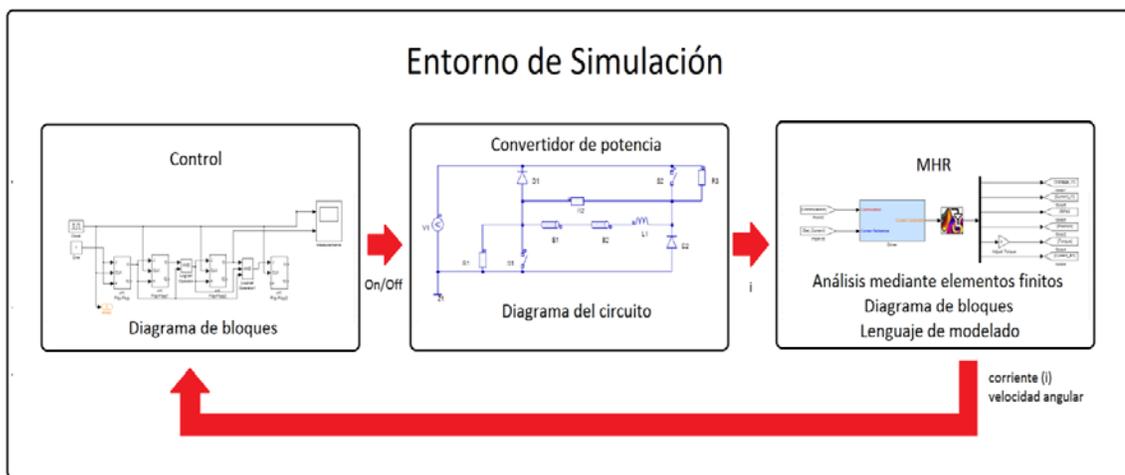


Figura 3.1 Entorno de simulación para el accionamiento de un motor de reluctancia

Existe literatura referente a entornos de simulación, Otter y Cellier [35] resumen la evolución de las técnicas (métodos y lenguajes) del modelado y la simulación. Por otra parte, la *Society for Computer Simulation* publica cada año una lista actualizada de los softwares disponibles. Cabe mencionar que los primeros simuladores fueron analógicos. La idea básica parte de modelar un sistema en términos de ecuaciones diferenciales ordinarias. Inicialmente se desarrollaron analizadores diferenciales mecánicos como herramienta para simular sistemas dinámicos, los cuales fueron desplazados por sistemas electrónicos.

3.2 Control del MHR

Como se mencionó anteriormente, la etapa de simulación juega un papel muy importante en el accionamiento eléctrico, de manera que permite acortar el tiempo de desarrollo y reducir los costos de producción.

En un motor de corriente continua el flujo y la corriente inducida pueden controlarse independientemente. En el control vectorial de los motores de inducción, se utilizan transformaciones matemáticas para conseguir una independencia en el control del flujo y la corriente en una referencia determinada. En las máquinas de corriente continua y alterna, si no hay debilitamiento de flujo magnético, se mantiene el flujo constante mientras la corriente varía para responder a la demanda de par. En ambos motores, el control de par se caracteriza por la ortogonalidad entre el flujo y la corriente.

En un motor de reluctancia autoconmutado el par se produce como consecuencia de los pulsos de las corrientes de fase sincronizadas con la velocidad angular, además el flujo parte de un valor igual a cero y vuelve a este mismo valor al final de cada uno de estos pulsos de corriente. En este tipo de motores el par esta en función de la corriente (i_f) que circula por cada una de las fases que constituyen el motor y del instante en que se realiza la alimentación de dichas fases ($dL/d\theta$). Por tal motivo, el objetivo de las estrategias de control es proporcionar a cada una de las fases una corriente, en un instante determinado definido por los ángulos de inicio (θ_{ON}) y de final de conducción (θ_{OFF}) que nos permita obtener el par deseado para un amplio margen de velocidades.

Las estrategias básicas de control de los motores de reluctancia fueron publicadas en la década de los ochentas por Ray y Lawrenson, hecho que significó el renacimiento del motor de reluctancia [\[36\]](#). Años más tarde Ray presenta un trabajo donde se describe un control analógico con control de corriente, posteriormente Miller [\[37\]](#) presenta un control analógico con control de tensión. Estos dos tipos de controles (corriente y tensión) permiten subdividir las estrategias de control en dos grupos que se utilizan por muchos autores.

En la década de los noventa del siglo XX se comienzan a construir circuitos integrados específicos (*ASIC's*) donde se implementa el control analógico con un número de componentes más reducido que el utilizado en el control analógico convencional. La idea de eliminación del encoder o sensores de posición para reducir el coste despertó gran interés a mitad de los noventa, apareciendo el control del motor de reluctancia sin sensores de posición. El interés por este tipo de control se sigue manteniendo hasta la actualidad. Kumar *et al.* [\[38\]](#) desarrollaron un controlador el cual ejecuta un algoritmo de control a través de un micro controlador. Kim y Krishnan [\[39\]](#) presentan el controlador para altas velocidades. Durante estos últimos 15 años los microprocesadores se han ido perfeccionando haciendo posible incorporar mejoras en las estrategias de control digital en el motor de reluctancias autoconmutado inimaginables en sus principios.

En la actualidad la investigación en los motores de reluctancia está orientada en minimizar sus principales inconvenientes y para ello en el diseño de las estrategias de control se persigue mejorar algunas de sus características como pueden ser optimizar el rendimiento, minimizar el rizado de par, reducir el ruido. Siendo el objetivo principal mantenerse en la competencia dentro del mercado de los motores eléctricos convencionales.

3.2.1 Estrategias de control para el MHR

En un motor de reluctancia autoconmutado existen distintas estrategias de control, durante el período de conducción, en los interruptores que componen el convertidor estático de potencia. Los tipos de control más utilizados son:

- **Control de pulso único.** Se mantiene constante el pulso de control para la conducción de cada fase durante todo el ángulo de conducción. En este tipo de control el tiempo de conducción de los interruptores depende del generador de la secuencia de conmutación.
- **Control PWM (*Pulse Width Modulation*),** regulación de tensión. Las señales de disparo se generan a partir de la comparación entre una tensión portadora triangular de alta frecuencia con una tensión moduladora de control. La frecuencia de conmutación de los interruptores controlados viene fijada por la frecuencia de la señal portadora triangular de alta frecuencia y el tiempo de conducción de los interruptores depende del ciclo de trabajo.
- **Control de histéresis,** regulación de corriente. Los pulsos se producen mediante la comparación entre la corriente real de la fase y la corriente de consigna a través de un controlador de histéresis. La forma de la corriente, en cada fase, viene caracterizada por el ángulo de conducción de los interruptores, por el ángulo de conducción de los diodos, la referencia de la corriente y la banda de histéresis. La forma de corriente se aproxima, especialmente en el margen de bajas velocidades, a la ideal rectangular.

La característica par-velocidad natural de un motor de reluctancia autoconmutado convencional, manteniendo la tensión y el período de conducción constantes, es inversamente proporcional al cuadrado de la velocidad. Sin embargo, un motor de reluctancia autoconmutado puede trabajar

a potencia constante; donde el par es inversamente proporcional a la velocidad, manteniendo la tensión fija y variando el período de conducción hasta aproximadamente la mitad del paso del polo del rotor. También es posible trabajar a par constante, a bajas velocidades, manteniendo constante el período de conducción y controlando la tensión o la corriente en las fases del motor. Las diferentes estrategias de control que se pueden aplicar a un convertidor de potencia de un motor de reluctancia autoconmutado se muestran en la Tabla [III.I](#).

Tabla III.I. Estrategias de control en el motor de reluctancia autoconmutado.

	Funcionamiento	Tipo de control	Variables	Constantes
Zona I	Par constante	Histéresis PWM	I_{REF} D	θ_{ON} y θ_{OFF} θ_{ON} y θ_{OFF}
Zona II	Potencia constante	Pulso único	θ_{ON} y θ_{OFF}	V_{DC}
Zona III	Característica natural	Pulso único		θ_{ON} y θ_{OFF} V_{DC}

La característica par-velocidad de un motor de reluctancia autoconmutado puede modificarse actuando:

- Sobre la tensión aplicada a las fases, modificando la relación cíclica D ($D = T_{on}/T$).
- Sobre la corriente, modificando la consigna o el valor de la corriente de referencia.
- Sobre el período de conducción, modificando el ángulo de disparo o el ángulo de cese de corriente, o ambos a la vez.

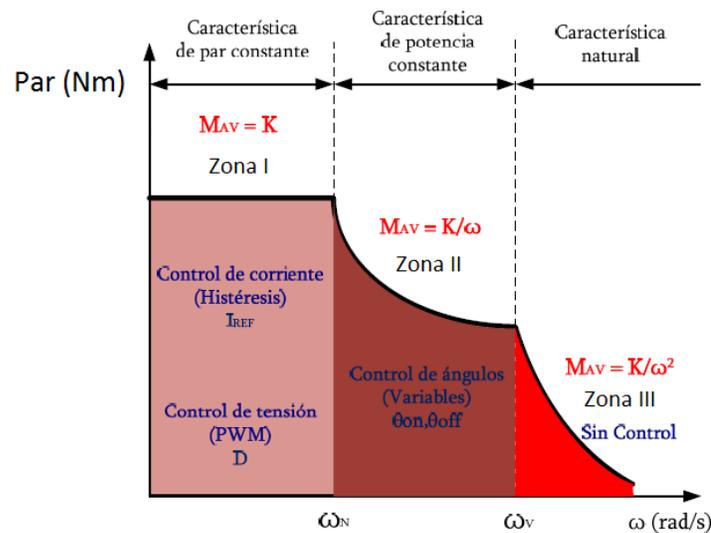


Figura 3.2 Características par- velocidad básicas de un motor de reluctancia autoconmutado [34].

La Figura 3.2 muestra las características par- velocidad básicas de un motor de reluctancia autoconmutado, así como, las opciones de operación mencionadas. Es importante señalar que dado que el par en un motor de reluctancia autoconmutado puede expresarse como una función no lineal de múltiples variables, existen posibilidades de control más sofisticadas que las hasta ahora planteadas, como por ejemplo el control de tensión PWM o control por histéresis maximizando el rendimiento, lo que requiere que además de actuar sobre la relación cíclica o la corriente de referencia se han de elegir los ángulos de disparo adecuados en cada instante.

3.3 Convertidores estáticos para el MHR

El convertidor estático de potencia del MHR será del mismo tipo que el convertidor estático de un motor de reluctancia autoconmutado convencional. El convertidor estático en un motor de reluctancia cumple dos funciones:

- Efectúa la conmutación de las fases en el orden establecido por el control (según la posición del rotor), cerrando y abriendo los interruptores de estado sólido que lo componen.
- Garantiza la rápida desmagnetización de las fases del motor.

Generalmente los interruptores de estado sólido que componen los convertidores son *IGBT's* para potencias superiores a $1kW$ con frecuencias de conmutación de hasta $20kHz$ y *MOSFET's* para potencias inferiores a este valor con frecuencias de conmutación de $100kHz$. Estos dispositivos disponen de una elevada velocidad de conmutación que permite aplicar controles que trabajan a frecuencias muy elevadas, como puede ser el control PWM (*Pulse Width Modulation*), que sería imposible aplicar a otros tipos de interruptores. Además tanto el *MOSFET* como el *IGBT* disponen de una impedancia de entrada muy alta, característica que hace que sean sencillos de controlar.

3.3.1 Clasificación de los convertidores estáticos

El convertidor en su diseño y construcción tiene que estar perfectamente bien adaptado al convertidor electromecánico y debe responder en todo momento a las leyes de regulación y control que se le especifiquen. Es por este motivo, que dependiendo de la aplicación, será más adecuado seleccionar un convertidor de acuerdo a las características de funcionamiento del motor.

Existen muchos trabajos realizados donde se presenta una clasificación de los convertidores estáticos para motores de reluctancia. Barnes y Pollock [\[40\]](#), [\[41\]](#) realizaron una clasificación en seis categorías básicas en función de la manera en que se almacena y se recupera la energía en cada una de las fases del motor. La Tabla [III.II](#) muestra esta clasificación de los convertidores estáticos para motores de reluctancia autoconmutados [\[36\]](#).

Tabla III.II. Clasificación de los convertidores estáticos para motores de reluctancia.

CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES ESTÁTICOS	
CATEGORÍA DE CONVERTIDOR	TIPO DE CONVERTIDOR
Convertidor en medio puente (Half bridge)	Convertidor asimétrico I ó Clásico (Asymetric I converter or Classic converter)
	Convertidor asimétrico II (Asymetric II converter)
	Convertidor con interruptor de estado sólido compartido ó Miller (Shared switch converter or Miller)
Convertidores con un circuito externo DC-DC (Converter with external DC-DC circuit)	Convertidor con condensador de almacenamiento (C-dump converter)
Convertidores autoconmutados (Self commutating converters)	Convertidor resonante (Resonant converter)
Convertidor capacitivo con recuperación de energía (Capacitive energy recovery converters)	Convertidor con toma intermedia DC ó Convertidor Oulton (Split DC converter or Oulton converter)
Convertidores magnéticos con recuperación de energía (Magnetic energy recovery converters)	Convertidor bifilar (Bifilar converter)
Convertidores disipativos (Dissipative converters)	Convertidor con resistencia de disipación (R-dump converter)

Convertidor asimétrico I ó Clásico

El convertidor está constituido por tantas ramas como fases. En cada rama hay dos interruptores de estado sólido y dos diodos, como se muestra en la Figura [3.3](#). Cada fase debe ser accionada por una secuencia de control, la cual define distintos estados de funcionamiento. El uso de este tipo de convertidor tiene como ventajas que se pueden aplicar sobre la bobina tensiones positivas, negativas o nulas; gran tolerancia a faltas e independencia entre fases.

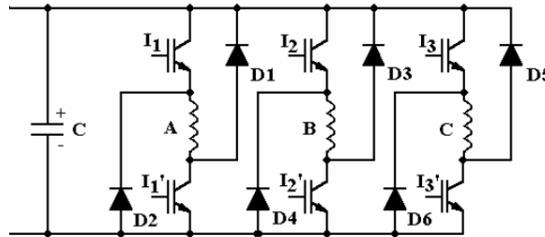


Figura 3.3 Estructura del convertidor asimétrico I ó Clásico, para motores de reluctancia trifásicos [36].

Convertidor asimétrico II

Es considerado una variación del convertidor asimétrico I. En el convertidor asimétrico I para alimentar una fase era necesaria la conducción de dos interruptores de estado sólido. En el convertidor asimétrico II, Figura 3.4, será necesaria la conducción de un tercer interruptor de estado sólido; el cual puede ser un tiristor, dejando de conducir cuando se anule la corriente que circula por él. Entre algunas de sus ventajas se pueden mencionar: la reducción de componentes de potencia y driver's de control; se pueden aplicar tensiones positivas, negativas y nulas a las fases; se dispone de tres interruptores de estado sólido en serie con la fase, lo cual provoca una disminución de la tensión aplicada en la misma.

