



Universidad del Istmo Campus Tehuantepec

División de Estudios de Posgrado
Maestría en Ciencias en Energía Eólica

Diseño de generadores síncrono multipolo de imanes permanentes para su uso en aerogeneradores de baja potencia

T E S I S

que para obtener el título de:
Maestro en Ciencias en Energía Eólica

Presenta:

Ing. Wilder Durante Gómez

Director:

Dr. Reynaldo Iracheta Cortez

Codirector:

Dr. Javier de la Cruz Soto

Santo Domingo Tehuantepec, Oaxaca. Mayo 2019.

Resumen

La presente investigación tiene como objetivo diseñar un Generador Síncrono Multipolo de Imanes Permanentes de Flujo Radial (RF-PMSG, por sus siglas en inglés) de 10kW para aplicaciones en aerogeneradores de baja potencia. Para lograr el objetivo se propone realizar un estudio del estado del arte concerniente al diseño de generadores sincrónico de imanes permanentes (PMSG's, por sus siglas en inglés) con el fin de conocer sus principales características y aplicaciones.

Enseguida, se determina el flujo magnético en el entrehierro, mediante el análisis y modelado del circuito magnético. Dicho parámetro es fundamental para el dimensionamiento de la geometría del rotor y estátor, además, se utiliza para determinar el número de conductores por ranura, la resistencia por fase y la inductancia de los devanados, con los últimos parámetros, se obtiene el circuito eléctrico del RF-PMSG.

Posteriormente, se desarrolla una herramienta del software para el diseño y simulación del RF-PMSG en la plataforma LabVIEW®, que cuenta con código abierto que permite introducir nuevos algoritmos. Con esta herramienta se obtienen los parámetros eléctricos y magnéticos necesarios para modelar el dimensionado, selección de materiales y rendimiento del generador.

Finalmente, como parte de la validación del diseño, se implementa el modelo del RF-PMSG en software de análisis de elemento finito (FEA, por sus siglas en inglés), para la obtención de una geometría óptima que garantice un correcto desempeño bajo diferentes condiciones de operación a vacío y plena carga, obteniendo las curvas características del rendimiento del diseño final del generador.

Como resultado del presente trabajo de tesis se llevó a cabo el proceso de manufactura del prototipo del RF-PMSG 10 kW.

Agradecimientos

- *Primeramente agradezco a Dios por darme la vida, la oportunidad de lograr una nueva meta en mi vida profesional y estar siempre a mi lado para seguir adelante.*
- *Agradezco a mis Padres, Raúl Durante Dominguez e Irma Gómez Valencia por su inmenso amor, apoyo y comprensión demostrado en todo momento, sacrificando gran parte de su vida por educarme para convertirme en una persona de provecho. Quiero que sientan que el objetivo logrado es de ustedes, con todo mi cariño y amor.*
- *A mis hermanas Vane y Jessica y mis sobrinos, por sus muestras de cariño, por sus palabras de aliento de seguir adelante y su apoyo incondicional.*
- *A mi novia Gabi, por apoyarme de manera incondicional, siempre alentándome a dar lo mejor de mí, motivándome cada día a siempre sonreír y lograr juntos nuestras metas.*
- *A mi director de tesis, el Dr. Reynaldo Iracheta Cortez, por brindarme la confianza, apoyo, conocimiento en cada asesoría, dedicación de tiempo en la realización de este trabajo y estar siempre al pendiente de mis avances y brindarme su amistad.*
- *A mi co-director de tesis, el Dr. Javier de la Cruz Soto, por toda su gestión para llevar a cabo el proceso de manufactura del prototipo, por compartirme su experiencia, conocimientos, dedicación al trabajo, confianza y brindarme su amistad.*
- *Al M. C. Javier Lagunas Mendoza, que siempre estuvo al pendiente de toda la formación académica de mi persona y mis compañeros, por su gestión en los apoyos económicos, participación en estancias y congresos. También, por su gestión de llevar a cabo la fabricación de prototipo. Agradezco su apoyo, confianza y su amistad.*
- *A mis amigos del posgrado, con los cuales compartimos agradables experiencias que hicieron más amena mi estancia en la UNISTMO, muchas gracias por su amistad.*
- *A mis profesores de posgrado, por compartirnos sus conocimientos, estar al pendiente de nuestra formación académica y por toda su ardua labor, siempre motivándonos a lograr nuestros objetivos.*
- *Al Fondo SENER-CONACYT-Sustentabilidad Energética y al proyecto P-20 “Programa de graduados en Energía Eólica del CEMIE- Eólico” por los apoyos económicos recibidos para realizar los estudios de Maestría en Ciencias en Energía Eólica en la Universidad del Istmo.*

Índice general

Resumen	iii
Agradecimientos	iv
Índice de figuras	vi
Índice de tablas	vii
Lista de acrónimos y símbolos	viii
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	2
1.2. Planteamiento del problema	5
1.3. Justificación	6
1.4. Objetivos	7
1.5. Alcances y limitaciones	8
1.6. Estructura de la tesis	9
1.7. Marco teórico	10
1.7.1. Energía Eólica	10
1.7.2. Tipos de generadores eléctricos implementados en la industria eólica	11
1.7.3. Generador eléctrico asíncrono	13
1.7.3.1. Generador asíncrono de jaula ardilla	13
1.7.3.2. Generador de inducción de rotor devanado	13
1.7.3.3. Generador de inducción doblemente alimentado (DFIG) . .	14
1.7.4. Principios básicos del generador eléctrico síncrono	15
1.7.5. Generadores síncronos en la industria eólica	16
1.7.5.1. Generador síncrono de rotor devanado con multiplicadora .	17
1.7.5.2. Generador síncrono de rotor devanado sin multiplicadora .	18
1.7.5.3. Generador síncrono multipolo de imanes permanentes . . .	19
1.7.6. Clasificación del generador síncrono de imanes permanentes PMSG .	21
1.7.6.1. Generador síncrono de imanes permanentes de flujo axial (AF-PMSG)	21
1.7.6.2. Generador síncrono de imanes permanentes de flujo trans- versal (TF-PMSG)	22

1.7.6.3.	Generador síncrono de imanes permanentes de flujo radial (RF-PMSG)	22
2.	Modelado magnético del RF-PMSG	25
2.1.	Introducción al modelado magnético del RF-PMSG	25
2.2.	Conceptos básicos de la teoría magnética	26
2.3.	Curva de histéresis	29
2.4.	Clasificación del magnetismo en la materia	31
2.5.	Materiales ferromagnéticos	33
2.5.1.	Clasificación de los materiales ferromagnéticos	33
2.5.1.1.	Materiales ferromagnéticos blandos	34
2.5.1.2.	Materiales ferromagnéticos duro	34
2.6.	Acero eléctrico	35
2.6.1.	Clasificación del acero eléctrico	35
2.6.2.	Elección del acero eléctrico	36
2.7.	Imanes permanentes	37
2.7.1.	Características principales de los imanes permanentes	37
2.7.1.1.	Densidad de magnetismo remanente B_r	38
2.7.1.2.	Punto de operación y producto de máxima energía magnética $BH_{máx}$	38
2.7.1.3.	Coefficiente de permeancia (P_c) y punto de rodilla	39
2.7.1.4.	Intensidad de campo coercitivo (H_c) y campo coercitivo intrínseco (H_{ci})	39
2.7.1.5.	Temperatura máxima de trabajo	40
2.7.1.6.	Temperatura de Curie (T_c)	40
2.7.1.7.	Imán anisótropo vs isotrópico	40
2.7.2.	Tipos de imanes permanentes	41
2.7.2.1.	Nomenclatura de los imanes de Neodimio, Hierro y Boro (NdFeB)	42
2.7.2.2.	Elección del imán	42
2.8.	Análisis del circuito magnético	44
2.9.	Modelado de la reluctancia en el entrehierro (\mathcal{R}_g)	49
2.9.1.	Modelado del entrehierro	49
2.9.2.	Modelado del entrehierro considerando el efecto de la ranura	51
2.10.	Metodología de dimensionamiento del RF-PMSG	54
2.10.1.	Restricciones topológicas	54
2.10.2.	Dimensionamiento del imán	55
2.10.3.	Distribución de flujo en el entrehierro y en el yugo del material ferromagnético	59
2.10.4.	Flujo en el yugo del material ferromagnético	59
2.10.5.	Parámetros geométricos	60
2.10.5.1.	Radios	61
2.10.5.2.	Definiciones de pasos y ángulos	62
2.10.5.3.	Geometría del diente y ranura del estátor	63

3. Parámetros eléctricos y desempeño del RF-PMSG	66
3.1. Ecuaciones de Maxwell	66
3.2. Fuerza electromotriz inducido fem	69
3.3. Relación fuerza y torque	70
3.4. Factores de Corrección	72
3.5. Parámetros eléctricos	73
3.6. Resistencia eléctrica	77
3.7. Inductancias	79
3.8. Distribución de los devanados	81
3.8.1. Selección de la combinación de N_s y N_m	84
3.8.2. Selección de la distribución de los devanados	85
3.9. Rendimiento del RF-PMSG	87
3.9.1. Relación de eficiencia (η) y pérdidas en el generador eléctrico	87
3.9.1.1. Eficiencia (η) del RF-PMSG	87
3.9.1.2. Pérdidas en el cobre	88
3.9.1.3. Pérdidas en el núcleo o pérdidas del hierro	88
3.9.1.4. Pérdidas misceláneas	89
3.9.1.5. Densidades de calor en el RF-PMSG	89
3.9.2. Distorsión armónica en el voltaje	89
3.9.3. Regulación de voltaje	90
3.9.4. Torque por unidad de volumen del rotor TRV	91
3.9.5. Esfuerzo cortante magnético σ_m	92
3.9.6. Torque en vacío	93
3.9.7. Ondulación del torque o torque de rizado	94
4. Método de elementos finitos (FEM)	95
4.1. Introducción a método de elementos finitos (FEM)	95
4.2. Conceptos generales en FEM	95
4.3. Métodos para la solución de los elementos finitos	97
4.4. Condiciones de frontera	98
4.5. Etapas en el análisis en programas de FEM	98
4.5.1. Pre-procesamiento	99
4.5.2. Procesamiento	99
4.5.3. Post-procesamiento	100
4.6. Software JMAG® Designer	100
5. Metodología de diseño de máquinas eléctricas	102
5.1. Requerimientos de diseño	103
5.2. Análisis y modelado CAD	104
5.2.1. Herramienta de diseño del RF-PMSG	104
5.2.2. CAD	106
5.3. Procedimiento del análisis de elementos finitos: JMAG-Designer®	107
5.4. Validación del prototipo	108
6. Resultados	109