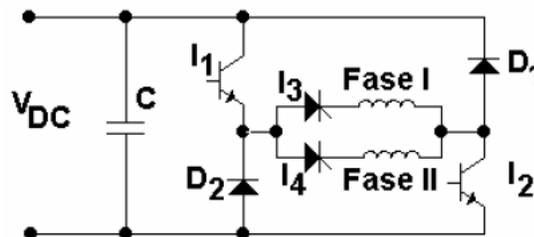


Figura 3.4 Convertidor asimétrico II, para un motor bifásico [36].

Convertidor con interruptor de estado sólido compartido ó Miller

En la configuración del convertidor asimétrico I o Clásico cada fase utilizaba dos ramas del puente H. En esta nueva configuración las fases comparten ramas del convertidor como se puede apreciar en la Figura 3.5. Este tipo de convertidor es aconsejable para aplicaciones con un número de fases mayor o igual a cuatro, ya que los interruptores de estado sólido y diodos se comparten con más de una fase.

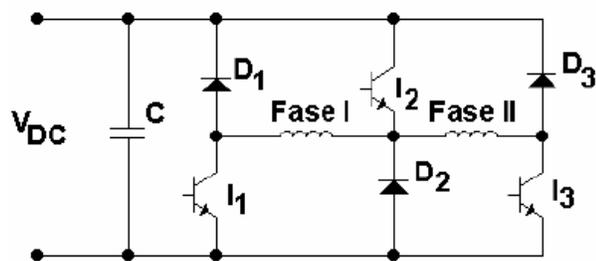


Figura 3.5 Convertidor con un interruptor de estado sólido compartido, para un motor bifásico [36].

Convertidor con condensador de almacenamiento

En estos convertidores se trasfiere la energía almacenada en la bobinas que conforman las fases hacia un condensador auxiliar. El convertidor DC-DC se utiliza para transferir la energía desde el condensador auxiliar al sistema y se asegura que el condensador este cargado adecuadamente. La característica principal es que durante el período de desmagnetización de las fases, la energía almacenada en las mismas se transfiere a un condensador (C_2) logrando una rápida desmagnetización de las fases. La energía almacenada en el condensador se transfiere, a continuación, a la fuente de alimentación de entrada (recuperación de energía). La Figura 3.6 muestra el diseño de un convertidor con condensado de almacenamiento ó convertidor C-dump.

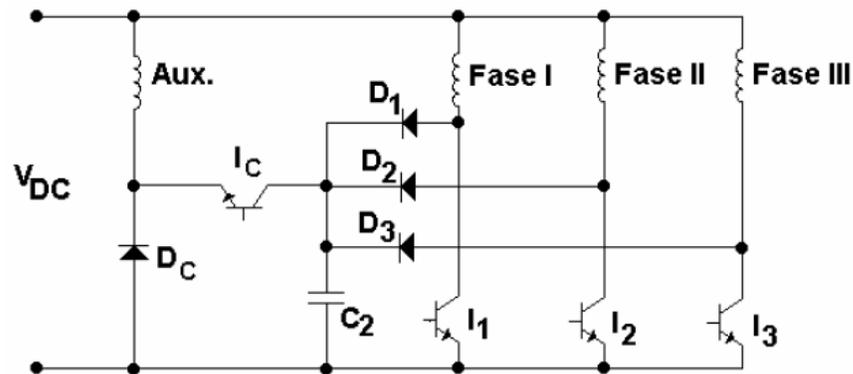


Figura 3.6 Convertidor con condensador de almacenamiento ó convertidor C-dump, para un motor trifásico [36].

Convertidor resonante

Estos convertidores utilizan técnicas de conmutación resonante para conmutar diferentes fases del motor. Con estas técnicas se reducen las pérdidas y el estrés de los interruptores de estado sólido. El rendimiento se incrementa, sin embargo, el número de componentes adicionales es elevado, por lo que el convertidor tiene un costo elevado de construcción.

El circuito resonante consiste en una inductancia L_r , un condensador C_r , un interruptor de estado sólido de potencia I_4 y un diodo D_r , como se muestra en la Figura 3.7. Las fases del motor van conectadas en serie con los interruptores de estado sólido de potencia I_1 , I_2 , I_3 y tres diodos D_1 , D_2 , D_3 . Por los primeros circula la corriente de las fases durante la alimentación de las mismas y por los segundos la corriente excedente desde el circuito resonante hacia la fuente de corriente continua de la entrada (V_{DC}).

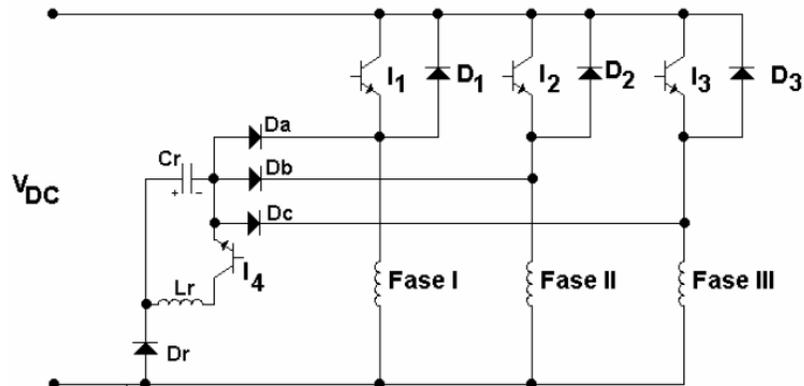


Figura 3.7 Convertidor resonante, para un motor trifásico [36].

Convertidor con toma intermedia ó Convertidor Oulton

En esta configuración se sustituye el condensador de entrada del convertidor clásico por dos condensadores con una toma intermedia y se utiliza un interruptor de estado sólido por fase, como se muestra en la Figura 3.8. En este tipo de convertidor el esquema de control es sencillo, utilizando un interruptor de estado sólido por fase. El número de fases para poder utilizar este convertidor tiene que ser par.

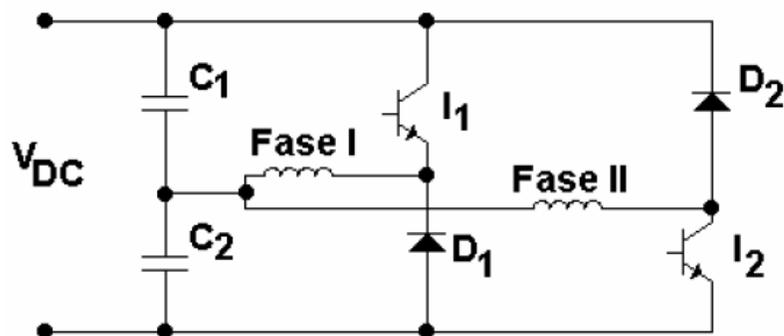


Figura 3.8 Convertidor de toma intermedia DC o Convertidor Oulton, para un motor bifásico [36].

Convertidor bifilar

Estos convertidores transfieren la energía almacenada en las fases a las bobinas auxiliares acopladas magnéticamente. La energía desde la bobina auxiliar se puede retornar hacia la fuente de alimentación continua de entrada (V_{DC}) o se puede utilizar para alimentar otra fase del motor. Como se puede observar en la Figura 3.9, las fases están constituidas por dos devanados (primario y secundario) acoplados magnéticamente. Cada fase dispone de un interruptor de estado sólido y un diodo.

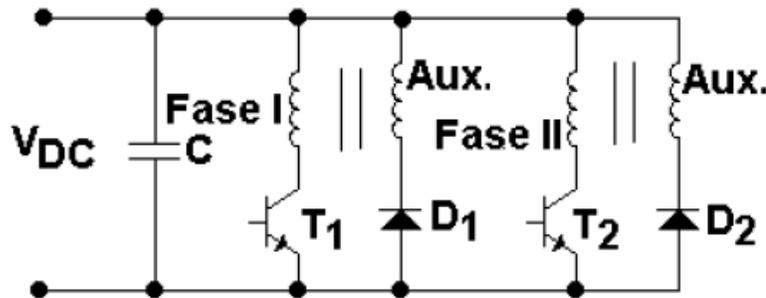


Figura 3.9 Convertidor bifilar [36].

Convertidor con resonancia de disipación ó Convertidor R-dump

Este convertidor es disipativo y como su nombre lo indica, no recupera la energía almacenada en la fase, sino que la energía la disipa una resistencia asociada al convertidor. El hecho de no recuperar la energía almacenada en las fases reduce el rendimiento del convertidor pero también reduce el costo de fabricación. Un interruptor de estado sólido y un diodo de libre circulación son necesarios para cada fase además de una resistencia común para todas ellas, como se muestra en la Figura 3.10. En la resistencia se realiza la disipación de energía transferida desde las fases.

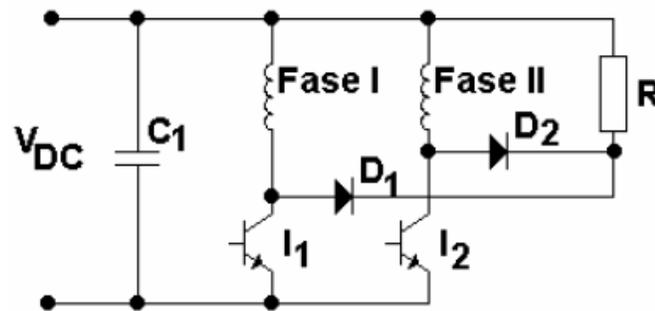


Figura 3.10 Convertidor R-dump_[36].

3.4 Simulación del accionamiento eléctrico del MHR con Matlab/Simulink

En la sección anterior se analizaron las distintas alternativas para el control y los distintos tipos de convertidores de potencia de un motor de reluctancia autoconmutado convencional. En esta sección del capítulo se realizará la simulación del accionamiento eléctrico del MHR aportado por Industrias ControlPro S.A. de C.V., mediante la interacción entre los programas *FLUX2D* y *Matlab/Simulink*. De acuerdo a los resultados obtenidos en el Capítulo 2, en donde se desarrolló la simulación en estado estático de un motor de reluctancia convencional y el MHR, se puede observar un mejor comportamiento del MHR debido a la inserción de imanes permanentes entre los polos salientes de la estructura reluctante del estator. Estos resultados fueron de gran ayuda para la interpretación de los resultados en los cálculos matemáticos de flujo concatenado en función la posición (alineado y no alineado) a distintos valores de corriente. Para llevar acabo la simulación en estado dinámico será necesario implementar un convertidor electrónico de potencia y una estrategia de control. El acoplamiento automático de programas de software es una técnica ideal para ampliar los servicios proporcionados por los paquetes computacionales.

Cedrat ha desarrollado un acoplamiento entre *FLUX* y *Matlab/Simulink*. Esta tecnología permite mejorar las características de diseño observando el comportamiento electromagnético y electromecánico de los dispositivos. En [42] se aplica la técnica de acoplamiento entre *FLUX* y *Matlab/Simulink* para simular el comportamiento de un motor de reluctancia autoconmutado.

Simulink, desarrollado por *Mathworks*, es un entorno gráfico interactivo que trabaja totalmente integrado con *Matlab*. *Simulink* es un software comercial para modelar, simular y analizar sistemas dinámicos mediante la utilización de diagramas de bloques. La simulación del accionamiento se realizará considerando el conjunto motor, convertidor electrónico de potencia y control, de acuerdo con el análisis realizado en la sección anterior. Es posible simular motores de tres fases con estructura 6/4 y 12/8 aunque existe la posibilidad de introducir nuevas estructuras de una manera más sencilla debido a la facilidad que aportan los programas basados en BD (*Block-Diagrams*), como es el caso de *FLUX2D*.

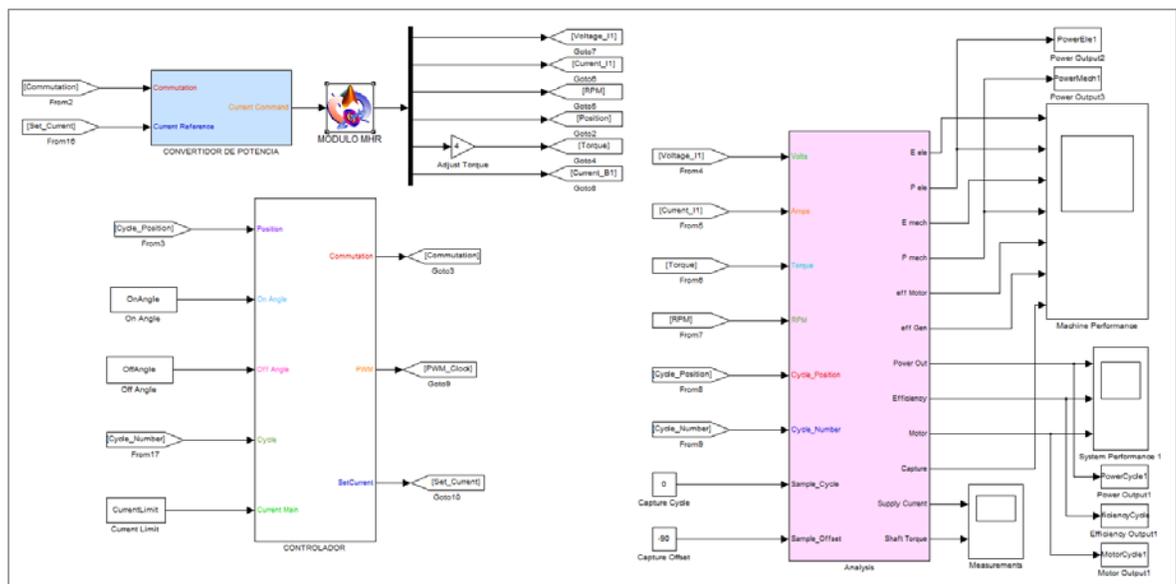


Figura 3.11 Modelo de simulación del MHR mediante la técnica de acoplamiento entre *FLUX2D* y *Matlab/Simulink*.

El modelo de simulación del MHR, Figura [3.11](#), está constituido por cuatro módulos relacionados entre sí. El MODULO MHR, el cual realiza el modelado de las ecuaciones eléctricas y mecánicas a través del software *FLUX2D*; el módulo CONVERTIDOR DE POTENCIA, en el cual se modela los interruptores estáticos de potencia y sus secuencias de conmutación; el modulo CONTROLADOR, el cual genera las señales de disparo de acuerdo a las señales de referencia, a la posición del rotor y la corriente de fase; y por último el módulo ANÁLISIS, en donde se realiza una recopilación de los distintos datos del modelo durante la simulación para realizar una comparativa de resultados.

3.4.1 Módulo MHR

El módulo del MHR, Figura [3.12](#), simula la representación en espacio de estado del MHR. La característica flujo concatenado-corriente, $\psi = \psi(\theta, i)$, y la característica de par mecánico- corriente, $T = T(\theta, i)$, para distintas posiciones del rotor se obtienen mediante el programa de análisis electromagnéticos con elementos finitos *FLUX2D*. Las características de diseño del MHR se proporcionan mediante este módulo a través del bloque *Coupling with Flux*, el cual es parte de la librería *Flux_Link*, localizada en el listado de librerías disponibles en *Matlab/Simulink*.