6.1. Resultados de las simulaciones para lo obtención de un pre-diseño del RF-PMSG 10 kW.	110
6.1.1. Variación de la fracción magnética (α_m)	111
6.1.1.1. Análisis de la THD de la señal de voltaje	112
6.1.1.2. Distribución de la densidad de flujo magnético a diferente fracción magnética (α_m)	114
6.1.1.3. Análisis del torque en vacío	115
6.1.2. Elección de la distribución de los devanados	116
6.1.3. Selección de una fracción magnética óptima	118
6.1.3.1. Evaluación del RF-PMSG 10kW con $\alpha_m = 67\%$ a condición de vacío	120
6.1.3.2. Evaluación del RF-PMSG 10kW con $\alpha_m = 67\%$ a condiciones de carga	122
6.2. Resultados de las simulaciones del diseño final del RF-PMSG 10 kW	124
6.2.1. Evaluación del RF-PMSG 10kW a condición de vacío	126
6.2.1.1. Análisis de la THD de la señal de voltaje	126
6.2.1.2. Análisis del torque en vacío	126
6.2.1.3. Análisis de la densidad de flujo magnético	127
6.2.2. Análisis del torque de rizado a condiciones de bajo carga	128
6.2.3. Eficiencias y pérdidas en el RF-PMSG 10 kW	130
6.3. Conclusiones de resultados	134
7. Manufactura del RF-PMSG 10 kW	136
7.1. Selección del diámetro de la flecha	136
7.1.1. Diseño previo	137
7.1.2. Procedimiento ANSI/ASME B106.1M-1985	139
7.2. Selección de rodamientos	142
7.2.1. Selección por tipo de carga	143
7.2.2. Selección de los sellos	143
7.3. Selección de la cuña	145
7.4. Descripción del prototipo RF-PMSG 10 kW	146
7.5. Verificación del momento flector sobre la flecha	151
7.6. Verificación de los rodamientos	153
7.7. Peso del RF-PMSG 10 kW	155
7.8. Materiales y costos de fabricación del prototipo	156
8. Conclusiones y trabajos futuros	158
8.1. Conclusiones	158
8.2. Trabajos futuros	159
Anexos	161
A. Propiedades de materiales magnéticos	162
A.1. Designación del acero al silicio especificadas por diferentes normas estándares	162

A.2. Especificaciones de pérdidas (W/kg) para laminas de acero eléctrico de espesor de 0.5 mm	163
A.3. Propiedades magnéticas de los imanes de Neodimio	164
A.4. Clasificación del grado de imanes de Neodimio	165
A.5. Conversión de unidades empleados en circuitos magnéticos	165
B. Planos de la distribución de los devanados	166
C. Herramienta de diseño del RF-PMSG	170
D. Proceso de manufactura del RF-PMSG 10 kW	175
E. Planos del generador RF-PMSG 10kW	185
Bibliografía	195

Índice de figuras

1.1. Capacidad eólica anual, instalada a nivel mundial 2001-2017 [18].	11
1.2. Capacidad eólica acumulada a nivel mundial 2001-2017 [18].	11
1.3. Clasificación de los generadores eléctricos.	12
1.4. Evolución del tamaño y potencia de los aerogeneradores comerciales [22]. . .	12
1.5. Generador de inducción doblemente alimentado (DFIG).	14
1.6. Aerogenerador con caja de engranes y DFIG, Vestas V90/2MW [28].	15
1.7. Aspectos constructivos de los generadores síncronos. a) polos salientes, ex- citación independiente, b) imanes permanentes.	16
1.8. Generador síncrono multipolo de rotor devanado con caja multiplicadora y convertidor.	18
1.9. Generador síncrono multipolo sin multiplicadora.	18
1.10. Aerogenerador de transmisión directa, Enercon E-101/3MW [35].	19
1.11. Generador síncrono multipolo de imanes permanentes	19
1.12. Aerogenerador de transmisión directa con PMSG, Goldwind GW/3MW [36].	20
1.13. AF-PMSG [37].	21
1.14. TF-PMSG [38].	22
1.15. RF-PMSG.	23
1.16. Configuración del rotor de un RF-PMSG.	23
1.17. Rotores de máquinas de imán permanente.	24
2.1. Bloque de tamaño diferencial de material magnético [40].	27
2.2. Material magnético con una longitud diferencial [40].	28
2.3. Un bloque de material magnético.	28
2.4. Circuito magnético en serie empleado para definir la curva de histéresis [42].	29
2.5. Curva de histéresis [42].	30
2.6. Gráfica de permeabilidad magnética relativa con diferentes materiales.	32
2.7. Dominios magnéticos [43].	33
2.8. Curva de histéresis de materiales ferromagnéticos: duro y blando [44].	34
2.9. Equivalencia de los acero M19 y M22 vs 50JN310 JFE Steel para láminas de 0.5 mm [47].	36
2.10. Curva BH del acero 50JN310 [48].	36
2.11. Densidad de pérdidas del acero 50JN310 [48].	37
2.12. Curva del 2do cuadrante o desmagnetización [49].	38
2.13. Producto de energía máximo $BH_{m\acute{a}x}$ por tecnología de imán [49].	41

2.14.	Segundo cuadrante de la curva BH de principales imanes permanentes [29]. . .	42
2.15.	Curva de desmagnetización del 2do. cuadrante $B - H$ del imán N35 [49]. . .	44
2.16.	Estructura magnética básica del RF-PMSG.	45
2.17.	Modelo de reluctancias del RF-PMSG.	45
2.18.	Simplificación del circuito magnético	46
2.19.	Definiciones geométricas del imán sobre el rotor.	47
2.20.	Modelos de reluctancias en el entrehierro	50
2.21.	Modelo de reluctancias de franja del entrehierro	51
2.22.	Modelo de reluctancia en la ranura.	52
2.23.	Coefficientes de Carter.	53
2.24.	Flujo de dispersión del imán (k_{ml}).	56
2.25.	Densidad de flujo normalizado B_g/B_r en función α_m	58
2.26.	Señal de densidad de flujo en el entrehierro con su componente fundamental B_{g1} y valor eficaz (B_g) asumiendo para imanes sobre la superficie [51]. . . .	58
2.27.	Definiciones geométricas del RF-PMSG.	60
3.1.	Fuerza electromotriz inducido (e_{ind}) en un devanado por el campo magnético del RF-PMSG.	70
3.2.	Fuerza inducida en un conductor por el campo magnético del RF-PMSG. . .	71
3.3.	Factor de relleno por conductores circulares (k_{cp}) sobre el área de la ranura. .	75
3.4.	Efecto piel en un conductor circular.	78
3.5.	Trayectorias de permeancias 1-4.	80
3.6.	Trayectorias de permeancias 5-7.	81
3.7.	Paso completo o corto del devanado, τ_c	82
3.8.	Paso de devanado en las distribuciones.	87
4.1.	Elementos y nodos sobre una figura 2-D.	96
4.2.	Tipos de elementos en FEM [60].	97
4.3.	Descripción de los elemento del mallado.	100
4.4.	JMAG-Designer ver 17.0.	101
5.1.	Diagrama de flujo del diseño de máquinas eléctricas.	102
5.2.	Diagrama de flujo del algoritmo de dimensionamiento del RF-PMSG	105
5.3.	Herramienta de diseño RF-PMSG.	106
5.4.	CAD de la geometría completa del RF-PMSG.	107
5.5.	Metodología para la simulación en JMAG-Designer®.	108
6.1.	Diagrama de flujo para el análisis de la THD y torque en vacío (cogging torque).112	
6.2.	Evaluación de la THD por cada caso de estudio.	113
6.3.	Densidad de flujo magnético en la geometría del RF-PMSG	115
6.4.	Torque en vacío a diferentes fracciones magnéticas	116
6.5.	Porcentaje de THD en cada una de las distribuciones evaluadas.	117
6.6.	Evaluación de un ciclo de la señal de voltaje generada por cada distribución. .	118
6.7.	Circuito eléctrico a vacío.	120
6.8.	Señal de voltaje de fase, $\alpha_m = 67\%$	121
6.9.	Componentes armónicas impares, de la señal de voltaje V_a	121

6.10. Torque en vacío con $\alpha_m = 67\%$ a velocidad nominal.	121
6.11. Circuito eléctrico bajo carga.	122
6.12. Curva de potencia eléctrica bajo carga a $\alpha_m = 67\%$	123
6.13. Señal del torque a $\alpha_m = 67\%$	123
6.14. Señal de voltaje trifásico del RF-PMSG 10kW.	126
6.15. Componente armónicas impares de la señal de voltaje fase A, del RF-PMSG 10 kW.	127
6.16. Señal del torque en vacío del diseño final del RF-PMSG 10 kW.	127
6.17. Densidad de flujo magnético máximo en el diseño final del RF-PMSG 10 kW.	128
6.18. Curva de potencia eléctrica a plena carga del RF-PMSG 10 kW.	129
6.19. Señal del torque a plena del RF-PMSG 10 kW.	129
6.20. Curvas de regulación de voltaje del RF-PMSG 10 kW en relación con % de potencia de carga y voltaje a vacío a velocidad nominal $S_r = 225\ RPM$	130
6.21. Corriente a plena carga y voltaje de fase a condición de vacío y plena carga a velocidad variable.	131
6.22. Densidad de corriente máxima en los conductores del RF-PMSG 10 kW.	132
6.23. Relación del voltaje CA y CD a velocidad variable y limite del voltaje de operación en el inversor.	132
6.24. Curvas de rendimiento del RF-PMSG 10 kW ($J_{m\acute{a}x}$) a velocidad variable en relación con la potencia de salida (kW), el total de pérdidas (kW) y eficiencia (η).	133
6.25. Curvas de rendimiento del RF-PMSG 10 kW ante diferente % de carga en relación con la potencia de salida (kW), el total de pérdidas en (kW) y efi- ciencia (η).	134
7.1. Nomenclatura de un rodamientos rígido de bolas de sellos 2RS1 [76].	144
7.2. Valores S y T para flecha y buje/rotor, respectivamente [77].	145
7.3. Diseño final de la lámina del estátor.	147
7.4. Estátor del RF-PMSG 10 kW.	147
7.5. Laminaciones de rotor.	148
7.6. Rotor interno del RF-PMSG 10 kW.	149
7.7. Perfil derecho del RF-PMSG 10 kW.	149
7.8. Montaje de la flecha y rotor.	150
7.9. Tapas del RF-PMSG 10 kW.	150
7.10. Carcasa del RF-PMSG 10 kW.	151
7.11. Dibujo de ensamble del RF-PMSG 10 kW.	151
7.12. Dimensiones de la flecha del RF-PMSG 10 kW.	152
7.13. Diagrama de esfuerzo cortantes sobre la flecha.	153
7.14. Momento flector sobre la flecha.	153
7.15. Datos de entrada y condiciones de operación del rodamiento 6010-2RS1 en la herramienta de cálculo de SKF [79].	154
7.16. Resultados del cálculo de rodamiento: horas de vida útil y pérdidas por fric- ción [79].	154
7.17. Porcentaje de pesos de las partes electromagnéticas del RF-PMSG 10 kW.	156

B.1. Distribución de los devanados a través del software Maxwell.	167
B.2. Distribución de los devanados a través del software JMAG Express	168
B.3. Distribución de los devanados a través de la metodología de cálculo.	169
C.1. Ventana principal de la interfaz, parámetros de entrada nominales.	170
C.2. Parámetros geométricos del RF-PMSG.	171
C.3. Propiedades y dimensionamiento del imán.	172
C.4. Propiedades del acero eléctrico y dimensionado de la geometría del RF-PMSG.173	
C.5. Propiedades del conductor y parámetros del eléctrico.	173
C.6. Parámetros de salida de inductancias, reactancia, flujo de dispersión e inercia. 174	
C.7. Pesos y rendimiento del RF-PMSG.	174
D.1. Corte láser de las laminaciones.	175
D.2. Láminas del estátor y rotor.	176
D.3. Ensamble de las láminas del estátor.	176
D.4. Proceso del embobinado del RF-PMSG 10 kW.	177
D.5. Terminación del trabajo del embobinado.	177
D.6. Ensamble de las láminas del rotor.	178
D.7. Imán permanente NB14342-BIG.	179
D.8. Identificación de polaridades.	179
D.9. Fijación de los imanes permanentes.	179
D.10. Adhesión de imanes permanentes.	180
D.11. Trabajo de torno para la fabricación de la carcasa.	180
D.12. Comprobación de ajustes y ranuras en la carcasa.	181
D.13. Elaboración de la base y soportes de la carcasa.	181
D.14. Proceso inicial de fabricación de las tapas.	182
D.15. Trabajo de torno para la fabricación de la flecha y ajustes con lamina del acoplamiento del rotor.	182
D.16. Montaje de la flecha sobre la fresadora.	182
D.17. Procedimiento de ensamble del estátor-carcasa.	183
D.18. Ensamble terminado del estátor-carcasa del RF-PMSG 10 kW.	183
D.19. Proceso de barnizado y horneado de los devanados del RF-PMSG 10 kW. . .	184