Mediante el bloque *Coupling with Flux* se definen los parámetros de entrada y salida del dispositivo objeto de estudio. Las características de diseño tales como las propiedades de los materiales (los cuales se pueden obtener de la librería disponible en el software *FLUX2D* o bien el usuario puede crear el material y especificar sus características físicas), las dimensiones del motor, la construcción y características eléctricas de las bobinas, la orientación magnética y propiedades de los imanes, y la discretización del dominio mediante una malla se especifican en la plataforma de diseño del software *FLUX2D*, utilizando el modelo *Transient Magnetic 2D application*. Mediante

este modelo se especifica la aplicación, la cual resolverá las ecuaciones que describen el sistema en estado transitorio.

Cuando se termina la etapa de diseño del motor, se genera un componente (*Generate component for Matlab Simulink coupling*) disponible en la sección *Solving*, el cual contiene todas las propiedades físicas del dispositivo objeto de estudio. El componente generado es el encargado de establecer comunicación entre ambos programas, mediante el bloque llamado MÓDULO MHR, el cual se muestra en la Figura 3.12. En este bloque se especifica como parámetro de entrada el valor de la corriente de la fuente y como parámetros de salida el voltaje y la corriente de la fuente; la velocidad, la posición angular y el torque del motor; y la corriente de la bobina.

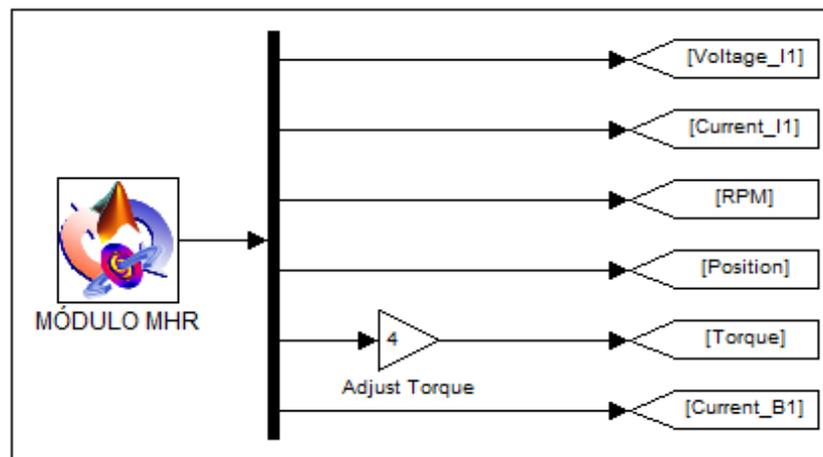


Figura 3.12 Módulo MHR.

3.4.2 Módulo del convertidor de potencia

Este módulo corresponde al modelado del convertidor de potencia, Figura 3.13, en donde los parámetros de conmutación y corriente de referencia son los valores de entrada a dicho módulo y el parámetro de salida es el valor de la corriente que alimenta a las bobinas del MHR en la secuencia de conmutación establecida.

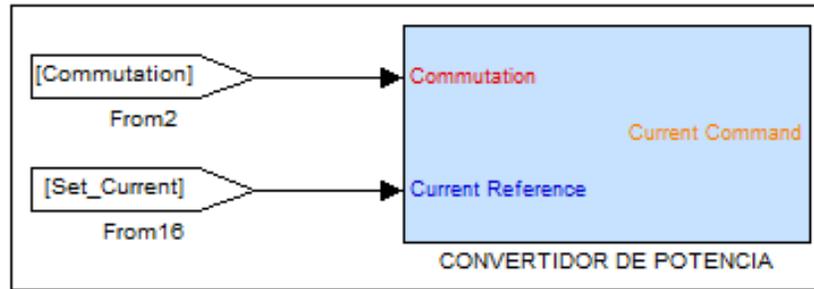


Figura 3.13 Módulo convertidor de potencia.

La base del convertidor de potencia utilizado para llevar a cabo la simulación del accionamiento eléctrico del MHR es un convertidor de potencia tipo *C-dump*. El circuito electrónico, Figura 3.14, fue diseñado mediante la aplicación de diseño de circuitos electrónicos disponibles en *FLUX2D* llamada *ELECTRIFLUX*. Debido a las propiedades de la aplicación *Transient Magnetic 2D* utilizada en el desarrollo de la simulación de los motores, es necesario el diseño del circuito del convertidor de potencia en este apartado, ya que para generar el componente que establece el vínculo entre *Matlab/Simulink* y *FLUX2D*, el diseño del convertidor de potencia es necesario para complementar las propiedades eléctricas del motor objeto de estudio y de esta manera poder llevar a cabo la simulación.

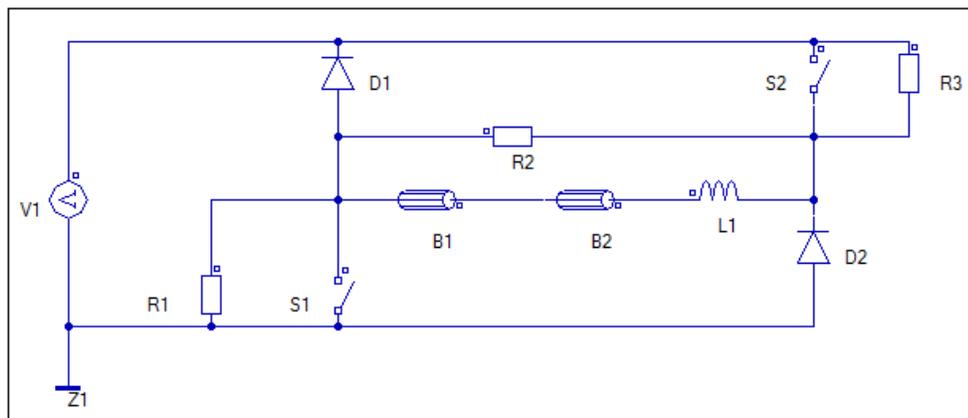


Figura 3.14 Convertidor de potencia.

El circuito consta de una fuente de voltaje, la cual puede cambiar su valor desde *FLUX2D*; o bien se le puede asignar un valor de corriente, dependiendo del tipo de control aplicado, para nuestro caso de estudio se empleó la estrategia de control PWM, asignando un rango de valor de corriente de 10A hasta 60A con intervalos de 10A. El valor de la resistencia R1, R2, R3 es de $1 \times 10^6 \text{ Ohm}$ respectivamente. Los interruptores S1, S2 tienen un valor de $1 \times 10^{-3} \text{ Ohm}$ en estado encendido y $1 \times 10^6 \text{ Ohm}$ en estado apagado. Los diodos D1, D2 tienen asignado el valor de $1 \times 10^{-3} \text{ Ohm}$ en estado encendido y $1 \times 10^6 \text{ Ohm}$ en estado apagado. El valor de la inductancia L1 es de $1 \times 10^4 \text{ Henry}$. Mediante este circuito electrónico se realiza la secuencia de conmutación en base a los valores de encendido y apagado de los interruptores, dicha consigna de conmutación se establece en el módulo controlador.

3.4.3 Módulo controlador

Este modulo, Figura [3.15](#), genera las señales de disparo según las señales de referencia, la posición del rotor y las corrientes de fase. Una de las funciones principales de este módulo es implementar la estrategia de control adoptada, la cual puede ser un sencillo control de velocidad hasta un control que minimice el rizado de par; para nuestro caso de estudio la estrategia de control adaptada al sistema es un control de pulso único a una velocidad de 1500 *RPM*, en donde las variables de control son los ángulos de disparo de la corriente. De acuerdo al número de polos del MHR, se establece como ángulo de inicio de conducción de corriente $\theta_{ON} = 0^\circ$ (posición no alineada) y como ángulo de final de conducción de corriente $\theta_{OFF} = 22.5^\circ$ (posición alineada). La referencia de los ángulos de disparo de inicio de conducción y final de conducción de corriente es la posición no alineada de los polos salientes del MHR. El módulo del controlador, de acuerdo con la estrategia de control elegida, genera las señales de disparo e implementa el tipo de regulador de corriente.

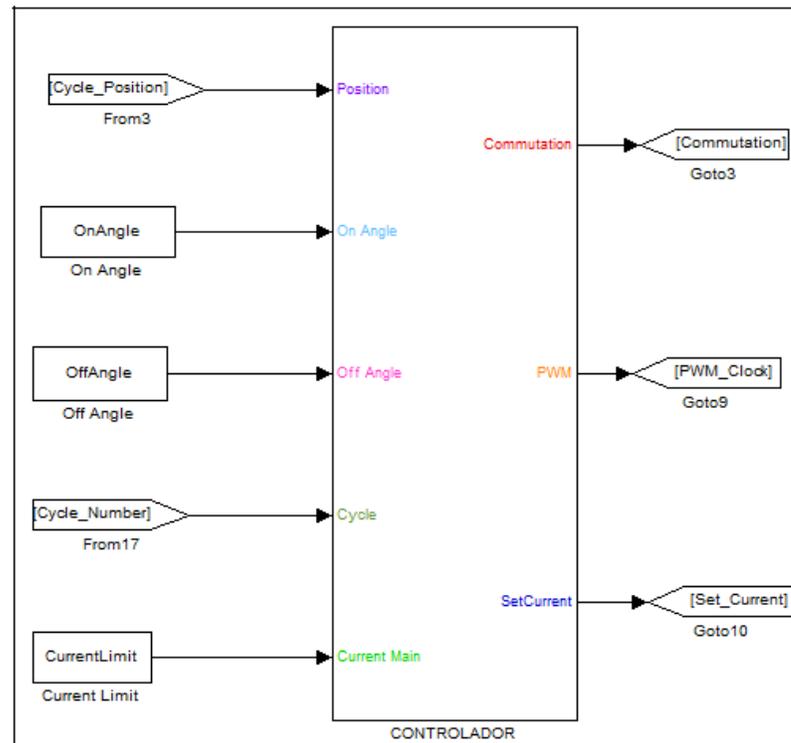


Figura 3.15 Módulo controlador.

Los parámetros de salida del módulo controlador están enlazados directamente al módulo del convertidor de potencia, en donde se lleva a cabo la etapa de potencia de acuerdo al ángulo de inicio y final de conducción establecidos en el módulo controlador, siguiendo la consigna del tipo de control implementado.

3.4.4 Módulo de análisis

El módulo ANÁLISIS, Figura [3.16](#), es el encargado de graficar los resultados de la simulación, en él se ingresan como datos de entrada los parámetros de salida contenidos en el módulo MHR. Dentro del módulo ANÁLISIS se realiza el cálculo de la eficiencia del motor de acuerdo a la siguiente ecuación [\[43\]](#):

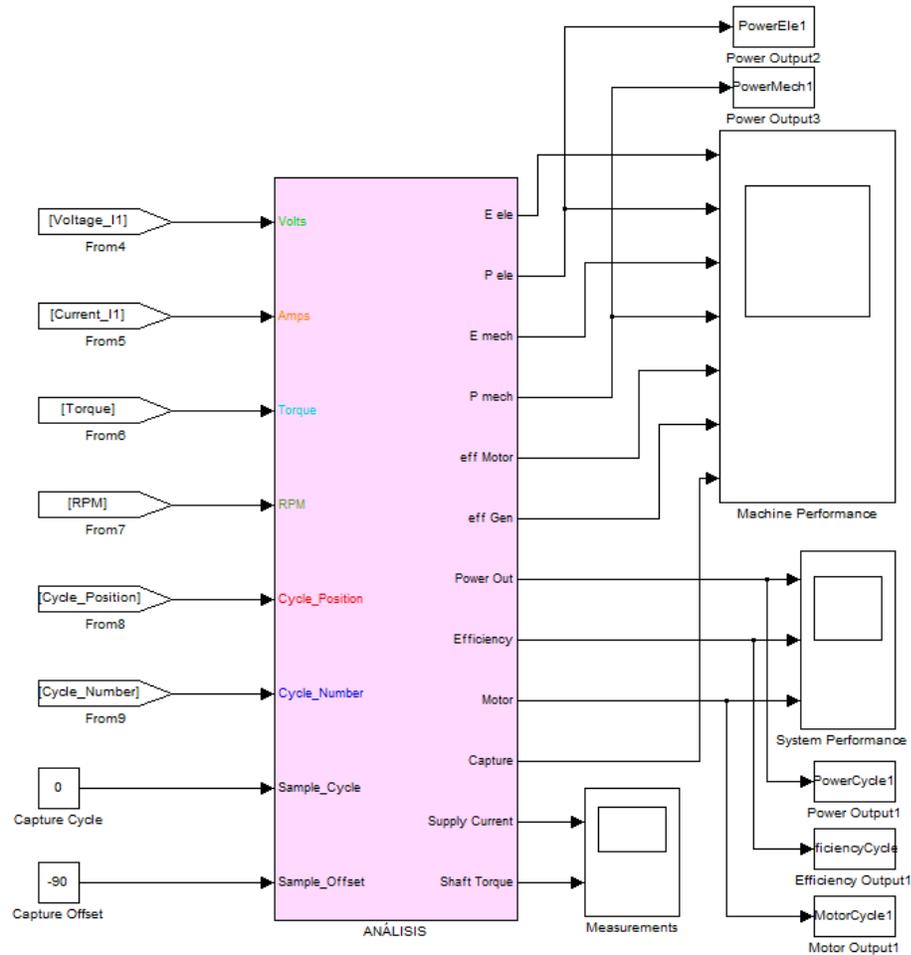


Figura 3.16 Módulo análisis.

$$eficiencia = \left(\frac{Potencia_{mec} - pérdidas}{Potencia_{elec}} \right) * 100 \quad (3.1)$$

Siendo el valor de la potencia mecánica igual a:

$$Potencia_{mec} = \frac{T_{AV} * RPM}{9549} \quad (3.2)$$

donde:

$Potencia_{mec}$	Potencia mecánica
T_{AV}	Torque promedio
RPM	Velocidad angular

La consideración de las pérdidas, en especial las pérdidas en laminaciones, producen variaciones en los resultados obtenidos, como lo reafirman Raulin *et. al* [44]. El valor de las pérdidas se obtiene a través de la simulación mediante el programa de análisis de elementos finitos *FLUX2D* en el apartado de resultados *Post-processing* de la siguiente manera:

$$p\acute{e}rdidas = p\acute{e}rdidas_{rotor} + p\acute{e}rdidas_{estator} + p\acute{e}rdidas_{im\acute{a}n} \quad (3.3)$$

donde:

$p\acute{e}rdidas_{rotor}$	P\acute{e}rdidas promedio en el rotor
$p\acute{e}rdidas_{estator}$	P\acute{e}rdidas promedio en el estator
$p\acute{e}rdidas_{im\acute{a}n}$	P\acute{e}rdidas promedio en el im\acute{a}n

El valor de la potencia el\acute{e}ctrica es igual a:

$$Potencia_{elec} = V(I_1) * I(I_1) \quad (3.4)$$

donde:

$Potencia_{elec}$	Potencia el\acute{e}ctrica en el MHR
$V(I_1)$	Voltaje promedio de la fuente I_1
$I(I_1)$	Corriente promedio de la fuente I_1

En el m\acute{o}dulo AN\c{A}LISIS se recopila la informaci\acute{o}n de los distintos par\acute{a}metros de funcionamiento del MHR y se realizan los c\c{a}lculos de las ecuaciones involucradas en el c\c{a}lculo de la eficiencia.