Índice de tablas

2.1. Propiedades del imán N35.	44
2.2. Variables para el cálculo de \mathcal{R}_s , \mathcal{R}_r y \mathcal{R}_g	48
3.1. Densidades de corriente típicas permitidas en las máquinas de inducción.	75
3.2. Tabla de resistividad y coeficientes de temperatura de algunos metales	79
3.3. Comparación de diferentes combinaciones N_s y N_m	85
3.4. Resumen de las características de las distribuciones.	86
3.5. Valores típicos TRV(Torque por unidad de volumen del rotor.)	91
3.6. Esfuerzo cortante magnético σ_m	93
6.1. Características del 1er. diseño propuesto para el RF-PMSG 10 kW.	110
6.2. Casos de estudio en la variación de la fracción magnética α_m	111
6.3. Relación entre la fracción magnética (α_m) vs voltajes de fase inducidos y distorsión armónica total (THD)	114
6.4. Densidad de flujo máximo a diferentes α_m	115
6.5. Valores del torque en vacío	116
6.6. Evaluación la inducción de voltaje y THD de la diferentes distribuciones.	118
6.7. Características del 2do. diseño propuesto para el RF-PMSG 10 kW.	119
6.8. Resultados de la señal de voltaje de la fase A.	120
6.9. Especificaciones de imanes comerciales.	124
6.10. Diseño final del RF-PMSG 10 kW.	125
6.11. Resultados de la señal de voltaje de la fase A.	126
6.12. Parámetros de entrada del circuito eléctrico para simulación bajo carga.	128
6.13. Características del inversor 10 kW.	133
7.1. Propiedades físicas del acero AISI/SAE 1045.	137
7.2. Especificaciones del rodamiento 6010-2RS1.	144
7.3. Dimensiones de la cuña vs diámetro de la flecha.	145
7.4. Valores S y T para flecha y buje.	145
7.5. Resultados de la elección de la cuña y valores S y T.	146
7.6. Pesos de las partes del RF-PMSG 10 kW.	155
7.7. Costo por corte láser.	156
7.8. Listas de materiales y costos del prototipo RF-PMSG 10 kW.	157
7.9. Descripción por cantidad de materiales del ensamble.	157

Lista de acrónimos y símbolos

ACRÓNIMOS

AF-PMSG	Axial Flux -Permanent Magnet Synchronous Generator Generador síncrono de imanes permanentes de flujo axial
AISI	American Iron and Steel Institute Instituto Americano del hierro y el acero
ANSI	American National Standards Institute Instituto Nacional Estadounidense de Estándares
AMDEE	Asociación Mexicana de Energía Eólica
ASTM	American Society for Testing and Materials Asociación Americana de Ensayo de Materiales
BEM	Boundary Element Method Método de elementos de frontera
DFIG	Double Feed Induction Generator Generador de inducción doblemente alimentado
FEA	Finite Element Analysis Análisis de elemento finito
FEM	Finite Elemento Method Método de elemento finito
GWEC	Global Wind Energy Council Consejo Global de Energía Eólica
IEC	International Electrotechnical Commission Comisión Electrotécnica Internacional
NEMA	National Electrical Manufacturers Association Asociación Nacional de Fabricantes Eléctricos
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator Generador síncrono de imanes permanentes.
RF-PMSG	Radial Flux - Permanent Magnet Synchronous Generator Generador síncrono multipolo de imanes permanentes de flujo radial
RMS	Root Mean Square / Valor cuadrático medio (Valor eficaz)
TF-PMSG	Tranverse Flux - Permanent Magnet Synchronous Generator Generador síncrono multipolo de imanes permanentes de flujo transversal
THD	Total Harmony Distorsion / Distorsión armónica total.

SÍMBOLOS

■ Letras mayúsculas.

B	Densidad de flujo magnético	[T]
$BH_{máx}$	Producto de energía máxima	[kJ/m ³]
$B_{máx}$	Densidad de flujo máximo	[T]
B_g	Densidad de flujo en el entrehierro	[T]
B_r	Densidad de flujo remanente	[T]
C_ϕ	Factor de concentración de flujo	[-]
$E_{máx}$	Voltaje máximo	[V]
H	Intensidad de campo magnético	[A/m]
H_c	Intensidad de campo magnético coercitivo	[A/m]
I	Corriente eléctrica	[A]
I_s	Corriente en la ranura	[A]
J_s	Densidad de corriente máxima	[A/m ²]
K_f	Factor de reducción de la resistencia a la fatiga	[-]
K_t	Factor de concentración de esfuerzos	[-]
L	Longitud axial del estátor	[m]
L_d	Inductancia en el eje d	[H]
L_e	Inductancia de fin de vuelta	[H]
L_g	Inductancia en el entrehierro	[H]
L_{ph}	Inductancia de fase	[H]
L_q	Inductancia en el eje q	[H]
L_s	Inductancia de dispersión de la ranura	[H]
M	Vector de magnetización	[-]
N_m	Número de polos	[-]
N_p	Número de pares de polos	[-]
N_{ph}	Número de fase	[-]
N_s	Número de ranuras	[-]
N_{sm}	Número de ranuras por polo	[-]
N_{sp}	Número de ranuras por fase	[-]
N_{spp}	Número de ranuras por polo y por fase	[-]
P	Permeancia	[H]
PC	Coefficiente de permeancia	[H]
P_{cu}	Pérdidas en el cobre	[W]
P_e	Pérdidas por corriente de Eddy	[W]
P_{ent}	Potencia de entrada	[W]
P_g	Permeancia en el entrehierro	[H]
P_h	Pérdidas por histéresis	[W]
$P_{núc}$	Pérdidas en el núcleo	[W]
P_{misc}	Pérdidas misceláneas	[W]
P_{sal}	Potencia de salida	[W]
R_{ph}	Resistencia de Fase	[Ω]
T_m	Torque mecánico de entrada	[N m]
V_m	Volumen del imán	[m ³]

■ Letras minúsculas.

a_m	Ángulo del imán	[°]
d_s	Distancia de profundidad de ranura	[m]
d_1	Profundidad del zapato d_1	[m]
d_2	Profundidad del zapato d_2	[m]
d_3	Profundidad de ranura del conductor d_3	[m]
f_a	Factor de acabado de superficie	[-]
f_b	Factor de tamaño	[-]
f_c	Factor de confiabilidad	[-]
f_d	Factor de temperatura	[-]
f_e	Factor de ciclo de trabajo o carga	[-]
f_f	Factor de concentración de esfuerzos	[-]
f_g	Factor de modificación por efectos varios	[-]
f	Frecuencia eléctrica	[H]
f_{em}	Fuerza electromotriz	[V]
f_{mm}	Fuerza magnetomotriz	[A]
g	Entrehierro	[m]
g_e	Entrehierro efectivo	[m]
i	Corriente	[A]
k_c	Coefficiente de Carter	[-]
k_{cp}	Factor de relleno	[-]
k_d	Factor de distribución	[-]
k_{ml}	Factor de flujo de dispersión	[-]
k_p	Factor de paso	[-]
k_s	Factor de sesgo	[-]
k_{st}	Factor de apilamiento	[-]
l_m	Espesor del imán	[m]
n_c	Números de vueltas por bobina	[-]
n_s	Números de vueltas por ranura	[-]
n_{tpp}	Números de vueltas por polo por fase	[-]
q	Coefficiente de sensibilidad a la muesca	[-]
q_s	Densidad de calor en la ranura	[W/m ²]
$q_s t$	Densidad de calor en el estátor	[W/m ²]
v	Velocidad	[m/s]

■ Letras griegas.

Γ	Función de densidad de pérdidas en el hierro	[W/kg]
α_{cp}	Fracción del paso del devanado	[-]
α_m	Fracción magnética	[-]
α_s	Fracción de ranura	[-]
α_{sd}	Fracción de profundidad del zapato	[-]
δ	Efecto piel	[m]
μ	Permeabilidad magnética	[H/m]

μ_R	Permeabilidad remanente	[-]
μ_r	Permeabilidad relativa	[-]
μ_0	Permeabilidad del vacío $4\pi \times 10^{-7}$	[H/m]
ϕ	Flujo magnético	[Wb]
η	Eficiencia	[-]
λ	Flujo concatenado	[Wb]
θ_c	Paso angular del devanado	[rad o °]
θ_e	Posición angular eléctrico	[rad o °]
θ_m	Posición angular mecánica	[rad o °]
θ_p	Paso del polo	[rad o °]
θ_s	Paso de la ranura	[rad o °]
ρ	Resistividad eléctrica	[Ω m]
ρ_{bi}	Densidad del acero eléctrico	[kg/m ³]
σ	Conductividad eléctrica	[(Ω m) ⁻¹]
τ_c	Paso del devanado	[m]
τ_m	Ancho del imán	[m]
τ_p	Paso del polo magnético	[m]
τ_s	Paso de la ranura	[m]
ω_e	Frecuencia eléctrica	[rad/s]
ω_m	Velocidad o frecuencia mecánica	[rad/s]
ω_{bi}	Yugo del estátor y rotor	[m]
ω_s	Abertura de la ranura	[m]
ω_{sb}	Ancho de la parte inferior del ranura	[m]
ω_t	Ancho del diente en el zapato	[m]
ω_{tb}	Ancho del diente	[m]

Capítulo 1

Introducción

El generador eléctrico es considerado el elemento principal de un aerogenerador y además, es considerado como un componente de referencia para el diseño de otros subsistemas [1]. Los generadores asíncronos tipo jaula de ardilla fueron ampliamente utilizados en el diseño de aerogeneradores durante las décadas 80's y 90's. La principal característica de estos generadores era la facilidad para lograr la interconexión del parque eólico con la red eléctrica. Sin embargo, su principal desventaja era que no se podía hacer un control de la potencia activa y reactiva [2].

Con el desarrollo de la electrónica de potencia, se introducen los generadores asíncronos doblemente alimentados (DFIG, por sus siglas en inglés) que permiten al suministrador eléctrico y/o el operador del parque eólico controlar la potencia activa y reactiva dentro de un rango que puede alcanzar hasta un 30 % [2–4]. El diseño de aerogeneradores implementados con generadores asíncronos requiere, de forma obligada, una caja multiplicadora de engranes para acoplarla con el rotor eólico, el uso de la caja multiplicadora impacta enormemente en los costos de capital y de mantenimiento de los parques eólicos [3].

Actualmente, una de las nuevas tendencias de diseño en aerogeneradores es el uso de generadores síncrono de imanes permanentes (PMSG's) para evitar el uso de la caja multiplicadora y por consiguiente, lograr una reducción considerable en los costos de inversión y de mantenimiento de los parques eólicos. Adicionalmente, otras características favorables que presentan los PMSG's son el mínimo ruido, alta eficiencia y larga vida útil [3, 5, 6].

Por tal motivo y con la finalidad de la aplicación de las nuevas tecnologías en aerogeneradores, este trabajo de investigación presenta una metodología general para el diseño de PMSG's, desarrollando una herramienta de software para modelar y dimensionar el generador para aplicaciones en aerogeneradores de baja potencia, así mismo es evaluado a través de software de análisis de elementos finitos, con el objetivo de validar el diseño y la obtención del curvas características del RF-PMSG 10 kW, finalmente se lleva a cabo el proceso de manufactura del prototipo.

1.1. Antecedentes

En esta sección se presenta una revisión del estado del arte sobre los recientes avances tecnológicos y las principales metodologías para el diseño de generadores síncronos de imanes permanentes (PMSG's) para su uso en aerogeneradores de baja potencia. Primeramente, de la amplia revisión bibliográfica realizada, se puede decir que los PMSG's se han convertido en la nueva tendencia tecnológica para el diseño turbinas eólicas de transmisión directa dado que ofrecen más ventajas técnicas sobre sus contrapartes; las máquinas de inducción y las máquinas síncronas de rotor devanado [5, 7]. Esto se debe principalmente, a que los PMSG's ofrecen mejores relaciones de potencia/masa, tienen mayor eficiencia, son más confiables y requieren de menos mantenimiento.

Los PMSG's se pueden clasificar de forma general, en máquinas de flujo axial (AF, por sus siglas en inglés), flujo radial (RF, por sus siglas en inglés) y máquinas de flujo transversal (TF, por sus siglas en inglés) [5, 7]. En la literatura especializada se han propuesto diferentes topologías para el diseño de PMSG's [5, 7]. En el trabajo de Bang D.J. et al [7], se lleva a cabo un estudio comparativo entre diferentes diseños de generadores síncronos de imanes permanentes para su uso en grandes turbinas eólicas de transmisión directa. En este trabajo se compara un PMSG de flujo radial (RF-PMSG) con respecto a cuatro diferentes topologías de PMSG's de flujo transversal (TF-PMSG). De los resultados presentados, los autores concluyen que el RF-PMSG posee características intermedias con respecto a la potencia y al costo por unidad de masa, en comparación a las demás topologías. Asimismo, la principal desventaja del RF-PMSG es que posee las mayores pérdidas del cobre.

Actualmente, el uso de los PMSG's se están incrementando en la aplicación de los aerogeneradores, donde surgen nuevas investigaciones de control en este tipo de generadores, en las investigaciones de Blaabjerg F, et al. [2] y Giménez J.M. et al [8], se presenta el estudio de las diferentes configuraciones del funcionamiento de los generadores eólicos, a fin de concluir cuales son los que producen la mayor transferencia de energía, mejorando el aprovechamiento del viento aerodinámicamente y considerando su impacto desde el punto de vista eléctrico, teniendo en cuenta los diferentes métodos de control con el uso de la electrónica de potencia, que contribuyen al control de frecuencia y voltaje por medio de la potencia activa y reactiva.

La operación continua de un generador síncrono multipolo implica la conversión de energía mecánica en magnética y de la energía magnética en eléctrica. En este proceso, la energía magnética es un factor importante en la producción de torque, por lo tanto, es necesario desarrollar métodos para calcularla. La producción de energía magnética depende en gran medida de la distribución espacial del campo magnético dentro de la estructura de la máquina. Para el estudio del PMSG se requiere desarrollar una metodología para determinar la distribución espacial del flujo, esta distribución depende de las características geométricas del PMSG, a partir de esto se obtienen los parámetros eléctricos del generador como el voltaje inducido, las inductancias, factor de potencia, la distorsión armónica total (THD, por sus siglas en inglés), eficiencia, entre otros.

Kilk A. y Kallaste A. [9], realizaron un estudio en un PMSG tipo multipolo de baja velocidad,

en el cual se modeló un generador de 10 kW, con 60 ranuras y 14 pares de polo de imanes de Nd-Fe-B rectangulares en la superficie radial del núcleo magnético. Se presenta un análisis de la distribución del campo magnético y la inducción en los devanados del estator, con un espesor del entrehierro no constante, estos resultados del modelado se compararon con los datos experimentales de las pruebas del generador, donde se concluye que la influencia de un gran espacio en el entrehierro reducirá la inducción magnética en los devanados del PMSG y se observa que la forma de onda del voltaje de fase tiene influencia significativa debido a los efectos del tercer armónico, en esta investigación no se presentaron estudios de métodos de análisis térmicos.

Eriksson S. et al [10], diseñaron y construyeron un generador síncrono de imanes permanentes (PMSG) de 12 kW. Para el diseño se utilizó el método de elemento finito (FEM, por sus siglas en inglés) y se hicieron simulaciones mediante el uso de un modelo electromagnético para el estudio del generador comparándolo con los resultados experimentales; el voltaje, la corriente por cada fase y la generación de armónicos realizada a plena carga y sin carga a la velocidad nominal, en el cual se presentó que el voltaje y la corriente experimentales son ligeramente menores que en las simulaciones, consiguiendo una menor potencia, este debido a la presencia de armónicos generados a partir de la geometría de los imanes y ranuras o los extremos de los devanados más largos, entre otros.

En los trabajos de investigación De la Cruz J. et al [11, 12], presenta los resultados de un análisis de modificaciones geométricas a un RF-PMSG de rotor externo de 5 kW, con imanes de Neodimio N35, con el propósito de estimar la THD del voltaje (menor al 5 % para máquinas de esa capacidad), par de engrane y eficiencia. Se efectuaron 19 casos de estudios modificando la geometría y cada uno fue simulado utilizando 4 diferentes tipos de aceros en el núcleo del estator (M14, M19, M27 y M43) por lo tanto, se llevaron a cabo 76 casos de estudio. Las simulaciones se llevaron a cabo en el software de elemento finito JMAG[®], para el cálculo de voltaje inducido y en MATLAB[®], para la obtención de los 19 componentes armónicas.

Los resultados obtenidos demuestran que el acero M14 produce el mejor desempeño ya que cuenta con mejores propiedades magnéticas, esto se verifica en el caso 18, donde se modificó la longitud del polo de 12.7mm de condiciones iniciales a 6.3mm, en el cual presentó una THD de voltaje de 0.8 %.

Además, el RF-PMSG fue construido utilizando acero M19, debido a la disponibilidad del material, tomando los parámetros geométricos con menor THD, donde se obtuvo una diferencia de THD de 0.6 % entre la medición real (2.9 %) y la simulación (2.3 %). Se concluye que hay cuatro modificaciones geométricas que permite mantener una THD menor al 5 %; longitud del polo, diámetro de fondo de ranura, porcentaje de abarcamiento polar (%) y ángulo de inclinación en el polo [11]. De igual manera, obtener una baja THD de voltaje, reduce el torque en vacío de la máquina, deseable para generadores eólicos, aunque cabe destacar que disminuir parámetros como la longitud del polo, nos lleva a disminuir la potencia del RF-PMSG [12].

En las máquinas eléctricas rotativas está presente la conversión de energía electromecánica. Para el caso de un generador eléctrico el diseño electromagnético de máquinas eléctricas está caracterizado por la teoría de Maxwell. En [13] se menciona que los métodos de modelado

de máquinas eléctricas pueden ser clasificados en métodos analíticos y métodos numéricos. Los métodos analíticos se pueden clasificar a su vez en: a) el método del circuito equivalente, b) el método del potencial magnético, y c) el método de la red de permeancia. Los métodos numéricos para el diseño de máquinas se pueden clasificar en: a) el método de elemento de frontera (BEM, por sus siglas en inglés) y b) el método de elemento finito (FEM, por sus siglas en inglés).

El análisis por elementos finitos (FEA, por su sigla en inglés) es un método muy preciso y ampliamente utilizado en software comerciales para el diseño de máquinas eléctricas. Consiste en evaluar numéricamente la distribución del campo magnético en múltiples puntos dentro de la geometría de la máquina, la precisión del método depende en gran medida de la cantidad de puntos discretos. Sin embargo, con el aumento de la precisión del método se trae consigo una alta demanda de recursos computacionales. Con las capacidades de las computadoras actuales, una solución promedio por análisis de elemento finito puede tomar decenas de minutos a más de una hora.

Actualmente, existen diferentes software para la realización de este análisis empleados en el diseño de máquinas eléctricas, que se han mencionado en la literatura presentada. En la tesis doctoral de N. Madani [3] se propone el diseño de un RF-PMSG para su aplicación en una turbina de viento de eje vertical. Se analiza el rendimiento del generador a través del software de elemento finito Flux2D[®]. Los resultados del análisis de elemento finito muestran un bajo contenido armónico en el voltaje inducido y en la densidad de flujo del entrehierro. El par de ondulación y el par de engrane se mantienen por debajo del 4.7 % y el 1.5 %, respectivamente. La eficiencia de la máquina para la potencia nominal es 93.4 %, además se optimiza el costo del material activo (acero, cobre, material magnético) en el diseño.

Otro software de simulación de campo electromagnético, en el diseño y análisis de estructuras 3D/2D utilizado en la industria es Ansoft Maxwell[®] [14], basado en el análisis de FEM, Maxwell[®] resuelve con precisión los campos electromagnéticos y eléctricos estáticos, de dominio de frecuencia y variables en el tiempo. Este incluye dos interfaces de diseño especializadas en; Máquinas Eléctricas Rotativas (RMxprt) y Transformadores e inductores (PExprt). RMxprt calcula el rendimiento de la máquina, toma decisiones de tamaño inicial y realiza cientos de análisis a partir de las condiciones iniciales, genera automáticamente la geometría, el movimiento y la configuración mecánica, las propiedades del material, la pérdida del núcleo, el devanado y la configuración de la fuente para el análisis detallado de elementos finitos.

En la tesis doctoral de Peter Makolo [15] se utiliza el software Ansoft Simplorer[®] como una interfaz para integrar el análisis de elemento finito de un PMSG en Ansoft Maxwell[®] 2D y el sistema de control del generador en MATLAB/Simulink[®]. Con este tipo de simulación multidominio se pretende analizar el comportamiento real del generador a nivel sistema. Se consideraron parámetros eléctricos, mecánicos, propiedades de los materiales y la geometría de la máquina. En esta investigación no se contempló la co-simulación en Ansoft Maxwell[®] 3D debido a que es altamente demandante de recursos computacionales.

En los artículos de investigación [6, 16, 17] se han empleado Maxwell[®] 2D RMxprt, donde ha demostrado ser una herramienta competente para el estudio y diseño del PMSG imple-

mentados en sistemas de generación de energía eólica. Los resultados del análisis ayudan a mejorar los aspectos de diseño, para la validación del generador, características como el par de engrane, voltaje inducidos, corriente en los devanados bajo carga, la distribución de densidad de flujo entre otros, con el fin de optimizar el peso y las pérdidas de la máquina.

1.2. Planteamiento del problema

Para hacer más competitivo el uso de las tecnologías de energía eólica se requiere lograr una mejora en la eficiencia global del aerogenerador, una de las tendencias actuales consiste en prescindir de la caja multiplicadora, mediante el uso del generador síncrono multipolo de imanes permanentes, el cual puede ser diseñado para acoplarse directamente con el rotor eólico. Al prescindir de la caja multiplicadora, se puede reducir el peso total, las dimensiones, el ruido mecánico, costos de inversión, costos de operación y mantenimiento, asimismo, hacer más eficiente el sistema.