Capítulo 4

Resultados

4.1 Introducción

Los resultados que se presentan corresponden al análisis realizado en el MHR autoconmutado proporcionado por Industrias ControlPro S.A. de C.V. utilizando el modelo de simulación descrito en el Capítulo 3. Los resultados se obtuvieron mediante el software de análisis de elementos finitos *FLUX2D* y la simulación interactiva con *Matlab/Simulink*.

La principal ventaja de la simulación radica en la posibilidad de ejecutar multitud de pruebas en poco tiempo, así como analizar el funcionamiento de dichos sistemas antes de construirlos. Hay que destacar que el resultado de la simulación estará acotado a la fiabilidad del modelo utilizado para caracterizar el sistema, por lo que será muy importante la elección de dicho modelo y conocer sus limitaciones sobre la base de las hipótesis que se planteen, para posteriormente hacer una correcta interpretación de los resultados obtenidos.

En los experimentos virtuales realizados se analizan la potencia eléctrica y mecánica del sistema, así como las pérdidas en la estructura reluctante a distintos valores de corriente, comprendidos en un rango de 10 a 60 A con intervalos de 10 A, de acuerdo al máximo valor de corriente que soporta el acero al silicio *M19* con el cual fue simulado el MHR autoconmutado.

La distribución de las líneas de campo magnético y los mapas de inducción magnética se obtuvieron a la corriente máxima de 60A. Se evaluó la eficiencia del MHR autoconmutado en comparación con un motor de reluctancia convencional con los mismos parámetros geométricos y de funcionamiento.

El control de pulso único es la estrategia de control empleada en el MHR autoconmutado y en el motor de reluctancia autoconmutado convencional para observar las diferencias entre ellos, en donde se mantiene constante el pulso de control para la conducción de corriente de la fase durante todo el ángulo de conducción. La alimentación al sistema se realizó utilizando un convertidor de potencia *C-dump* para una sola fase. La referencia de los ángulos de disparo de inicio de conducción de corriente (θ_{ON}) y de final de conducción corriente (θ_{OFF}) es la posición no alineada y la posición alineada, respectivamente, de los polos salientes de motor.

4.2 Distribución de las líneas de campo magnético

Definiendo a las líneas de campo magnético, como la forma gráfica de representar el campo magnético generado en un dispositivo, a continuación se detallan los resultados de la distribución de las líneas de campo magnético en los motores objeto de estudio.

4.2.1 Motor de reluctancia autoconmutado convencional

En la Figura [4.1](#) se muestran las líneas del campo magnético a distintas posiciones del rotor con un valor de disparo de corriente de 60 A. La estrategia de control utilizada para este modelo es el control de disparo de corriente con pulso único, es decir, se establece un valor de corriente y se proporciona el

período en el cual dicha corriente alimentará a las bobinas del motor. De acuerdo a la ecuación [1.3](#), el ángulo de conmutación para el MHR autoconmutado es de 45° , sin embargo el período del disparo de la corriente está comprendida entre la posición no alineada y la posición alineada, es decir, la posición del rotor en la cual las bobinas del motor serán excitadas, está comprendida entre los ángulo de 0° a 22.5° , el resto del ángulo de conmutación corresponde al comportamiento del motor como generador, según la Figura [1.7](#).

En **A** se observa el motor de reluctancia autoconmutado convencional en la posición no alineada ($\theta = 0^\circ$), en donde se puede observar que no existe ninguna línea de campo magnético debido a que las bobinas aún no se encuentran excitadas, en el instante que el controlador proporcione la señal de disparo al convertidor de potencia, se inicia la conducción de corriente con un valor de 60 A , creando de esta manera un campo magnético creado por las bobinas. En **B** se observan a detalle las líneas de campo magnético en la posición del rotor $\theta = 5^\circ$, en donde se obtiene un valor máximo de flujo magnético de $1.24 \times 10^{-3}\text{ Wb}$; las líneas de campo magnético comienzan a orientarse hacia el polo saliente del rotor, atravesando el entrehierro. En **C** se puede observar que las líneas de flujo magnético están orientadas hacia el polo saliente del rotor en la posición $\theta = 10^\circ$ provocando la saturación de flujo magnético de esta sección, con un valor máximo de $1.52 \times 10^{-3}\text{ Wb}$. En **D** se observan las líneas de campo magnético en la posición del rotor $\theta = 15^\circ$ con un valor máximo de $1.66 \times 10^{-3}\text{ Wb}$, obteniendo un incremento del 9.2% con respecto a la posición anterior. Conforme se mueve el rotor hacia la posición alineada; posición en la cual los polos salientes del rotor y estator coinciden en sus centros, el campo magnético se va incrementando.

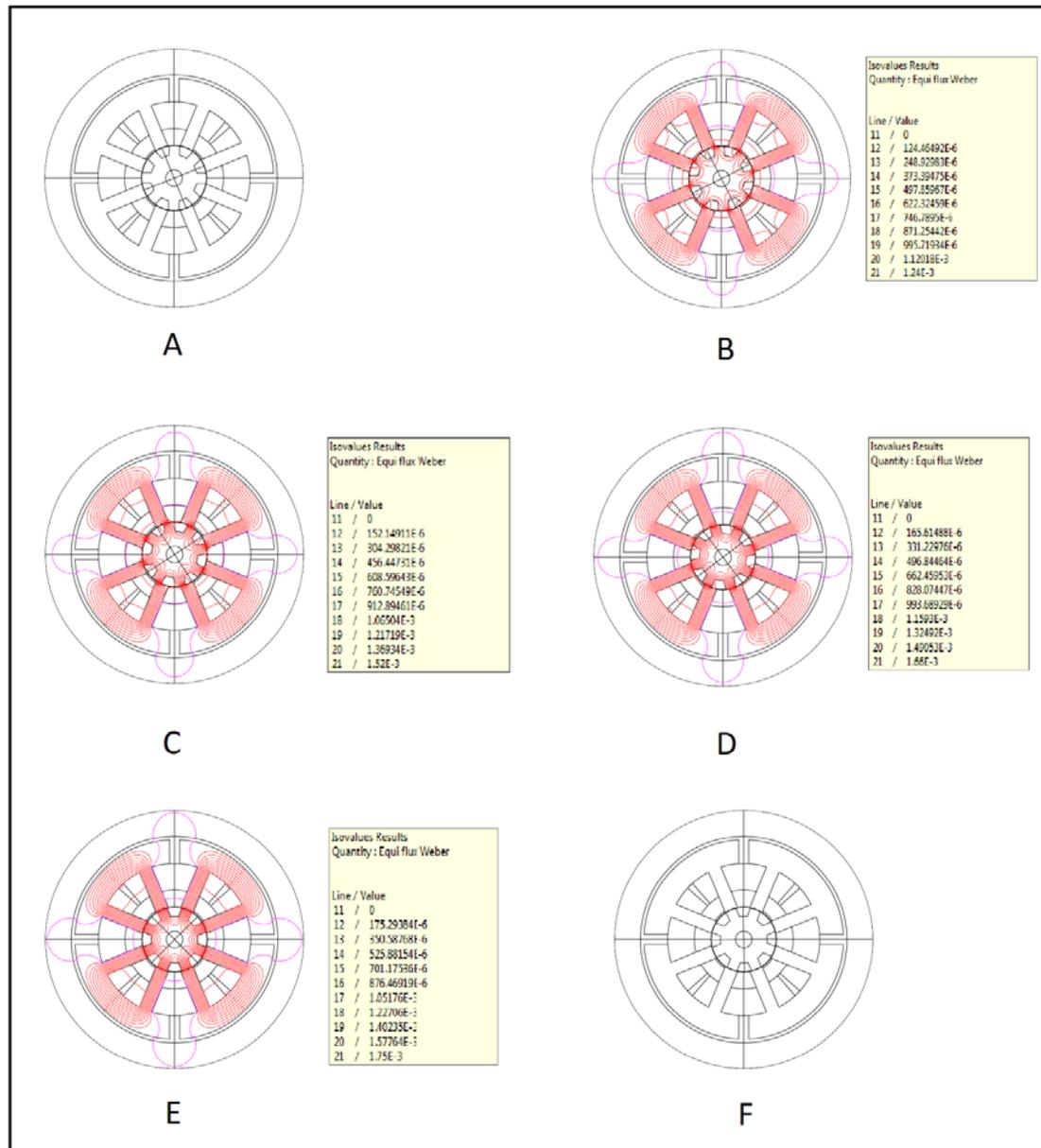


Figura 4.1 Distribución de las líneas de campo magnético en el motor de reluctancia sin imanes. **A** posición no alineada $\theta = 0^\circ$. **B** posición del rotor $\theta = 5^\circ$. **C** posición del rotor $\theta = 10^\circ$. **D** posición del rotor $\theta = 15^\circ$. **E** posición alineada $\theta = 22.5^\circ$. **F** final de conducción de corriente.

En **E** se observan las líneas de campo magnético en la posición alineada $\theta = 22.5^\circ$ con un valor máximo de $1.75 \times 10^{-3} Wb$. Las líneas del campo magnético están orientadas en su totalidad a los polos salientes del rotor, cerrando de esta manera el circuito magnético formado por la estructura reluctante del motor, los polos salientes del estator, el entrehierro y los polos salientes del rotor. En el instante que el controlador del sistema manda la señal de final de conducción de corriente, las bobinas dejan de ser excitadas y el campo magnético desaparece, como se muestra en **F**. Durante los próximos 22.5° no existe conducción de corriente completando de esta manera al ángulo de conmutación con un valor de 45° y posteriormente volver a iniciar el ciclo.

4.2.2 MHR autoconmutado

En la Figura [4.2](#) se observan las líneas de campo magnético en el MHR autoconmutado a distintas posiciones del rotor con un valor de disparo de corriente de $60 A$ utilizando la estrategia de control de pulso único.

En **A** se observan las líneas del campo magnético para la posición no alineada ($\theta = 0^\circ$) en donde se muestra el flujo magnético producido únicamente por el efecto de los imanes permanentes localizados entre los polos salientes del estator, con un valor máximo de $133.31 \times 10^{-6} Wb$. De acuerdo a la consigna de alimentación de corriente a las bobinas respecto a la posición del rotor, en la posición alineada el valor de la corriente para alimentar a las bobinas es cero; sin embargo con el flujo magnético aportado por los imanes da origen a un circuito magnético conformado por la estructura reluctante, los polos salientes del estator y los imanes permanentes, aún sin existir excitación alguna en las bobinas.

En **B** se observan las líneas de campo magnético para un valor de la posición del rotor de $\theta = 5^\circ$, en donde se obtiene un valor máximo de flujo magnético de $1.54 \times 10^{-3} Wb$, el flujo magnético existente es la suma del flujo magnético creado por la excitación de las bobinas y el flujo magnético de los imanes permanentes, resaltando que existe un incremento en el flujo magnético del 24 % en comparación con el motor de reluctancia autoconmutado convencional debido al aporte de los imanes permanentes. Al momento que inicia el movimiento del rotor hacia la posición alineada se observa el origen de un circuito magnético conformado por las bobinas, los imanes permanentes, el extremo de los polos salientes del estator, el entrehierro y los polos salientes del rotor. En **C** se observan las líneas de flujo magnético en la posición $\theta = 10^\circ$ con un valor máximo de $1.85 \times 10^{-3} Wb$, en comparación con el motor de reluctancia autoconmutado, el MHR autoconmutado muestra un incremento de flujo magnético del 21 % para esta posición. En **D** se observan las líneas de campo magnético en la posición del rotor de $\theta = 15^\circ$ con un valor máximo de $2.07 \times 10^{-3} Wb$, donde se observa que la distribución de líneas de flujo magnético se extienden hacia la estructura reluctante. En **E** se observan las líneas de campo magnético en la posición alineada $\theta = 22.5^\circ$ con un valor máximo de $2.26 \times 10^{-3} Wb$. Las líneas del campo magnético están orientadas en su totalidad a los polos salientes del rotor, cerrando de esta manera el circuito magnético formado por la estructura reluctante del motor, los imanes permanentes insertados entre los polos salientes del estator, el extremo de los polos salientes del estator, el entrehierro y los polos salientes del rotor. En el instante que el controlador del sistema manda la señal de final de conducción de corriente, las bobinas dejan de ser excitadas y el campo magnético desaparece, como se muestra en **F**; sin embargo debido a la existencia de los imanes permanentes se genera un flujo magnético con un valor máximo de $519.03 \times 10^{-6} Wb$. Durante los próximos 22.5° no existe conducción de corriente, completando de esta manera al ángulo de conmutación con un valor de 45° y posteriormente volver a iniciar el ciclo.

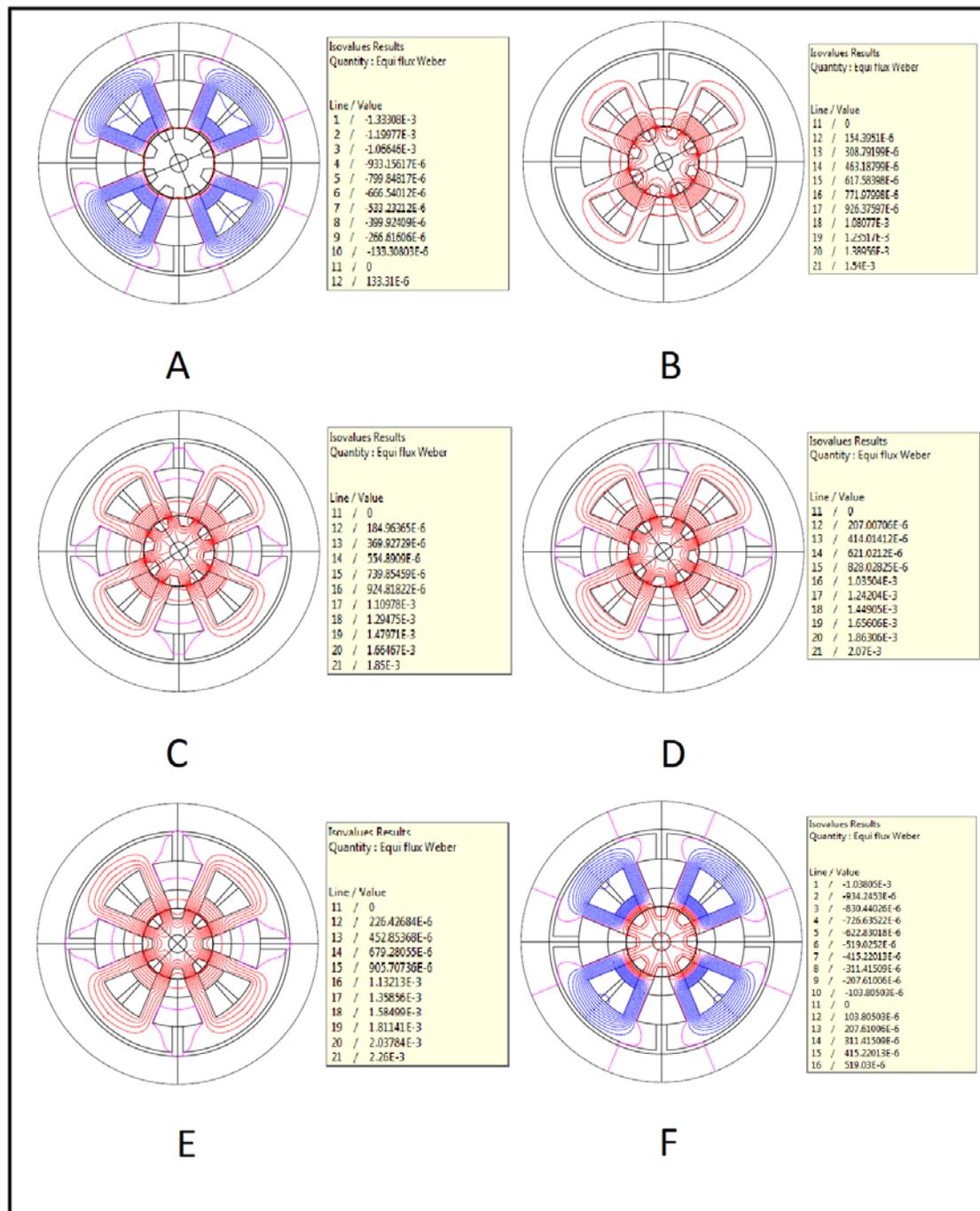


Figura 4.2 Distribución de las líneas de campo magnético en el MHR autoconmutado. **A** posición no alineada $\theta = 0^\circ$. **B** posición del rotor $\theta = 5^\circ$. **C** posición del rotor $\theta = 10^\circ$. **D** posición del rotor $\theta = 15^\circ$. **E** posición alineada $\theta = 22.5^\circ$. **F** final de conducción de corriente.