El diseño de estos generadores eléctricos es sometido a procesos de verificación. Una de las herramientas ampliamente utilizadas para el análisis del campo electromagnético en las estructuras de máquinas eléctricas son softwares basados en métodos de elementos finitos, los cuales, requieren un mayor tiempo y recurso computacional. Por ello, se vuelven un proceso extenuante si no se ingresan los parámetros y dimensiones adecuados de acuerdo al diseño propuesto.

Por ello la importancia de contar con una metodología de diseño de elaboración propia de PMSG's y conocer previamente los modelos matemáticos que se emplean en la caracterización de diseño del generador eléctrico para su aplicación en aerogeneradores de baja potencia, con la finalidad de ingresar el modelo del diseño al software de análisis de elementos finitos para su validación. Este proceso permite contar con las especificaciones técnicas para la fabricación y no incurrir en costos elevados de manufactura, que conlleven a un exceso de materiales contribuyendo en la mejora de dicho proceso.

1.3. Justificación

El generador síncrono multipolo de imanes permanentes (PMSG) está causando un impacto de mejora en la aplicación en la energía eólica, es decir, se han convertido en la nueva tendencia tecnológica para el diseño en aerogeneradores. Además, los PMSG son más confiables y requieren de menor mantenimiento, siendo una opción viable para los sistemas de conversión de energía eólica de baja potencia.

Por tal motivo, se propone el diseño de un generador síncrono de imanes permanentes tipo multipolo de flujo radial (RF-PMSG) en aerogeneradores de baja potencia para la región del Istmo de Tehuantepec, con el objetivo de obtener una metodología de diseño y desarrollar un procedimiento algorítmico con las ecuaciones que modelan el circuito magnético y eléctrico del RF-PMSG, para conseguir las especificaciones técnicas de diseño para llevar a cabo la fabricación.

Este procedimiento algorítmico se contendrá en una herramienta complementaria de software para facilitar el diseño, que nos permite conocer las dimensiones de la geometría del generador, selección de materiales, parámetros eléctricos y magnéticos del RF-PMSG, de acuerdo a los datos de entrada de operación nominal (potencia, velocidad, torque y entre otros), obteniendo las dimensiones iniciales y parámetros de rendimiento como la eficiencia de la máquina y el peso del RF-PMSG.

Esta herramienta se desarrollará con fines educativos y de uso general, para el análisis, diseño y simulación de generadores eléctricos multipolo en baja potencia. Su principal característica es la rapidez y la facilidad para poner en práctica nuevas ideas de diseño, para el desarrollo y fabricación de nuevos prototipos de generadores eléctricos multipolo con mejores características de diseño y reduciendo tiempos de cálculos. Contar con esta metodología de cálculo del dimensionamiento, se convierte en una herramienta auxiliar de gran importancia en el diseño final del RF-PMSG, puesto que es restringido a las características de diseño propuesto.

Finalmente, el diseño propuesto por la herramienta auxiliar, es validado a través del análisis en software de elemento finito, donde se convierte en un proceso iterativo, realizando ajustes en la geometría y parámetros eléctricos, con la finalidad de contar con un buen rendimiento del RF-PMSG.

Esto constituye el fundamento para llevar a cabo el proceso de fabricación del prototipo del generador síncrono multipolo de imanes permanentes de flujo radial para un potencia nominal de 10 kW.

1.4. Objetivos

General

Diseñar un Generador Síncrono Multipolo de Imanes Permanentes de Flujo Radial (RF-PMSG) de 10 kW para su uso en aerogeneradores de baja potencia con transmisión directa.

Específicos

1. Analizar el circuito magnético equivalente y obtener la distribución de flujo magnético en la estructura del RF-PMSG.
2. Desarrollar una herramienta de software para el diseño del RF-PMSG, basada en el análisis de circuitos magnéticos, para el dimensionamiento inicial de la geometría del imán, rotor y estátor, la obtención de los parámetros eléctricos, desempeño, pérdidas y eficiencia del RF-PMSG.
3. Validar el diseño del RF-PMSG 10 kW en software de elementos finitos.
4. Obtener las curvas del rendimiento del generador eléctrico, al evaluar el desempeño ante condiciones de vacío y condiciones de carga.
5. Obtener la lista de materiales, especificaciones técnicas y costos para la fabricación del prototipo del RF-PMSG 10 kW.

1.5. Alcances y limitaciones

El proyecto de tesis tiene como alcance validar el diseño final del RF-PMSG 10 kW en software de elemento finito. Adicionalmente, se desarrollará una herramienta de software para el diseño del RF-PMSG en la plataforma de programación visual NI LabVIEW®. La herramienta está basada en la teoría de máquinas eléctricas y en los métodos de análisis de circuitos magnéticos.

Asimismo, se realizará una metodología de diseño para el modelado del entrehierro, cálculo de las pérdidas del núcleo y los parámetros eléctricos. Con dicha herramienta se podrán ingresar datos de entrada de operación, como la potencia, velocidad y torque nominal, entre otros, para caracterizar el diseño del generador. Además, con los resultados de elemento finito se podrán obtener las curvas características del rendimiento del generador eléctrico antes condiciones de vacío y carga.

El desarrollo de esta herramienta solo contiene el diseño de generador del tipo de flujo radial y es para fines didácticos. Se contempla llegar hasta la versión instalador de la herramienta, para su instalación y ejecución en diferentes sistemas operativos sin la necesidad de contar con la licencia de NI LabVIEW®.

También, se utilizarán los programas de software de elemento finito, para fines de validación del software de diseño del RF-PMSG. Con el objetivo que los resultados de la herramienta a desarrollar sean lo suficientemente precisos para recurrir al software de diseño en estudios posteriores, debido a que, el uso de software de elementos finitos requieren mayor tiempo computacional. Sin embargo, es necesario evaluar por FEM para validar resultados, de acuerdo a la metodología general de diseño de máquinas eléctricas.

Uno de los mayores alcances de proyecto de tesis, fue llevar a cabo el proceso de manufactura del RF-PMSG 10 kW para su aplicación en aerogeneradores de baja potencia.

1.6. Estructura de la tesis

La presente investigación de tema de tesis está constituido por 7 capítulos, la cual está organizada de la siguiente manera.

En el Capítulo 2, describe los fundamentos teóricos del análisis del circuito magnético en máquinas eléctricas síncronas de imanes permanentes con el objetivo de desarrollar el circuito magnético equivalente del RF-PMSG y el dimensionamiento de la geometría del imán, estátor y rotor.

En el Capítulo 3, expone la teoría del análisis del circuito eléctrico para la obtención de los parámetros eléctricos del RF-PMSG. También se describen los parámetros del rendimiento; eficiencias y pérdidas y verificación del desempeño del RF-PMSG.

En el Capítulo 4, describe los conceptos básicos del análisis de elementos finitos, así como una breve descripción del software JMAG-Designer[®], donde se realizaron las simulaciones para la obtención de los resultados

En el Capítulo 5, se expone la metodología de diseño de máquinas eléctricas aplicado al trabajo de tesis en el proceso de diseño, evaluación y fabricación del RF-PMSG 10 kW.

En el Capítulo 6, se presentan los resultados de las simulaciones del análisis por elementos finitos para la validación de diseño final del prototipo RF-PMSG 10 kW.

En el Capítulo 7, se describe el proceso de selección de materiales, el diseño mecánico, parte del proceso de manufactura, pesos y costos de la fabricación del RF-PMSG 10 kW.

En el Capítulo 8, se presentan las conclusiones y trabajos a futuros del tema de investigación.

1.7. Marco teórico

1.7.1. Energía Eólica

Las energías renovables se han convertido en un tema mundial para garantizar el suministro de energía así mismo disminuir la dependencia de los combustibles fósiles y abordar los desafíos del cambio climático, los cuales son factores que han incidido en el acelerado crecimiento del uso de las energías renovables en el mundo.

Entre las energías renovables, la energía eólica es una de las fuentes de energía con mayor crecimiento en escala mundial y podrá suministrar hasta 20 % de la electricidad global en el 2020, según el último informe del Consejo Mundial de Energía Eólica (GWEC, por sus siglas en inglés), de acuerdo a este informe, el incremento anual de la capacidad de energía eólica a nivel mundial en el 2017 alcanzó los 52.573 GW (ver Fig. 1.1), reportando al fin del año una potencia acumulada de 539.581 GW (ver Fig. 1.2), entre los primeros países con mayor capacidad instalada a nivel mundial se encuentran: China (35 %), Estados Unidos de América (17 %), Alemania (10 %), India (6 %) y España (4 %) y el resto de los países (28 %) [18].

A nivel América Latina nuestro país se posiciona en el segundo puesto detrás de Brasil en capacidad instalada en energía eólica[18], de acuerdo a la Asociación Mexicana de Energía Eólica (AMDEE) la capacidad instalada en México a finales de 2016 fue de 3,876 MW, donde la región con mayor potencial de energía eólica se encuentra en el Istmo de Tehuantepec, con 2,360 MW instalados[19].

A nivel nacional la capacidad de energía eólica instalada representa el 5.08 % y conforme al reporte de avances de energías limpias publicado por la Secretaría de Energía (SENER) en el 2016 la energía eólica generó 10,463 GWh, lo cual representa el 3.28 % de la generación eléctrica a nivel nacional, donde se estima que en los próximos años la generación de energía por centrales eólicas se triplique [20].

Además cabe señalar, que este crecimiento de capacidad instalada, principalmente en los países líderes, va acompañada con innovación y madurez tecnológica, debido a que los mayores productores de turbinas eólicas (Onshore y Offshore) provienen de estos países. El ranking a nivel mundial de fabricantes de turbinas eólicas en el 2017 es: Siemens y Gamesa (Alemania y España), Vestas (Dinamarca); líder mundial de turbinas onshore, Goldwind (China), General Electric (EUA) y Enercon (Alemania), esto conlleva a nuevas innovaciones tecnológicas implementados en la generación de la energía [21].

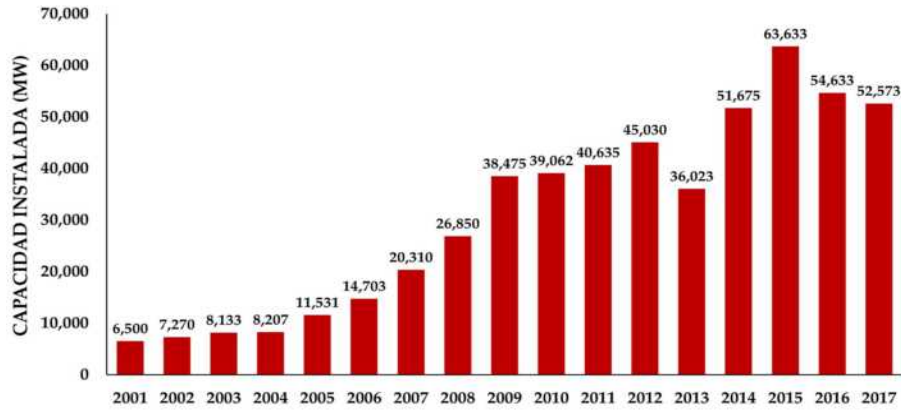


Figura 1.1. Capacidad eólica anual, instalada a nivel mundial 2001-2017 [18].