4.3 Distribución de la inducción magnética

Definiendo la inducción magnética como el flujo magnético por unidad de área de una sección normal a la dirección de flujo, a continuación se detallan los resultados de la distribución de la inducción magnética en los motores objeto de estudio.

4.3.1 Motor de reluctancia autoconmutado convencional

En la Figura [4.3](#) se observan los mapas de inducción magnética en el motor de reluctancia autoconmutado convencional a distintas posiciones del rotor con un valor de disparo de corriente de 60 A con la estrategia de control de pulso único.

En **A** se observa el mapa de inducción magnética en la posición del rotor de $\theta = 5^\circ$, donde se obtiene un valor máximo de inducción magnética de 2.9161 Tesla . La mayor densidad de flujo magnético se observa en los extremos de los polos salientes del estator y del rotor, ya que el flujo magnético inducido por las bobinas atraviesa el entrehierro y se intensifica debido a que el área de la sección normal al flujo es pequeña y por consiguiente incrementa el valor de la inducción magnética. En **B** se observa el mapa de inducción magnética en la posición del rotor de $\theta = 10^\circ$, donde se obtiene un valor máximo de 2.70239 Tesla ; la distribución de la inducción magnética se extiende a lo largo de los polos salientes del estator concentrando una mayor densidad de flujo magnético en los extremos de los polos salientes del estator y del rotor. En **C** se observa el mapa de inducción magnética en la posición del rotor de $\theta = 15^\circ$, donde se obtiene un valor máximo de 2.56686 Tesla . La densidad de flujo magnético ha disminuido debido al incremento del área de la sección normal al flujo magnético.

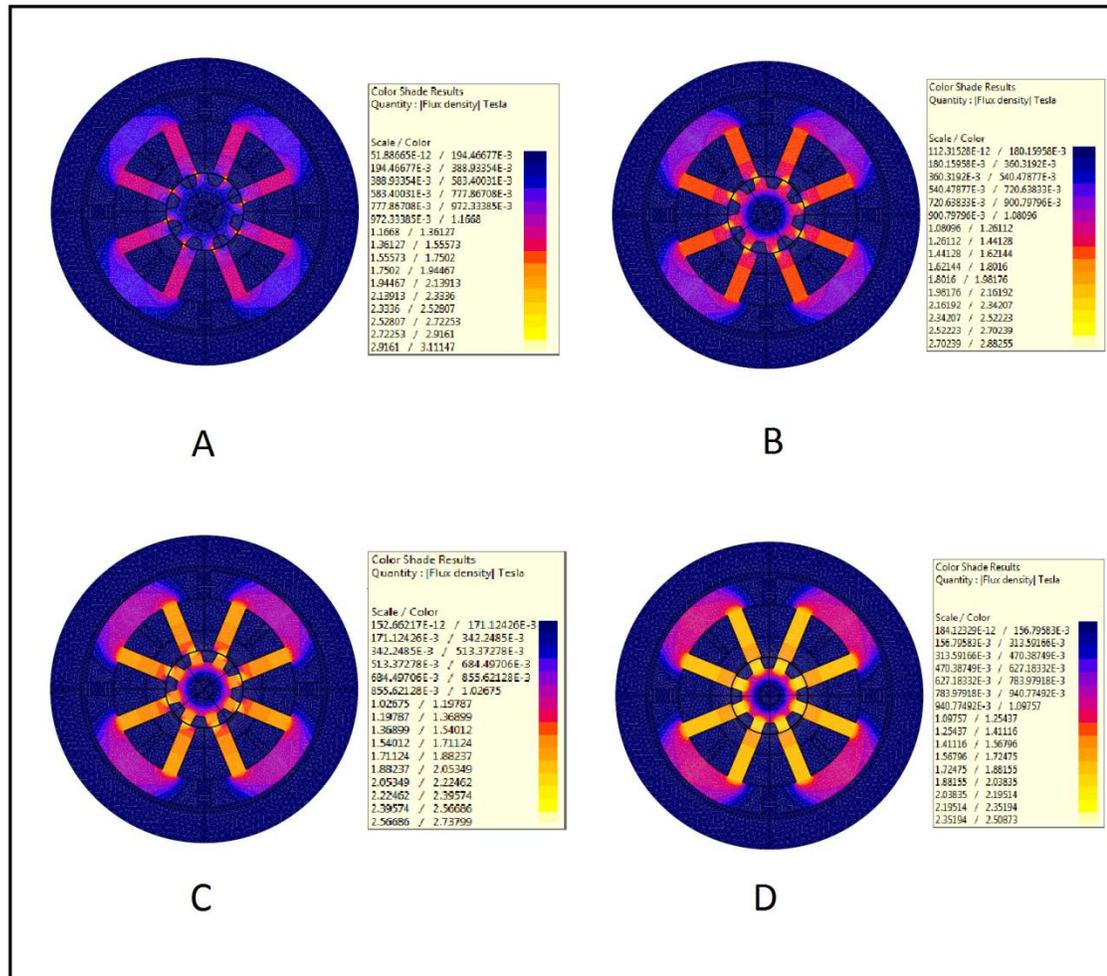


Figura 4.3 Mapas de inducción magnética en el motor de reluctancia autoconmutado convencional. **A** posición del rotor $\theta = 5^\circ$. **B** posición del rotor $\theta = 10^\circ$. **C** posición del rotor $\theta = 15^\circ$. **D** posición alineada $\theta = 22.5^\circ$.

En **D** se observa el mapa de inducción magnética en la posición alineada $\theta = 22.5^\circ$, donde se obtiene un valor máximo de 2.35194 Tesla . La densidad de flujo magnético está distribuida a la largo de los polos salientes del estator y en la sección correspondiente a los polos salientes del rotor.

4.3.2 MHR autoconmutado

La Figura [4.4](#) muestra los mapas de inducción magnética en el MHR autoconmutado a distintas posiciones del rotor para un valor de corriente de 60 A con la estrategia de control de pulso único.

En **A** se observa el mapa de inducción magnética producido solamente por los imanes permanentes localizados entre los polos salientes del estator en la posición no alineada $\theta = 0^\circ$, con un valor máximo de inducción magnética de 1.54653 Tesla . Este valor representa la densidad de flujo magnético de los imanes, lo que significa que existe inducción magnética aún y cuando las bobinas del MHR no estén excitadas. De acuerdo a las curvas de inducción magnética de un motor de reluctancia convencional, en el momento que el convertidor de potencia alimenta las bobinas se genera inductancia magnética en el motor; la curva de corriente suministrada a las bobinas aumenta al momento que la inductancia en el sistema este presente; si la inductancia no existiera en el sistema, la corriente tuviera valores demasiado altos provocando daños severos en el motor. En **B** se observa el mapa de inducción magnética en la posición del rotor de $\theta = 5^\circ$ para un valor de disparo de corriente de 60 A . En el instante que el controlador, por medio de la estrategia de control de pulso único, proporcione la señal de disparo de corriente al convertidor de potencia, se origina la inducción magnética creada por las bobinas y el resultado es la interrelación de la inducción magnética de los imanes permanentes y de las bobinas con un valor máximo de 3.15909 Tesla . En **C** se observa el mapa de inducción magnética en la posición del rotor de $\theta = 10^\circ$, el valor máximo de la inducción magnética originada por las bobinas del MHR y por los imanes permanentes es de 2.99019 Tesla , donde la mayor densidad de flujo magnético está localizada en los imanes permanentes, el extremo de los polos salientes del estator cercanos al entrehierro y los polos salientes del rotor.

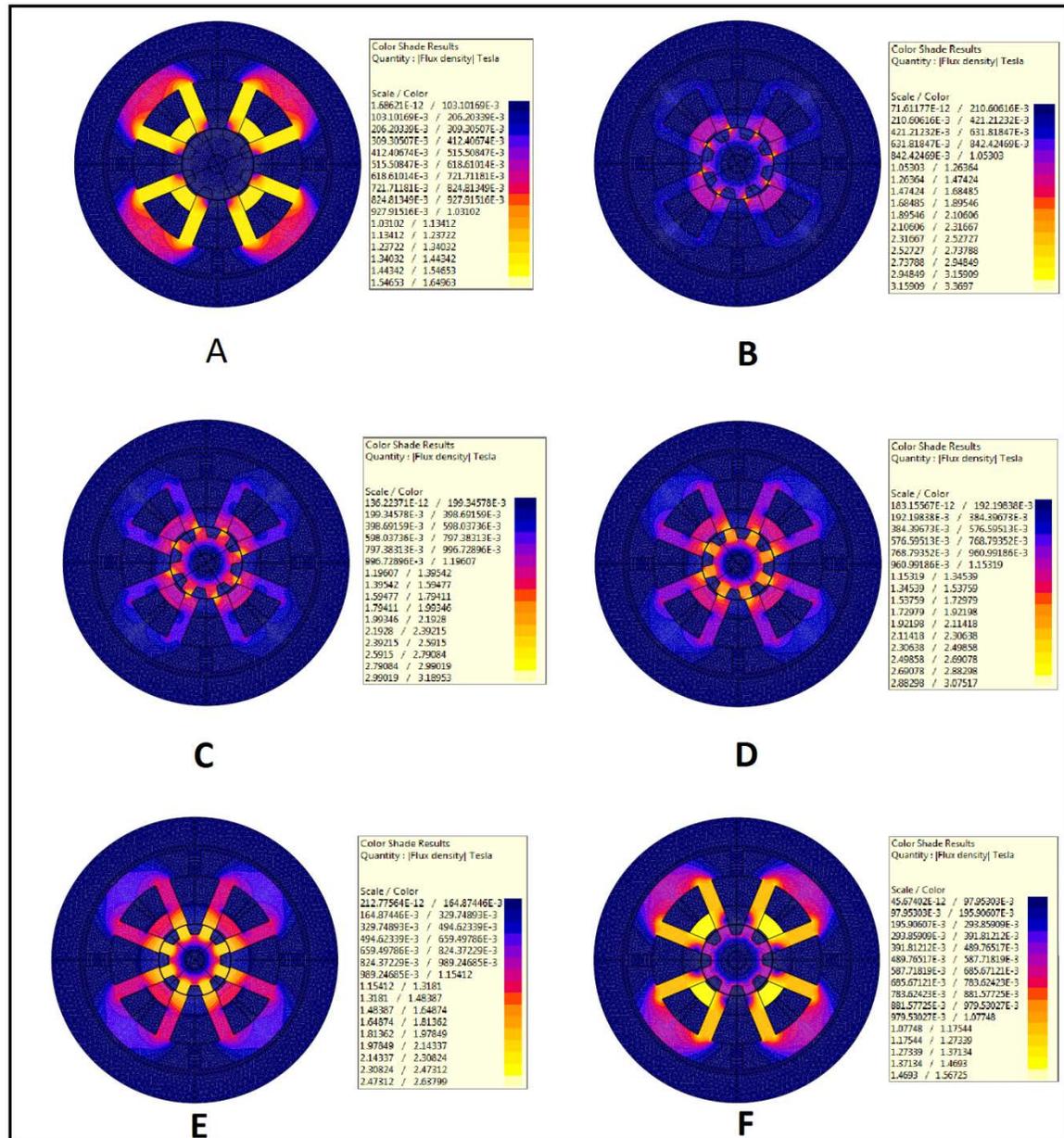


Figura 4.4 Mapas de inducción magnética en el MHR autoconmutado. **A** posición no alineada $\theta = 0^\circ$. **B** posición del rotor $\theta = 5^\circ$. **C** posición del rotor $\theta = 10^\circ$. **D** posición del rotor $\theta = 15^\circ$. **E** posición alineada $\theta = 22.5^\circ$. **F** final de conducción de corriente.

En **D** se observa el mapa de inducción magnética en la posición del rotor de $\theta = 15^\circ$ para un valor de corriente de $60 A$, donde la inducción magnética originada por las bobinas y los imanes permanentes da un valor máximo de 2.88298 Tesla . La distribución de la inducción magnética comienza a extenderse hacia la estructura reluctante del MHR en esta posición; sin embargo, la mayor densidad de flujo magnético está concentrada en el extremo de los polos salientes del estator cercanos al entrehierro y en los polos salientes del rotor. En **E** se observa el mapa de inducción magnética en la posición alineada $\theta = 22.5^\circ$, para un valor de corriente de $60 A$. El valor máximo de inducción magnética proporcionado por las bobinas y los imanes permanentes es de 2.47312 Tesla , lo que representa un incremento del 5.15% en comparación con el motor de reluctancia autoconmutado convencional en la misma posición. En **F** se observa el mapa de inducción magnética al final del ángulo de conducción; es decir, en el instante que las bobinas del MHR autoconmutado han dejado de ser alimentadas. Se puede visualizar la existencia de la inducción magnética proporcionada únicamente por los imanes permanentes localizados entre los polos salientes del estator. Esta característica permite variar los ángulos de conducción de corriente en cualquier posición del rotor. De acuerdo al ángulo de conmutación establecido, se suprime la alimentación de corriente a las bobinas durante los próximos 22.5° , concluyendo el ciclo a los 45° .