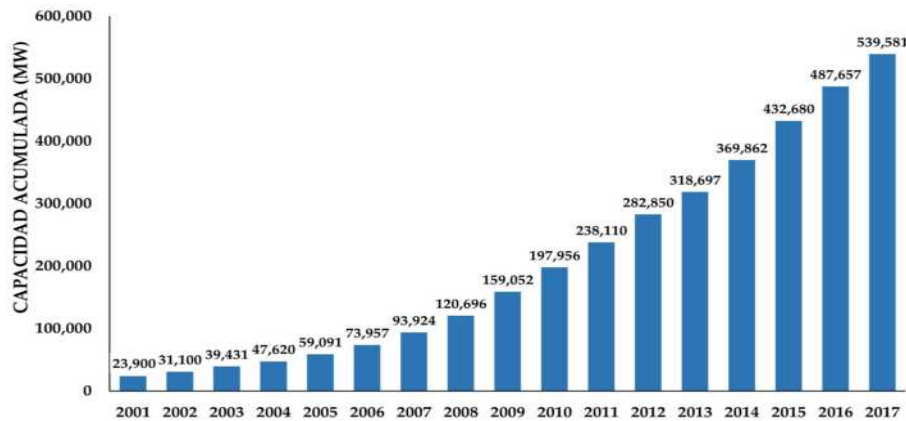


Figura 1.2. Capacidad eólica acumulada a nivel mundial 2001-2017 [18].

1.7.2. Tipos de generadores eléctricos implementados en la industria eólica

La industria de la energía eólica se ha consolidado a través de los avances tecnológicos en términos de diseño aerodinámico, sistemas mecánicos, generadores eléctricos, convertidores electrónicos de potencia, integración de los sistemas de potencia y teoría de control [22].

Principalmente, el generador eléctrico es el elemento central del sistema eléctrico de los aerogeneradores y el componente a partir del cual se dimensionan los elementos restantes, sistema de control y supervisión [1], este se encarga de convertir la energía mecánica producida por el rotor eólico a energía eléctrica.

Los generadores eléctricos se pueden clasificar por el tipo de alimentación de energía eléctrica, pueden ser de corriente directa (CD) y corriente alterna (CA), los de CA se dividen en asíncronos y síncronos [23], como se muestra en la Fig.1.3.

Las máquinas CD ya no son de interés práctico como generadores debido a varios inconvenientes; requieren mayor trabajo de mantenimiento, mayor peso/potencia, no son adecuados

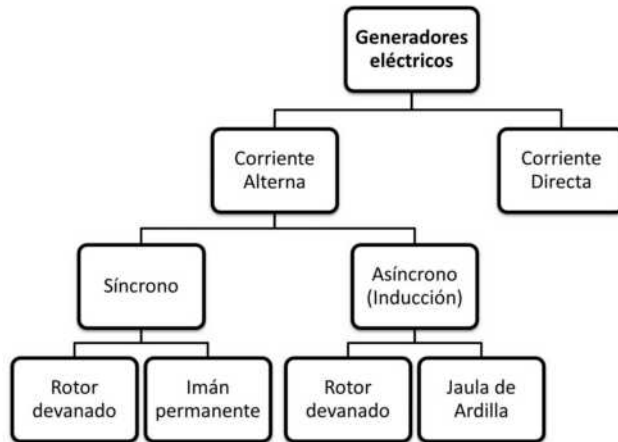


Figura 1.3. Clasificación de los generadores eléctricos.

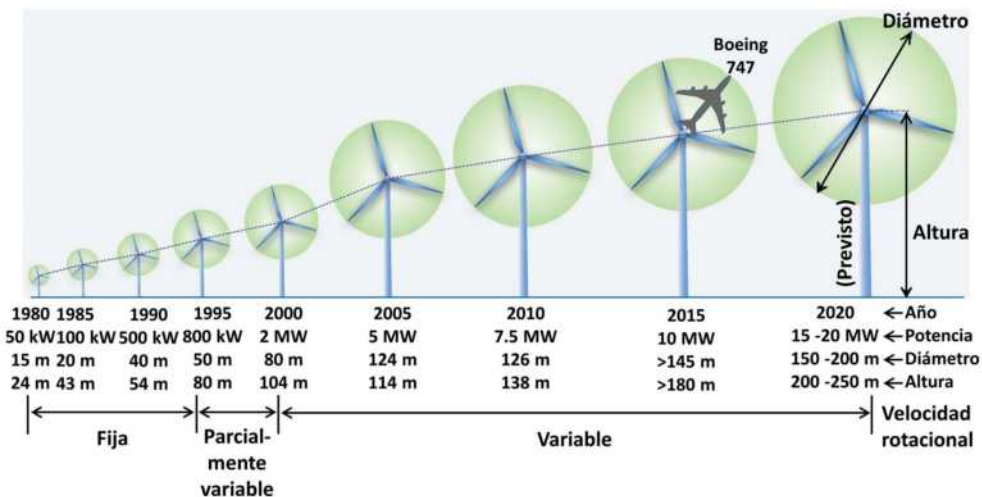


Figura 1.4. Evolución del tamaño y potencia de los aerogeneradores comerciales [22].

para devanados de alto voltaje y presentan mayor costo, esto hace que no sean adecuados para turbinas eólicas de mayor tamaño. Por lo tanto, en los aerogeneradores actuales tienen generadores de corriente alterna trifásicos, estos presentan ventajas de menor mantenimiento; menor relación peso/potencia y menores costos [23].

En los últimos 30 años los aerogeneradores comerciales se han incrementado exponencialmente en dimensiones, aumentando la captación de máxima energía y potencia eléctrica del generador como se muestra en la Fig. 1.4, lo cual presenta la evolución de los aerogeneradores comerciales desde el año de 1980 a una estimación del 2020. A través de este tiempo, se han implementados diferentes tecnologías en generadores eléctricos y convertidores electrónicos de potencia de acuerdo a las velocidades de operación; fija, parcialmente variable y variable.

El aerogenerador mas grande registrado en 2014, es de la industria Vestas, modelo V164, con un diámetro de rotor de 164 m y una potencia de 8 MW. Las industrias Clipper, Sway Turbine AS y Windtec-AMSC se han pronunciado al respecto en la fabricación de turbinas eólicas de 10 MW y General Electric (GE) esta en desarrollo de aerogeneradores de 15 MW.

Las mayores máquinas eólicas instalados se encuentra dentro del mar (offshore), la potencia promedio de un aerogenerador en tierra (onshore) y alta mar (offshore) se reporta en 1.926 y 3.613 MW, respectivamente [22].

En el desarrollo de la energía eólica se han implementados generadores asíncronos o de inducción: jaula de ardilla, rotor devanado, doblemente alimentado (DFIG), y actualmente generadores síncronos: de imán permanente (PMSG) y rotor devanado.

1.7.3. Generador eléctrico asíncrono

Los generadores eléctricos más utilizados para la configuración de sistemas eólicos han sido los generadores asíncronos trifásicos, también llamado generador de inducción, para generar corriente alterna. Fuera de la industria eólica y de las pequeñas unidades hidroeléctricas, este tipo de generadores no está muy extendido, aunque inicialmente fue diseñado como motor eléctrico [24].

Los generadores eléctricos asíncronos son motores de inducción que se utilizan en forma inversa haciéndolos girar a una velocidad mayor que su velocidad de sincronismo. Cuando a un motor de inducción, conectado a la red eléctrica, se le hace girar por encima de su velocidad de sincronismo, mediante la aplicación de un par motriz en su eje de rotación, la potencia mecánica aplicada se transforma en energía eléctrica.

Fundamentalmente, existen dos tipos de generadores asíncronos que se han utilizado para la integración de aerogeneradores tipo jaula de ardilla y rotor devanado o de inducción [24].

1.7.3.1. Generador asíncrono de jaula ardilla

Durante el periodo de las décadas de los 80's y 90's los generadores asíncrono del tipo jaula de ardilla fueron ampliamente utilizados a velocidad fija, una de las características es que permitía la interconexión con la red eléctrica, sin embargo una de las desventajas no se podía hacer un control de la potencia activa y reactiva, además de tener un rango limitado de variación de velocidad, prácticamente a velocidad constante. Si se desea que este generador funcione a velocidad variable es necesario alimentarlo a frecuencia variable mediante un convertidor electrónico [1, 2].

1.7.3.2. Generador de inducción de rotor devanado

A partir de los 90's, se implemento en los sistemas de conversión de energía eólica a velocidad parcialmente variable, a través de la electrónica de potencia donde se empleaban dispositivos más avanzados como puentes de diodos y choppers para controlar la resistencia del rotor del generador. Donde, la velocidad de rotación de la turbina eólica puede variar en un rango limitado, especialmente en la operación de potencia nominal (típicamente 0 %

-10 % por encima de la velocidad síncrona del generador); por lo tanto, la operación de velocidad variable aumenta la eficiencia de conversión de energía al capturar mayor potencia del viento y reduce el estrés mecánico causado por ráfagas de viento, sin embargo, se presentan pérdidas de energía en la resistencia del rotor, además de requerir compensación de potencia reactiva [22, 25, 26].

1.7.3.3. Generador de inducción doblemente alimentado (DFIG)

Con el desarrollo de la electrónica de potencia, a finales de los 90's, se introducen los generadores de inducción doblemente alimentado (DFIG, por sus siglas en inglés), en operación de velocidad variable en un rango aproximadamente de 60 % a 110 % de la velocidad nominal [27], esto indica que la velocidad de rotación de las palas del rotor pueden variar en un rango satisfactorio para maximizar el rendimiento y reducir la tensión mecánica.

Un DFIG puede generar un voltaje de valor eficaz y frecuencia constante aunque su eje gire a velocidad variable. Para ello se alimenta el rotor de la máquina eléctrica con un convertidor de frecuencia compuesto por dos convertidores electrónicos CA/CD y CD/CA, en la Fig. 1.5, se muestra como los devanados del estátor están conectados directamente a la red eléctrica a través de un transformador y los devanados del rotor están conectados a la red eléctrica a través de un convertidor de electrónica de potencia con aproximadamente 30 % de capacidad de potencia del generador, esto permite hacer un control de la potencia activa y reactiva. No obstante, los convertidores electrónicos de potencia involucran altos costo, además, las estrategias de control en caso de perturbaciones de la red son muy complejas [22, 25].

En esta última década, Los DFIG es una las tecnologías dominantes en la industria eólica aproximadamente con el 80 % de participación en el mercado [26], en este periodo la industria eólica ha crecido exponencialmente y muchas industrias han basado su línea de producción en esta tecnología. Aunque, estas siguen con nueva innovaciones implementando aerogeneradores con mayor capacidad y mejorando las eficiencias en el sistema de conversión en energía eólica.

En la Fig. 1.6, se muestra un aerogenerador Vestas V90 de potencia nominal de 2 MW con un generador asíncrono, el diseño de estos sistema requiere de forma obligada una caja multipli-

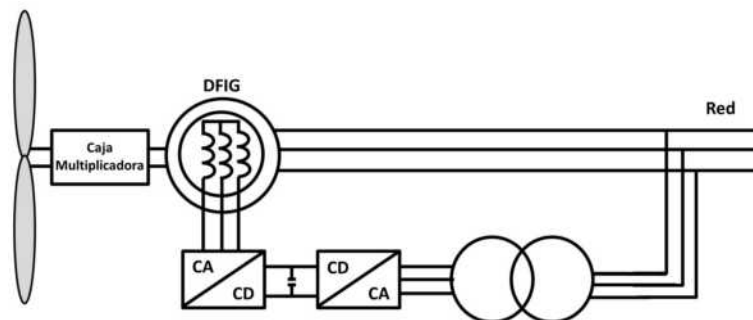


Figura 1.5. Generador de inducción doblemente alimentado (DFIG).