4.4 Potencia eléctrica

La potencia eléctrica desarrollada por el motor, es el producto del diferencial de potencial y la intensidad de corriente que pasa por la bobinas. En la Figura [4.5](#) se observa la potencia eléctrica promedio en un rango de corriente de 10 a $60 A$ con intervalos de $10 A$. La potencia eléctrica promedio se incrementa conforme aumenta el valor de la corriente; además se puede visualizar que los

valores de potencia eléctrica promedio en el MHR autoconmutado son mayores a los valores del motor de reluctancia autoconmutado convencional para un mismo valor de corriente, de esta manera se obtuvo una potencia eléctrica promedio, en el motor de reluctancia autoconmutado convencional, de 4255 *Watts* a una corriente de 60 *A*, y una potencia eléctrica de 7924 *Watts* en el MHR autoconmutado para el mismo valor de corriente, lo que representa un incremento del 86%. Este comportamiento se debe al desarrollo de la inductancia en las bobinas, ya que al momento de alimentar las bobinas, la inductancia en el MHR autoconmutado es menor en comparación con la inductancia del motor de reluctancia autoconmutado convencional, permitiendo de esta manera que la corriente alcance valores más altos sin llegar a saturar el núcleo.

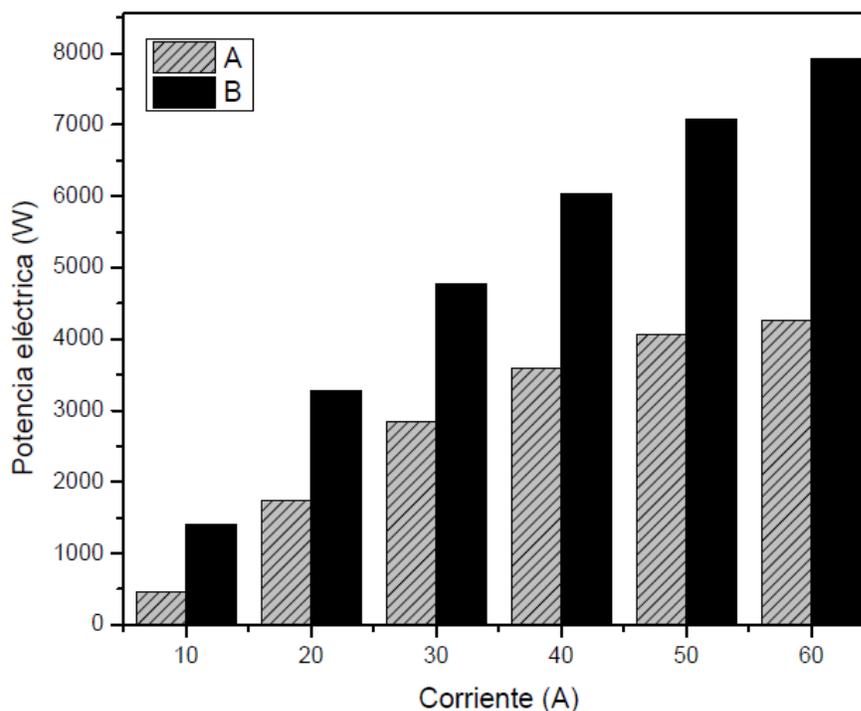


Figura 4.5 Potencia eléctrica promedio a distintos valores de corriente. **A** motor de reluctancia autoconmutado convencional. **B** MHR autoconmutado.

Una vez que las bobinas han sido alimentadas por el convertidor de potencia siguiendo la estrategia de control, la inductancia de las bobinas también varía de acuerdo a la posición del rotor. Cuando el rotor está en la posición no alineada ($\theta = 0^\circ$), la inductancia es muy baja, y por lo tanto la corriente aumentará rápidamente. Cuando los polos salientes del rotor se alinean con los polos salientes del estator ($\theta = 22.5^\circ$), el valor de la inductancia será mayor. Este comportamiento se puede observar a detalle en la Figura [4.6](#), donde la inductancia de las bobinas, para un valor de corriente de 60 A en ambos motores, es menor en la posición no alineada, y conforme cambia la posición del rotor, la inductancia del embobinado se va incrementando. Se pueden observar valores de inductancia menores, tanto en la posición no alineada como en la posición alineada, en el MHR autoconmutado. Esta característica se ve reflejada en el torque electromecánico, ya que como se mencionó anteriormente, cuando las bobinas presentan menor inductancia, la corriente aumentará; de tal forma que el valor de la corriente en el MHR autoconmutado aumentará en un lapso de tiempo menor, incrementando su torque electromecánico y por consecuencia incrementando su potencia mecánica.

4.5 Potencia mecánica

La potencia instantánea desarrollada por una fuerza F es igual al producto de los valores del par mecánico y la velocidad instantánea. Entre las fuerzas que se ejercen sobre un sistema mecánico se pueden distinguir:

- Las fuerzas conservativas, en donde el trabajo realizado para desplazar una partícula entre dos puntos es independiente de la trayectoria, este tipo de fuerzas se derivan de una energía potencial. La energía potencial mecánica de un sistema mecánico es la energía que posee el sistema por su posición y su forma. El campo electroestático, el campo

gravitatorio de un cuerpo en reposo o las fuerzas intermoleculares son casos de este tipo de fuerzas

- Las fuerzas no conservativas, que pueden ser:
 - Las fuerzas de interacción al sistema con un operador externo, que pueden producir un aumento o una disminución de la energía mecánica
 - Las fuerzas causadas por las restricciones; es decir, las fuerzas de contacto con otro sistema, que al oponerse al movimiento, producen una disminución de energía mecánica, como el rozamiento.

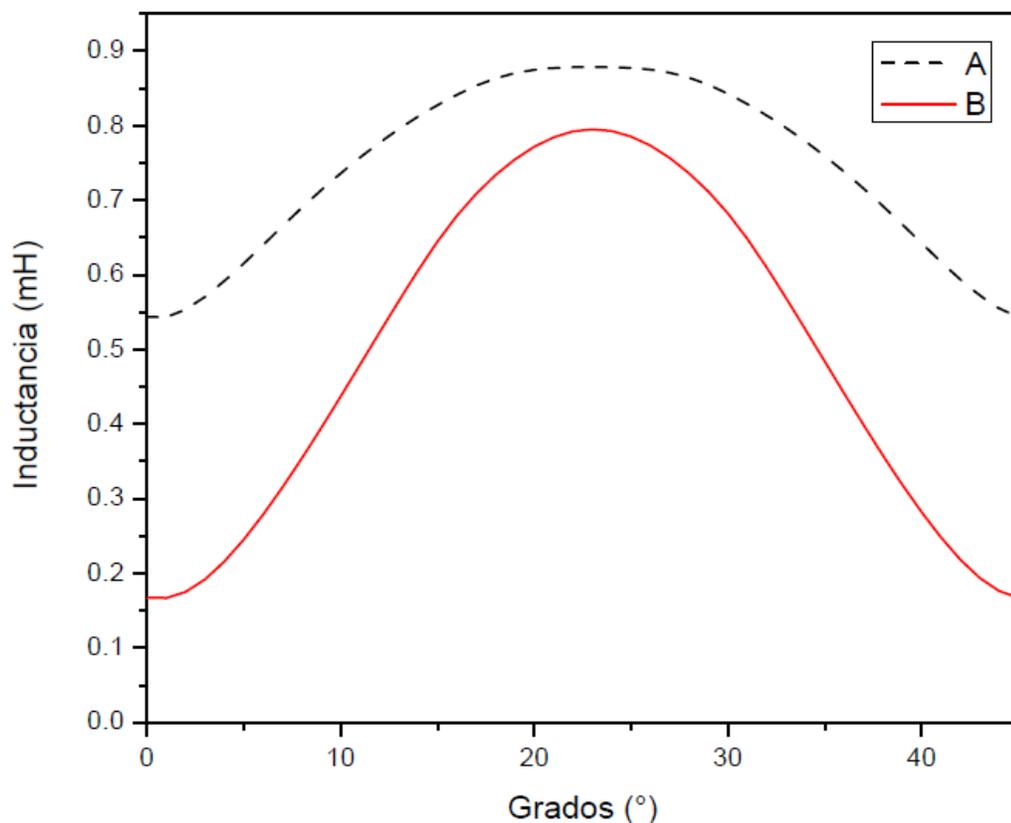


Figura 4.6 Inductancia de las bobinas. **A** motor de reluctancia autoconmutado convencional. **B** MHR autoconmutado.

La Figura [4.7](#) muestra la comparativa de potencia mecánica promedio entre el motor de reluctancia autoconmutado convencional y el MHR autoconmutado a distintos valores de corriente, en un rango de corriente de 10 a 60 A con intervalos de 10 A. De acuerdo a las fuerzas no conservativas de interacción que están involucradas en el sistema, como son los imanes permanentes, se observan valores de potencia mecánica promedio en el MHR autoconmutado muy superiores a los valores del motor de reluctancia autoconmutado convencional. El par electromecánico de los motores es directamente proporcional al valor del ciclo de conversión de energía (ecuación [1.10](#)), la interacción de los imanes permanentes con las bobinas del motor producen un par electromecánico superior y por consecuencia una trayectoria de flujo concatenado mayor, aumentando radicalmente la potencia mecánica del MHR autoconmutado. Por ejemplo, para un valor de corriente de 10 A se obtuvo una potencia mecánica promedio de 216.15 *Watts*, para el motor de reluctancia autoconmutado convencional, y 1056.5 *Watts* para el MHR autoconmutado, lo que representa un incremento del 88% en la energía mecánica promedio.

El valor de potencia mecánica en el MHR autoconmutado tienen un comportamiento ascendente conforme aumenta el valor de la corriente; sin embargo en el motor de reluctancia autoconmutado convencional se observa una tendencia distinta, específicamente en los valores de corriente de 50 y 60 A, donde el valor de la potencia mecánica promedio se mantiene y no incrementa su valor, este comportamiento se debe a la saturación magnética del motor. El aporte de los imanes permanentes en el MHR autoconmutado es de gran importancia ya que evita la saturación magnética en el motor, permitiendo aumentar considerablemente su potencia mecánica conforme aumenta el valor de la corriente.

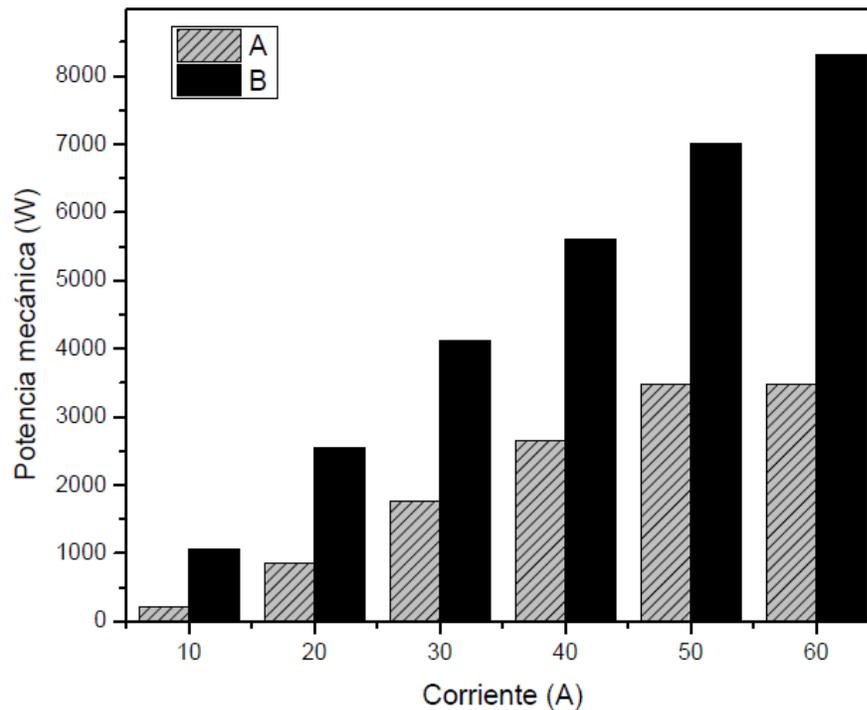


Figura 4.7 Potencia mecánica promedio a distintos valores de corriente. **A** motor de reluctancia autoconmutado convencional. **B** MHR autoconmutado.

4.6 Pérdidas

El cálculo de las pérdidas en el núcleo de un motor de reluctancia autoconmutado es un proceso complicado, debido a su característica no senoidal de los flujos en la estructura reluctante del motor. Existen metodologías para realizar el cálculo de éstas pérdidas de una manera analítica [44]. Una estimación correcta de estas pérdidas es posible mediante el uso de programas de análisis de elementos finitos. Las pérdidas en dispositivos electromecánicos se clasifican generalmente de la siguiente manera:

- Pérdidas magnéticas en los circuitos magnéticos, consideradas como pérdidas en el hierro. Asociadas con la variación del campo magnético respecto al tiempo. Se dividen en pérdidas por histéresis y pérdidas de Foucault.
- Pérdidas en las bobinas por efecto Joule, conocidas como pérdidas en el cobre.
- Pérdidas mecánicas, debido a la fricción y ventilación.

FLUX2D aplica las fórmulas de Bertotti y el modelo LS para el cálculo de las pérdidas mencionadas [\[45\]](#). En este apartado se analizan los resultados obtenidos de las simulaciones en el motor de reluctancia autoconmutado convencional y el MHR autoconmutado considerando el máximo valor de corriente que puede soportar el material de la estructura reluctante con la cual fueron caracterizados los motores.

4.6.1 Pérdidas en el estator

En la Figura [4.8](#) se observan las curvas representativas de las pérdidas en la estructura reluctante en el motor de reluctancia autoconmutado convencional y el MHR autoconmutado para un valor de corriente de 60 A, desde la posición no alineada ($\theta = 0^\circ$) hasta la posición alineada ($\theta = 22.5^\circ$). Conforme cambia la posición del rotor, las curvas de las pérdidas en el estator, para ambos motores, tienen una tendencia ascendente hasta llegar a su valor máximo para posteriormente disminuir su valor; sin embargo, antes de llegar a la posición alineada, vuelven a incrementar su valor durante un período de tiempo muy corto para después llegar a su valor mínimo hasta llegar a la posición alineada. Se muestran mayores pérdidas en el MHR autoconmutado con valores de hasta 35 Watts para una posición del rotor de $\theta = 12^\circ$ la cual representa el extremo del polo saliente del rotor en la posición alineada con la mitad del arco del polo

saliente del estator. Las pérdidas máximas en el motor de reluctancia autoconmutado convencional tienen un valor de hasta 32 *Watts* en la posición del rotor de $\theta = 6^\circ$. El valor promedio de las pérdidas en el estator en el motor de reluctancia autoconmutado convencional es de 19.09 *Watts* y el valor promedio de dichas pérdidas en el MHR autoconmutado es de 21.94 *Watts*, lo que representa un incremento del 14%.

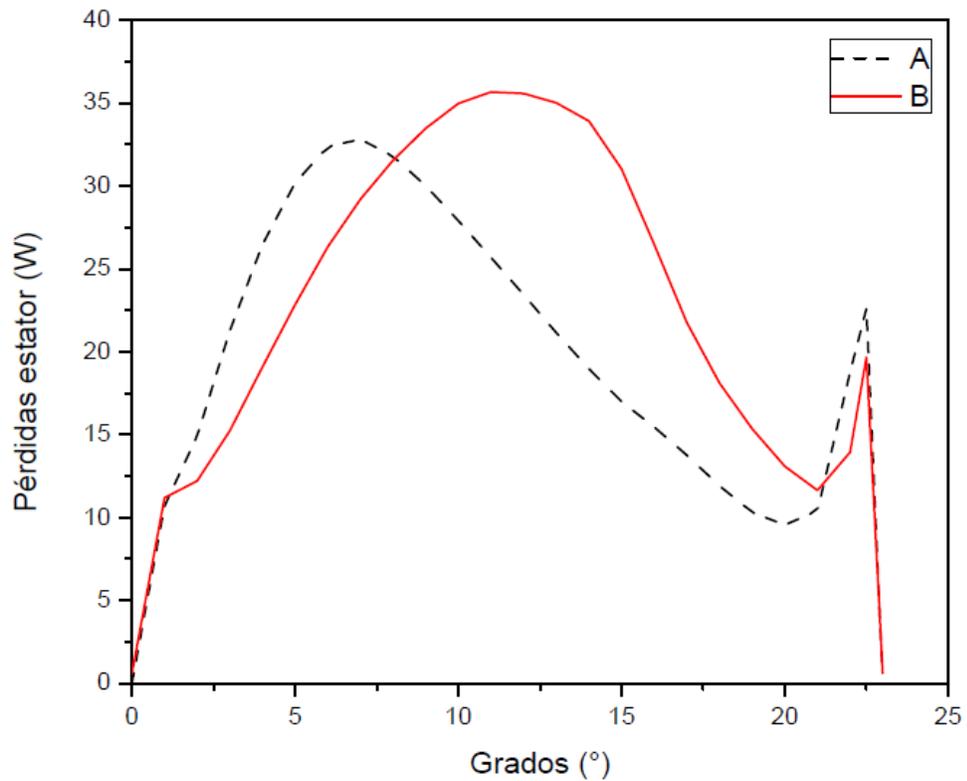


Figura 4.8 Pérdidas en el estator para un valor de corriente de 60 A. **A** motor de reluctancia autoconmutado convencional. **B** MHR autoconmutado.

4.6.2 Pérdidas en el rotor

En la Figura 4.9 se observan las curvas representativas de las pérdidas en la estructura reluctante del rotor en el motor de reluctancia autoconmutado convencional y en el MHR autoconmutado para un valor de corriente de 60 A, desde la posición no alineada ($\theta = 0^\circ$) hasta la posición alineada ($\theta = 22.5^\circ$). Las curvas de las pérdidas de ambos motores tienen un comportamiento similar, registrando los valores máximos en las primeras posiciones del rotor de hasta 37 *Watts* en el MHR autoconmutado y 29 *Watts* en el motor de reluctancia autoconmutado convencional, para posteriormente disminuir su valor hasta llegar a su valor mínimo en la posición alineada. El valor promedio de las pérdidas en el rotor en el motor de reluctancia autoconmutado convencional es de 15.96 *Watts* y en el MHR autoconmutado es de 19.15 *Watts*, lo que representa un incremento del 19%.

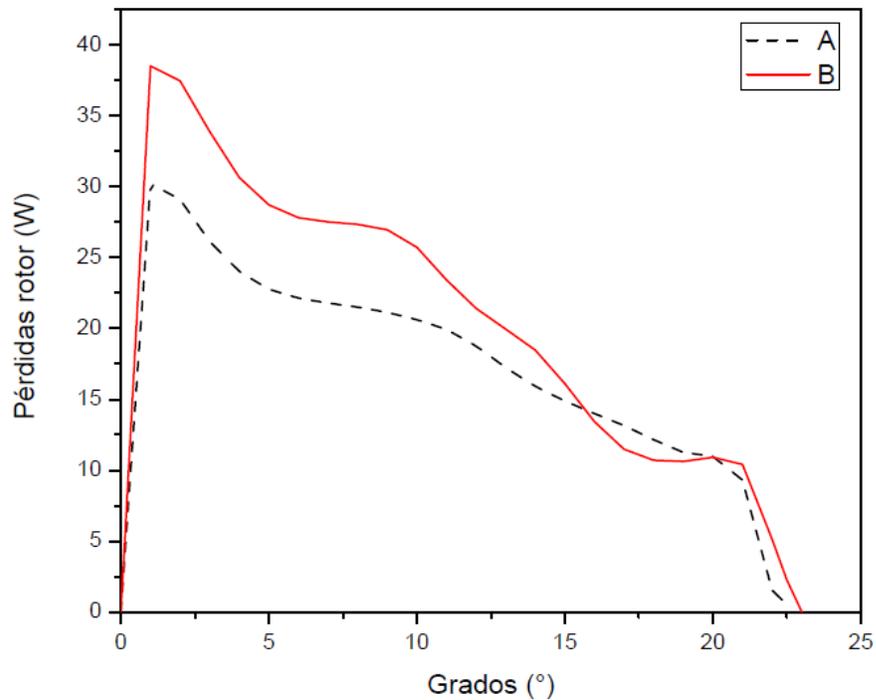


Figura 4.9 Pérdidas en el rotor para un valor de corriente de 60 A. **A** motor de reluctancia autoconmutado convencional. **B** MHR autoconmutado.

4.6.3 Pérdidas en los imanes permanentes del MHR autoconmutado

En la Figura [4.10](#) se observan las curvas representativas de las pérdidas en los imanes permanentes dispuestos en el MHR autoconmutado para distintos valores de corriente en un rango de 10 a 60 A con intervalos de 10 A. Las curvas de las pérdidas en los imanes permanentes del MHR autoconmutado muestran un comportamiento ascendente conforme cambia la posición del rotor; sin embargo cuando aumenta el valor de la corriente se comporta de una manera senoidal, aunque los valores de las pérdidas en los imanes permanentes resultan ser muy bajos en comparación con los valores obtenidos en las curvas de las pérdidas en la estructura reluctante del estator y del rotor. El valor promedio de las pérdidas en los imanes permanentes para la corriente mínima del rango de simulaciones (10 A) es de 0.0034 *Watts* y el valor promedio de dichas pérdidas para la corriente máxima del rango de simulaciones (60 A) es de 0.028 *Watts*.

4.6.4 Pérdidas totales

La Figura [4.11](#) muestra las curvas representativas de las pérdidas en el motor de reluctancia autoconmutado convencional y en el MHR autoconmutado a distintos valores de corriente en un rango de 10 a 60 A con intervalos de 10 A. Las pérdidas representadas en el motor de reluctancia autoconmutado convencional es la suma del promedio de las pérdidas en la estructura reluctante del estator y del rotor; las pérdidas representadas en el MHR autoconmutado es la suma del promedio de las pérdidas en el estator, en el rotor y en los imanes permanentes. Las pérdidas totales en el MHR autoconmutado son mayores a distintos valores de corriente, el valor máximo de las pérdidas promedio registradas fue de 49.21 *Watts* para una corriente de

30 A, de la misma manera el valor máximo de las pérdidas promedio registradas en el motor de reluctancia autoconmutado convencional fue de 42.78 *Watts* para un valor de corriente de 40 A. Para el valor máximo de corriente que puede soportar la estructura reluctante (60 A) el valor de las pérdidas promedio es de 37.98 *Watts* en el motor de reluctancia autoconmutado convencional y en el MHR autoconmutado es de 44.42 *Watts*, lo que representa un aumento del 16%.

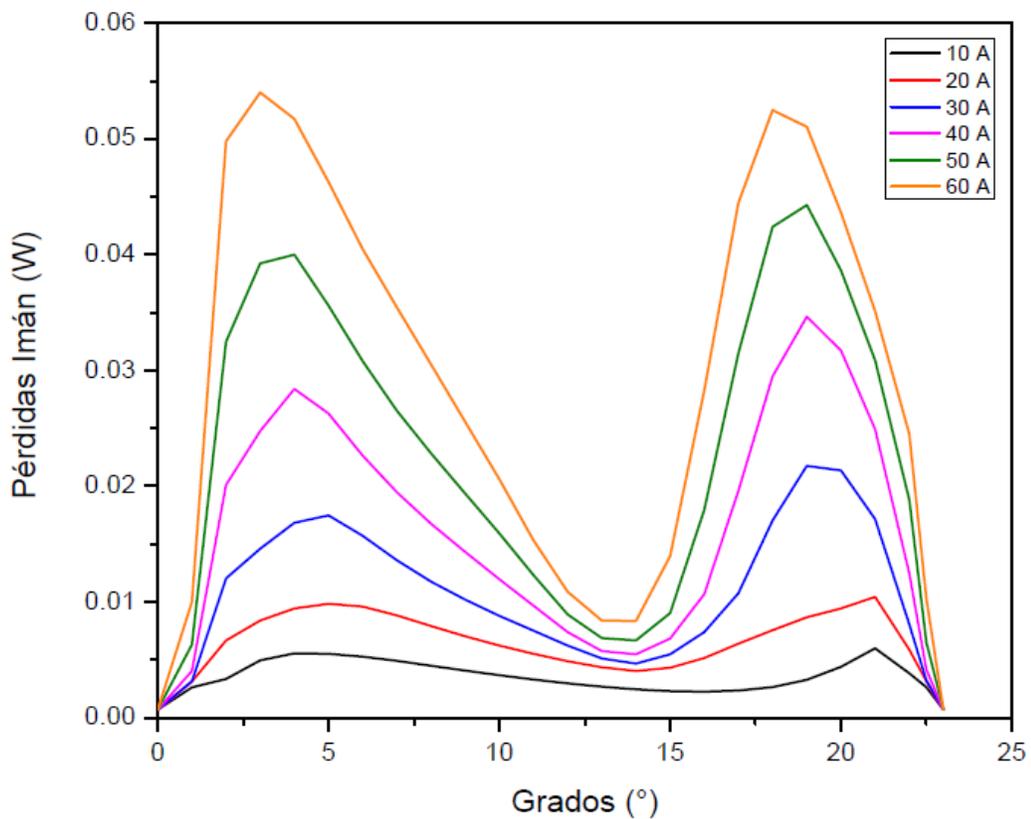


Figura 4.10 Pérdidas de los imanes permanentes en el MHR autoconmutado a distintos valores de corriente.

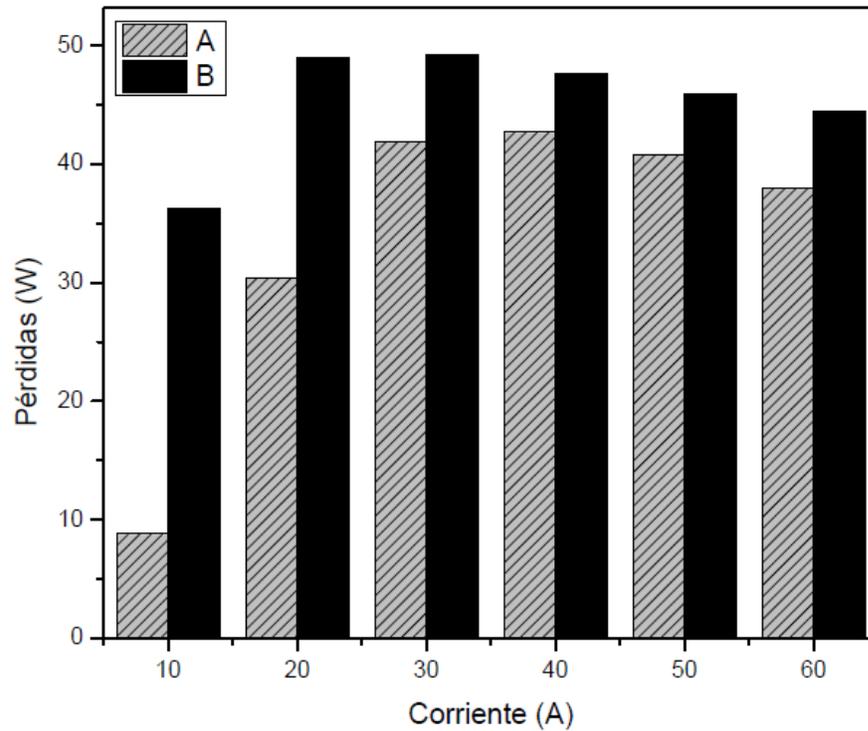


Figura 4.11 Pérdidas totales promedio a distintos valores de corriente. **A** motor de reluctancia autoconmutado convencional. **B** MHR autoconmutado.

4.7 Eficiencia

Finalmente existe la posibilidad de definir la eficiencia de los motores como una relación de la diferencia de la potencia mecánica y las pérdidas en el motor, entre la potencia eléctrica de entrada [46].

$$\eta = \frac{Potencia_{mec} - Pérdidas}{Potencia_{elec}} \times 100 \quad (4.1)$$

Se realizó el cálculo de la eficiencia del motor de reluctancia autoconmutado y del MHR autoconmutado para un rango de corriente de 10 a 60 A con intervalos de 10 A. El detalle de los resultados se puede observar en la Figura [4.12](#), donde se aprecian eficiencia mayores en el MHR autoconmutado en comparación con el motor de reluctancia autoconmutado convencional para un mismo valor de corriente. El valor de la eficiencia en el MHR autoconmutado se incrementa conforme aumenta el valor de la corriente. El motor de reluctancia autoconmutado convencional tiene un comportamiento similar; sin embargo se observa una disminución de la eficiencia para el valor de corriente máximo (60 A) debido a la saturación magnética existente en el núcleo del motor. Los imanes permanentes insertados en el MHR autoconmutado incrementan la potencia mecánica en el motor, sin llegar a la saturación magnética, permitiendo un torque electromecánico mayor y por ende una valor de eficiencia superior en comparación con el motor de reluctancia autoconmutado convencional para un mismo valor de corriente.

La Figura [4.12](#) muestra un valor máximo de eficiencia de 84.44% en el motor de reluctancia autoconmutado convencional para una corriente de 50 A; el valor máximo de eficiencia registrado para el MHR autoconmutado es de 104.34% para una corriente de 60 A. La eficiencia obtenida en el MHR autoconmutado para un valor de corriente de 60 A significa que tienen un coeficiente de utilización mayor a uno, debido al flujo magnético aportado por los imanes permanentes, permitiendo de esta manera la producción de una mayor potencia mecánica de salida sin llegar a saturar el núcleo reluctante.