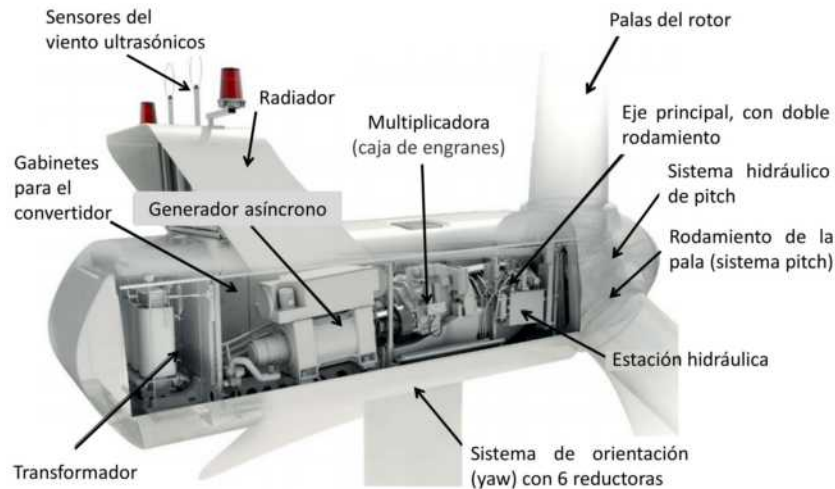


Figura 1.6. Aerogenerador con caja de engranes y DFIG, Vestas V90/2MW [28].

cadora, que eleva la velocidad de entrada en el rotor eólico a altas velocidades de operación del generador asíncrono. El uso de la caja multiplicadora impacta enormemente en los costos, incrementa el peso y las actividades por mantenimiento del aerogenerador [3].

1.7.4. Principios básicos del generador eléctrico síncrono

En un generador síncrono se produce un campo magnético en el rotor ya sea mediante el diseño de éste como un imán permanente o mediante la aplicación de CD (corriente directa) a su devanado para crear un electroimán. En seguida, el rotor del generador gira mediante un motor primario y produce un campo magnético giratorio dentro de la máquina. Este campo magnético giratorio induce un conjunto de voltajes trifásicos dentro de los devanados del estator del generador [29].

Las máquinas síncronas son máquinas eléctricas cuya velocidad de rotación S_r (rpm) está vinculada rígidamente con la frecuencia eléctrica f_e , de acuerdo con la expresión

$$S_r = \frac{60 f_e}{N_p} \quad (1.1)$$

donde N_p es el número de pares de polos de la máquina [30].

El devanado del inducido de la máquina síncrona está alojado habitualmente en el estátor. En el caso de máquinas trifásicas: está formado por tres bobinas desfasadas a 120° eléctricos, como ocurren en las máquinas asíncronas [1]. Si en el interior de las máquinas se tiene un campo magnético giratorio, entonces en los devanados del inducido se genera una fem (fuerza electromotriz); la forma de onda de la fem en el tiempo es idéntica a la forma de onda del campo magnético en el espacio. La frecuencia f_e de la fem está relacionada con la velocidad de giro ω_m (rad/s) según la expresión:

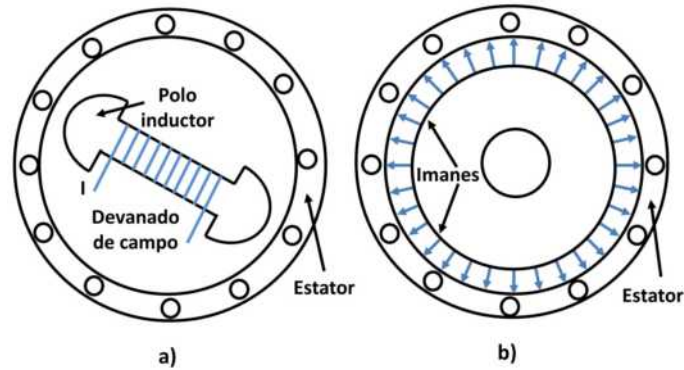


Figura 1.7. Aspectos constructivos de los generadores síncronos. a) polos salientes, excitación independiente, b) imanes permanentes.

$$f_e = \frac{N_p \omega_m}{2\pi} . \quad (1.2)$$

Existen dos formas de crear el campo magnético giratorio necesario para que se produzca la conversión mecánica en eléctrica: a través de imanes permanentes alojados en el rotor y a través de polos inductores en corriente directa, como se muestra en la Fig. 1.7.

1.7.5. Generadores síncronos en la industria eólica

La mayor parte de los generadores eléctricos síncronos implementados en los aerogeneradores son de transmisión directa, aunque, algunos fabricantes han diseñado máquinas síncronas donde se acoplan con una caja multiplicadora de menor conversión y de una sola etapa [26, 31]. Los métodos de excitación de los generadores síncronos de transmisión directa, son los siguientes [32]:

- Eléctrica
- Imanes permanentes
- Reluctancia conmutada

A principios de los años 90's, Enercon comenzó a producir generadores de accionamiento directo excitados eléctricamente, debido a que la disponibilidad de imanes era limitada y demasiado caros, actualmente Enercon ha consolidado su línea de investigación mediante generadores síncrono de excitación eléctrica, y fabricantes como Goldwind, General Electric, Siemens/Gamesa están fabricando generadores con imanes permanentes [27], por otra parte, el generador de reluctancia conmutada no parece ser adecuado para la conversión de energía eólica de gran potencia debido a los requisitos de espacio de aire (entrehierro) pequeño, lo que dificulta la instalación del aerogenerador [25].

En los últimos años, la aplicación de esta tecnología ha atraído la atención de los fabricantes

de aerogeneradores como una alternativa en la generación de energía. En un sistema de accionamiento directo, la multiplicadora (caja de engranes) se retira del tren de transmisión y el generador se acopla directamente al rotor eólico (ver Fig. 1.10). Ambos giran a la misma velocidad, que generalmente se encuentra en un rango entre 8 y 15 rpm, dependiendo de la potencia nominal [32].

Por otra parte, una de las desventajas de las máquinas de transmisión directa, es que necesitan alcanzar altos niveles de torque, esto se debe a sus bajas velocidades de operación. La Ec. (1.3) muestra la obtención de potencia de salida de una máquina rotativa.

$$P = T \omega_m \quad (1.3)$$

donde P es la potencia de salida (*Watts*) y ω_m la velocidad mecánica angular (*rad/s*) y T el torque nominal de la máquina (*Nm*), debido a que la velocidad mecánica angular de un aerogenerador de transmisión directa es baja, el torque necesita incrementarse para obtener la misma potencia de salida ante una máquina convencional de alta revoluciones.

Sin embargo, la eliminación de la caja de engranes tiene varios beneficios, incluyendo la disminución de niveles de ruido, simplificación de la transmisión, lo cual incrementa la confiabilidad, reduce las pérdidas debido a menos pasos de conversión de energía y reduce los costos de mantenimiento [33]. Evitando así los problemas de mantenimiento en la caja de engranes que pueden causar largos periodos de inactividad [27].

Estas características de mayor confiabilidad han atraído a varios fabricantes que se ve reflejado en el mercado global, la participación de los aerogeneradores de transmisión directa aumentó aproximadamente de 24.9 % en 2011 a 25.2 % en 2016 y se espera que aumente 7 % durante el período de 2017-2021 para llegar al 32.2 % [34].

Los fabricantes de tecnología alemana Enercon y tecnología china Xinjiang Goldwind Science & Technology Co., Ltd. (Goldwind) y Xiangtan Electric Manufacturing Group Co., Ltd (XEMC) son las principales compañías que actualmente participan en la fabricación de este sistema por medio de excitación eléctrica. Aunque, los fabricantes como Siemens y General Electric (GE) que generalmente sus modelos de aerogeneradores comerciales emplean caja de engranes y generadores DFIG, han comenzado a implementar tecnología eólica con transmisión directa debido a sus mayores beneficios [34].

En las siguientes secciones se presenta las diferentes configuraciones de los generadores síncronos en la industria eólica y los diferentes convertidores de potencia que permiten al sistema realizar una compensación de potencia reactiva y una conexión de red uniforme [22].

1.7.5.1. Generador síncrono de rotor devanado con multiplicadora

Esta configuración utiliza un generador síncrono con rotor devanado, el cual es excitado con corriente continua rectificadora desde el convertidor de potencia, cuenta con caja multiplicadora y otro convertidor de potencia de corriente alterna de frecuencia variable a corriente alterna

de frecuencia constante (50 o 60 Hz) y operación de velocidades variables del viento, como se muestra en la Fig. 1.8 [4].

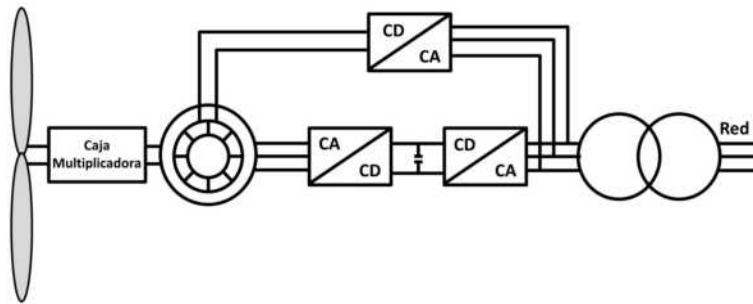


Figura 1.8. Generador síncrono multipolo de rotor devanado con caja multiplicadora y convertidor.

1.7.5.2. Generador síncrono de rotor devanado sin multiplicadora

Esta configuración utiliza un generador síncrono multipolo, excitado mediante un convertidor de potencia parcial, sin caja multiplicadora y otro convertidor para toda la potencia del generador, como se ilustra en la Fig. 1.9. Las compañías Enercon y Lagerwey construyen modelos comerciales de aerogeneradores bajo esta configuración, el cual opera a velocidades variables del viento [8].

En la Fig. 1.10 se muestra un aerogenerador de transmisión directa Enercon E-101, con una capacidad de potencia nominal de 3MW, opera a una velocidad variable de 4 - 14.5 rpm, con un rango de velocidades de viento desde los 2 - 25 m/s, el generador anular forma parte del componente principal del convertidor de energía eólica, garantizando una vibración mínima durante el funcionamiento y baja emisiones de ruido, el generador es excitado externamente como se muestra en el diagrama de la Fig. 1.9, los campos magnéticos requeridos para generar electricidad se crean eléctricamente [35].

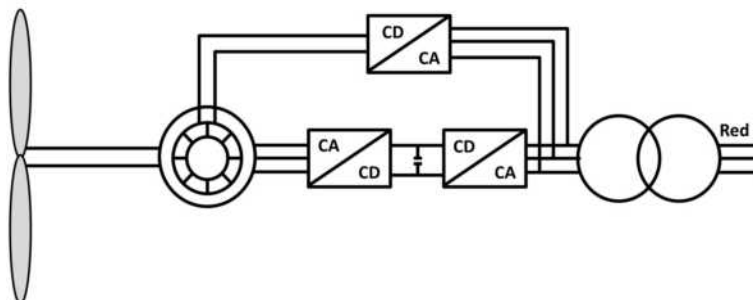


Figura 1.9. Generador síncrono multipolo sin multiplicadora.