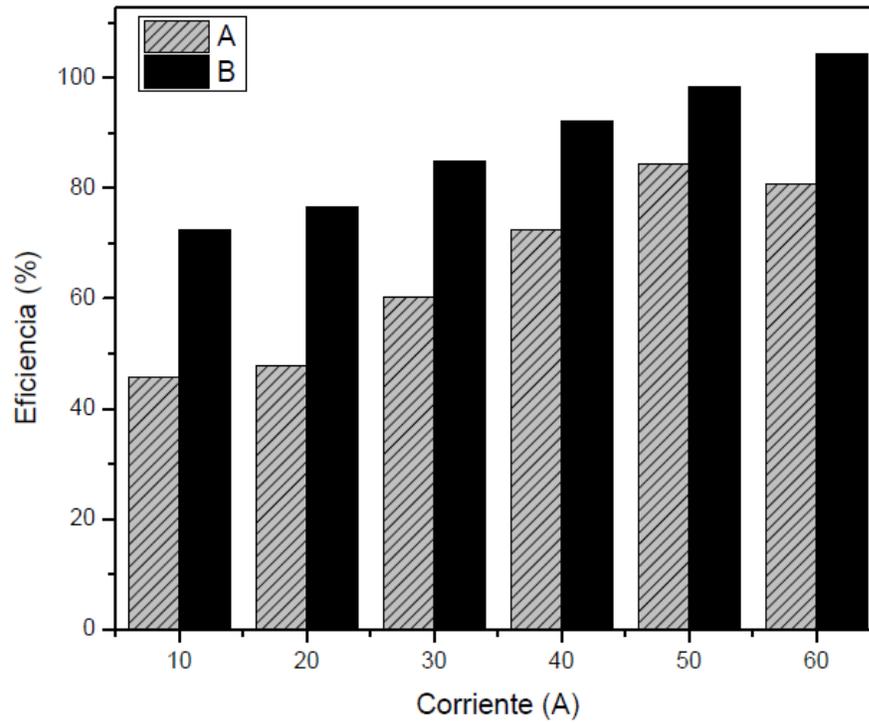


Figura 4.12 Eficiencia a distintos valores de corriente. **A** motor de reluctancia autoconmutado convencional. **B** MHR autoconmutado.

Capítulo 5

Conclusiones

5.1 Conclusiones

El interés en los últimos años por el motor de reluctancia autoconmutado en diversos congresos y revistas internacionales comienza a reflejarse en aplicaciones industriales, principalmente en el sector automotriz y en electrodomésticos. Sus prestaciones permiten una buena adaptación en accionamientos de características mecánicas variables.

Se realizó una clasificación de las variantes constructivas del motor de reluctancia autoconmutado, de acuerdo a su funcionamiento y características geométricas; catalogando el motor objeto de estudio como un Motor Híbrido de Reluctancia Autoconmutado con imanes permanentes insertados entre los polos salientes del estator.

Se reconoce la utilidad de los modelos propuestos para la simulación del comportamiento de los motores de reluctancia, destacando la utilidad del método de elemento finito, permitiendo ahorro de tiempo en el análisis del funcionamiento del MHR autoconmutado y reafirmando el interés de su utilización en el proceso de diseño.

Se llevó a cabo exitosamente el estudio del comportamiento electromecánico del MHR autoconmutado en un modelo computacional en dos dimensiones. Se pone de manifiesto la importancia de obtener una buena caracterización magnética, destacando la utilidad de los programas de simulación mediante elementos finitos.

El modelo del controlador, simulado mediante bloques disponibles en las librerías de *Matlab/Simulink*, nos permitió establecer un vínculo con el programa de análisis de campos electromagnéticos *FLUX2D*, destacando la importancia de esta aplicación sin la necesidad de construir prototipos de alto costo y permitiendo realizar modificaciones en el diseño de manera interactiva. La aplicación de los programas de simulación de circuitos eléctricos en el MHR autoconmutado; con la posibilidad de implementar componentes reales conjuntamente con el modelo del motor, permite realizar aproximaciones del comportamiento del conjunto convertidor-motor.

Se observó el comportamiento electromagnético en la estructura reluctante del MHR autoconmutado, mediante la distribución de las líneas de campo magnético y los mapas de inducción magnética. El par electromecánico de los motores de reluctancia viene determinado por el área encerrada por la trayectoria del flujo concatenado, llamada ciclo de conversión de energía. Por lo tanto, dado que el área encerrada para una misma corriente es más elevada en el MHR autoconmutado, se obtiene un par electromecánico superior para un mismo valor de corriente. Además el par electromecánico se mantiene a un determinado valor para un margen más amplio de posiciones angulares. El aporte magnético de los imanes permanentes evita la saturación magnética en la estructura reluctante, permitiendo modificar el ángulo de disparo de la corriente en cualquier posición angular del rotor, ya que existe un valor de inductancia aún y cuando las bobinas no han sido excitadas por el convertidor de potencia.

Los valores de potencia eléctrica de entrada, potencia mecánica de salida, pérdidas y eficiencia, muestran incrementos considerables en el MHR autoconmutado para un mismo valor de corriente, en comparación con el motor de reluctancia autoconmutado convencional. Se destaca el aporte de los imanes permanentes, en el comportamiento del MHR autoconmutado, permitiendo un mejor funcionamiento magnético.

5.2 Trabajo futuro

El estudio desarrollado en esta tesis consta que la inserción de los imanes permanentes en la estructura reluctante del estator dispuestos cerca del entrehierro incrementa las prestaciones del MHR autoconmutado. Sin embargo, se deduce la necesidad de explotar líneas de investigación que se pueden abordar en el futuro. Para ello se proponen las siguientes acciones:

- Realizar un análisis del comportamiento del MHR autoconmutado en sus características de salida cuando se modifiquen distintos parámetros geométricos. Identificando primeramente los parámetros que tendrían mayor impacto en el funcionamiento del motor.
- Realizar simulaciones del MHR autoconmutado utilizando el método de elementos finitos con distintos modelos de convertidores de potencia para analizar su comportamiento.
- Simular el MHR autoconmutado con otras estrategias de control y determinar el modelo conveniente de acuerdo a la aplicación del motor.
- Profundizar en la influencia de las distintas variables de control, como el inicio del ángulo de conducción y la variación del ángulo de conducción.
- Caracterización del MHR autoconmutado utilizando programas de simulación mediante elementos finitos en tres dimensiones.

- Construcción del prototipo del MHR autoconmutado y justificar los resultados obtenidos mediante experimentos virtuales con los resultados obtenidos mediante la experimentación con el prototipo.

Si se lograra la construcción de un prototipo, en base a los resultados obtenidos mediante la simulación interactiva, sería conveniente la instalación de una plataforma experimental con los dispositivos de medición necesarios para llevar a cabo experimentos y realizar al análisis de los resultados obtenidos.

Bibliografía

- [1] J. I. Perat, Contribuciones al control de motores eléctricos de reluctancia autoconmutados, Universitat Politècnica de Catalunya, 2006. [\[3\]](#), [\[7\]](#), [\[13\]](#), [\[17\]](#), [\[18\]](#)
- [2] L. E. Unnewehr y W. H. Koch, «An axial air-gap reluctance motor for variable-speed applications,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 93, nº 1, pp. 367-376, 1974. [\[3\]](#)
- [3] H. Bausch y B. Rieke, «Speed and torque control of thyristor-fed reluctance motors,» de *Proceedings ICEM*, Viena, 1978. [\[3\]](#)
- [4] B. B. Molina, Tesis doctoral: Simulación interactiva de motores de reluctancia autoconmutados, Catalunya: DEE, 2007. [\[3\]](#), [\[7\]](#), [\[8\]](#), [\[31\]](#), [\[32\]](#), [\[34\]](#), [\[35\]](#)
- [5] T. J. E. Miller, *Electronic Control of Switched Reluctance Machine*, Woburn: Newnes Power Engineering Series, 2001. [\[4\]](#)
- [6] J. Wolff y G. Gómez, «El motor de reluctancia conmutado. un motor eléctrico con gran par y poco volumen,» *Energía*, nº 4, pp. 113-115, 1997. [\[11\]](#)
- [7] T. J. E. Miller, *Switched Reluctance Motor and their Control*, Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993. [\[12\]](#)
- [8] J. A. Sánchez, P. Andrada, B. Blanqué, M. Torrent y J. I. Peralt, «Motor de reluctancia autoconmutado para aplicaciones tolerantes a faltas,» *Proceeding CHLIE*, pp. 1-6, 2005. [\[18\]](#)
- [9] P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J. A. Sánchez y M. Torrent, «El motor de reluctancia autoconmutado,» *Revista Técnica Industrial Especial Electricidad y Electrónica*, pp. 32-41, 2004. [\[21\]](#)

- [10] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulations, Analysis, Design and Applications*, Florida: CRC Press LLC, 2001. [\[21\]](#), [\[22\]](#), [\[24\]](#)
- [11] E. S. Afjei y H. A. Toliyat, «A novel Multilayer Switched Reluctance Motor,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, nº 2, pp. 217-221, 2002. [\[23\]](#)
- [12] M. Cheng, W. Hua, J. Zhang y W. Zhao, «Overview of Stator-Permanent Magnet Brushless Machine,» *IEEE Transactions on Industrial Electronic*, vol. 58, nº 11, pp. 5087-5101, 2011. [\[24\]](#), [\[25\]](#), [\[26\]](#), [\[27\]](#)
- [13] K. Nakamura, K. Murota y O. Ichinokura, «Characteristics of a Novel Switched Reluctance Motor having Permanent Magnets between the Stator Pole-Tips,» de *European Conference on Power Electronics and Applications*, Sendai, 2007. [\[28\]](#)
- [14] K. Vijayakumar, R. Karthikeyan, S. Paramasivam, R. Arugumam y K. N. Srinivas, «Switched Reluctance Motor Modeling, Design, Simulation, and Analysis: A Comprehensive Review,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, nº 12, pp. 4605-4617, 2008. [\[33\]](#), [\[34\]](#)
- [15] R. Krishnan, R. Arumugam y J. F. Lindsay, «Design procedure for switched reluctance motors,» *IEEE Transactions Industrial Applications*, vol. 24, nº 3, pp. 456-461, 1988. [\[34\]](#)
- [16] A. R. Miles, «Design of a 5 MW, 9000 v switched reluctance motor,» *IEEE Transactions Energy Conversion*, vol. 6, nº 3, pp. 484-491, 1991. [\[35\]](#)
- [17] B. Fahimi, G. Suresh y M. Ehsani, «Large switched reluctance machines: A 1mw case study,» *IEEE Electronic Machines and Drives Conf.*, pp. 84-86, 1999. [\[35\]](#)
- [18] A. V. Radun, «Design considerations for the switched reluctance motor,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, nº 5, pp. 1079-1087, 1995. [\[35\]](#)
- [19] J. W. Finch, «Design method for torque estimation in stepping and switched reluctance motor,» *IEE Colloquim on Stepper Motors and Their Control*, pp. 3/1-3/3, 1994. [\[35\]](#)

- [20] I. E. Chabu, S. I. Nabeta y J. R. Cardoso, «Desing Aspects of 4:2 pole - 2 Phase Switched Reluctance Motors,» de *IEEE Electric Machines and Drives International Conference*, 1999. [36], [43]
- [21] D. Staton, M. Vilcot, S. Cedeau y F. D'hulster, «Transient Simulation on Coils and Transformers by FLUX driven by Simulink,» de *The U.K. Magnetic Society*, Oxfordshire, UK. [37]
- [22] F. D'hulster, «Switched Reluctance Motor (SRM) drive modelling using Flux to Simulink technology,» *CEDRAT Technologies*, nº 41, pp. 10-11, 2003. [37]
- [23] C. Favre y B. d. Peloux, «Modelling of a Scalar Control of an Induction Maching using Flux/ Portunus Co-Simulation,» *Cedrat News: Flux Solutions and Machatronic Products*, nº 61, 2011. [37]
- [24] J. Kolehmainen, «Machine with a Rotor Structure Supported only by Buried Magnets,» de *ISEF*, Prague, Czech Republic, 2007. [37]
- [25] CEDRAT, FLUX User's guide versión 10 Volumen 4, Francia, 2010.[37]
- [26] T. E. Miller, *Switched Reluctance Motor and their Control*, Oxford: Magna Phisics Publishing. Oxford Science Publications, 1993. [39]
- [27] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives. Modeling, Simulation, analysis, Desing, and Applications*, Florida: CRC Press, 2001. [39], [56]
- [28] M. Torrent, *Aportaciones al Diseño y a la Caracterización del Motor de Reluctancia Autoconmutado*, Catalunya: DEE, 2002. [39]
- [29] M. Lipták, «Principle of Desing of Four-Phase Low Power Switched Reluctance Machine Aimed to the Maximum Torque Production,» *Electrical Engineering*, vol. 55, nº 5-6, pp. 138-143, 2004. [40]

- [30] CEDRAT, FLUX User's guide versión 10 Volumen 1, Francia, 2010. [45]
- [31] «Aceros eléctricos estándar en estado final de suministro,» 4 Abril 2012. [En línea].
Available:
http://www.arcelormittal.com/fce/prd_web/new_web_details.pl?code=D20&langlist=ES.
[Último acceso: 11 Junio 2012]. [46]
- [32] K. Y. Lu, P. O. Rasmussen y A. E. Ritchie, «Investigation of Flux Linkage Profile Measurement Methods for Switched Reluctance Motors and Permanent Magnet Motors,» *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 3191-3198, 2009. [47]
- [33] H. Guitiérrez y R. De la Vara, Análisis y diseño de experimentos, México, D.F.: McGraw Hill, 2008. [48]
- [34] B. B. Molina, Tesis doctoral: Simulación Intercativa de motores de reluctancia autoconmutados, Catalunya: DEE, 2007. [60]
- [35] M. Otter y F. E. Cellier, Software for Modeling and Simulating control Systems, Boca Raton, Florida: CRC Press "The Control Handbook", 1995. [61]
- [36] J. I. Perat Benavides, Tesis doctoral: Contribución al control de motores de reluctancia autoconmutados, Catalunya: DEE, 2006. [63], [67], [69], [70], [71], [72], [73], [74]
- [37] T. E. Miller, «Four-Quadrant Brushless Reluctance Motor Drive,» de *IEEE PEVD Conference*, London, 1988. [63]
- [38] U. Kumar, A. Ahad y K. R. Deepika, «Rotor Position Estimation and Desing of Low Cost Controller Circuit for Switched Reluctance Motor Based on Machine Desing Parameters,» de *International Conference on Industrial and Information System*, 2010. [63]
- [39] J. Kim y R. Krishnan, «High Efficiency Single-Pulse Controlled Switched Reluctance Motor Drive for High Speed (48k rpm) Application: Analysis, Desing, and Experimental Verification,» de *Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008. [63]

- [40] M. Barnes y C. Pollock, «Forward Converters for Dual Voltage Switched Reluctance Motor Drives,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, nº 1, pp. 83-91, 2001. [\[67\]](#)
- [41] M. Barnes y C. Pollock, «Power Electronic Converters for Switched Reluctance Drives,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, nº 6, pp. 1100-1111, 1998. [\[67\]](#)
- [42] F. D'hulster, «Switched Reluctance Motor (SRM) drive modelling using Flux to Simulink technology,» *Cedrat News:Flux Solutions and Mechatronic Products*, nº 41, pp. 10-11, 2003. [\[75\]](#)
- [43] CEDRAT, Brushless motor with embedded magnets technical paper, Francia, 2010. [\[80\]](#)
- [44] V. Raulin, A. Radun y I. Husain, «Modeling of Losses in Switched Reluctance Machines,» *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 40, nº 6, pp. 1560-1569, 2004. [\[82\]](#), [\[99\]](#)
- [45] FLUX User's guide version 10 volume 3, Francia: CEDRAT, 2010. [\[100\]](#)
- [46] CEDRAT, Flux 2D Application: Brushless motor with embedded magnets technical paper, Francia, 2010. [\[105\]](#)