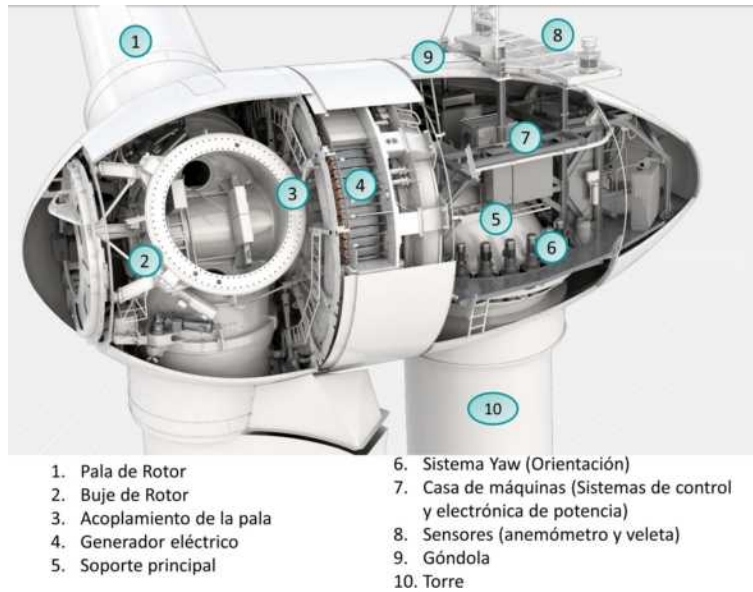


Figura 1.10. Aerogenerador de transmisión directa, Enercon E-101/3MW [35].

1.7.5.3. Generador síncrono multipolo de imanes permanentes

El espectacular desarrollo de las aleaciones de alto magnetismo permanente, como imanes de: Ferritas, Al-Ni-Co (Aluminio-Níquel y Cobalto) y de tierras raras; Nd-Fe-B (Neodimio-Hierro-Boro) y Sm-Co (Samario-Cobalto) han hecho que los generadores síncronos de imanes permanentes representen una alternativa muy interesante en la generación eólica a velocidad variable, debido a su alta densidad de potencia y elevado rendimiento [3, 5, 6]. En la Fig. 1.11 se presenta la configuración empleada en los aerogeneradores al operar con un generador síncrono multipolo de imanes permanentes (PMSG)

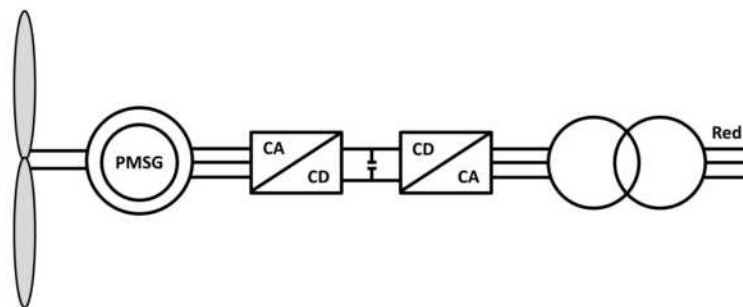


Figura 1.11. Generador síncrono multipolo de imanes permanentes

No obstante, de acuerdo a la Ec. (1.1), la velocidad de rotación S_r (*rpm*) está vinculada con la frecuencia y el número de pares de polos (N_p) esto indica que a velocidades bajas lo cual operan estas máquinas, se requieren mayor cantidad de números de polos, lo que da como resultado un generador más pesado y de mayor diámetro, incrementando los costos. Sin embargo, la consecuencia directa es la posibilidad de eliminar la caja multiplicadora; esta

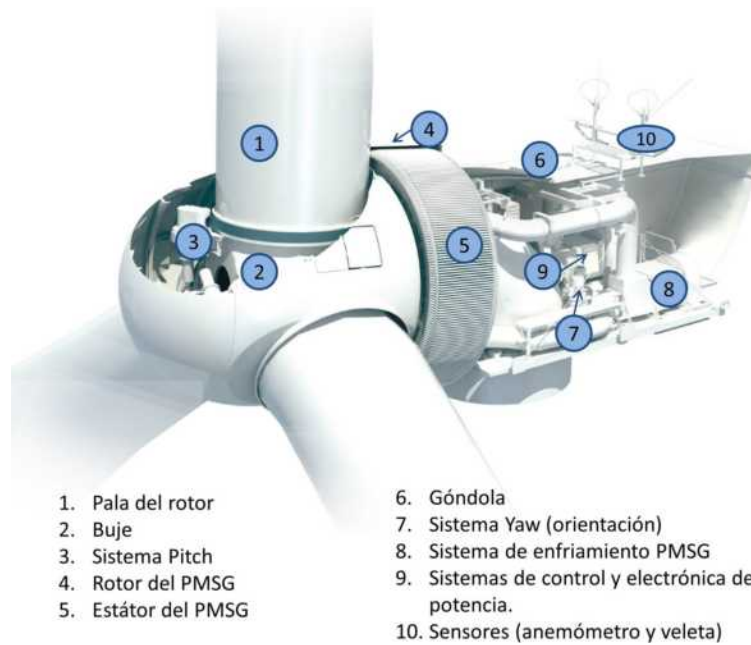


Figura 1.12. Aerogenerador de transmisión directa con PMSG, Goldwind GW/3MW [36].

ventaja compensa el incremento de precio que supone el incorporar convertidores de mayores prestaciones [1].

En los últimos años, las mejoras en el rendimiento de los imanes permanentes, la reducción de costos de los imanes debido a la demanda principalmente en el uso en la industria eólica y vehículos eléctricos e híbrido y la disminución de costos de convertidores electrónicos de potencia, ha propiciado al desarrollo de tecnología e innovación de los PMSG [27]

Por tal motivo, los PMSG es una de las nuevas tendencias tecnológicas implementadas en la industria eólica en aerogeneradores de transmisión directa. General Electric (GE), Zephyros, Mitsubishi, Gold Wind y Siemens-Gamesa, se encuentran entre los fabricantes que implementan PMSG en sus diseños de aerogeneradores, con modelos comerciales de hasta 6 MW, en la Fig 1.12 se muestra un aerogenerador comercial de la empresa Goldwind con un PMSG de potencia nominal de 3MW.

Además, estos diseños presentan mayores ventajas sobre generadores de excitación eléctrica, incluidos la disminución del diámetro del rotor, mayor confiabilidad, menor costo, menores pérdidas; debido a que en las máquinas de excitación eléctrica necesita excitar el devanado del rotor mediante una fuente de corriente continua, existiendo pérdidas por efecto Joule, menor peso debido a la eliminación de diferentes componentes; como anillos rozantes, mejores características térmicas y menor masa por potencia de salida(kW) [26].

1.7.6. Clasificación del generador síncrono de imanes permanentes PMSG

Los PMSG se clasifican de acuerdo a la trayectoria del flujo magnético:

- Flujo axial,
- Flujo transversal,
- Flujo radial.

Las máquinas de flujo transversal están en desarrollo en el mercado de la industria eólica, y el diseño de flujo axial solo se ha utilizado en máquinas de baja potencia, sin embargo, el diseño de flujo radial es mayormente implementado en los aerogeneradores de transmisión directa [26], en las siguientes secciones se describen cada uno de estos PMSG's.

1.7.6.1. Generador síncrono de imanes permanentes de flujo axial (AF-PMSG)

El generador de flujo axial se caracteriza porque el flujo en el entrehierro tiene una dirección axial respecto al eje de giro, es decir, es paralelo al mismo, ver Fig. 1.13 [5]. El rotor se construye en forma de disco, con los imanes colocados a lo largo del perímetro, y el estátor esta ranurado de forma radial, este diseño de generador se caracteriza por ser mas compacta y difícil de fabricación.

Generalmente, en las máquinas de flujo axial longitud de la máquina es mucho menor en comparación con las máquinas de flujo radial. Su principal ventaja es alto densidad de par, por lo que se recomienda para aplicaciones con restricciones de tamaño especialmente en dirección axial [3].

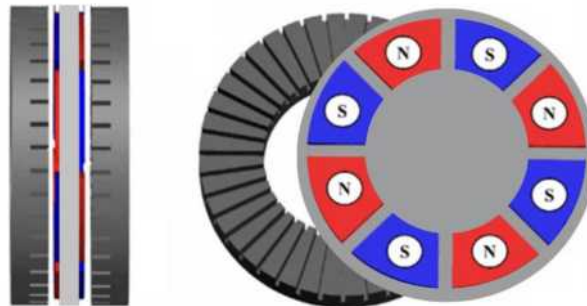


Figura 1.13. AF-PMSG [37].

Una de las desventajas con las máquinas de flujo axial es que no son equilibrada en un solo rotor. Por lo general, para un mejor rendimiento de la rotor se acoplan entre dos estatores o viceversa, a diferencia de las máquinas de flujo radial. Cualquier aumento en la longitud en las máquinas de flujo axial aumenta el diámetro de entrehierro. Por lo tanto, al aumentar la potencia de un nuevo diseño se necesita una nueva geometría, de otra manera, es aumentar el número de estatores y rotores. Sin embargo, hace que la máquina sea de mayor peso y costo [3].

1.7.6.2. Generador síncrono de imanes permanentes de flujo transversal (TF-PMSG)

Los generadores de imanes permanentes de flujo transversal (TF-PMSG) presentan una densidad de par muy alta y un devanado con mayor simplicidad. Por lo tanto, es de interés para aplicaciones en la energía eólica, se han presentado investigaciones en la aplicación de este tipo de máquinas. Sin embargo, los TF-PMSG tienen una serie de desventajas significativas, tales como una ruta de flujo tridimensional, un factor de potencia bajo y una densidad de potencia decreciente para aumentar los espacios de aire. Probablemente sean la razón por la cual la aplicación comercial en grandes turbinas eólicas aún no ha sucedido. Este tipo de generadores tiene una orientación radial de entrehierro y tiene el ranurado en el estátor una orientación transversal. La orientación transversal en el estátor permite que el área de la bobina sea independiente de la elección del paso del polo [27].

En las máquinas de flujo transversal, el plano de trayectoria del flujo es perpendicular a la dirección de movimiento del rotor. El uso de máquinas de flujo transversal se puede proponer en aplicaciones con requisito de alta densidad de par. Una propiedad atractiva de las máquinas de flujo transversal es que la carga de corriente y la carga magnética se puede ajustar de forma independiente. Estos se proponen para los sistemas eólicos y generadores para vehículos híbridos [3].

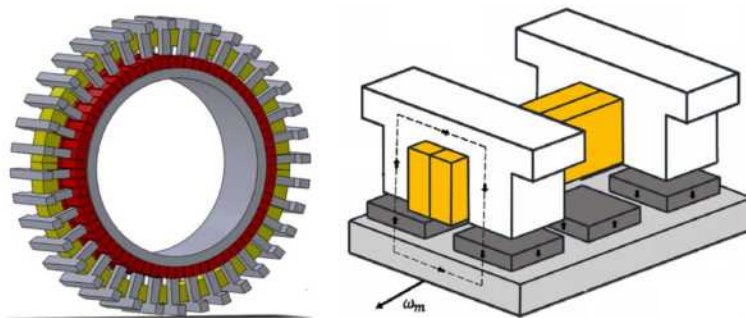


Figura 1.14. TF-PMSG [38].

Un inconveniente del TF-PMSG es el flujo magnético de dispersión elevada que resulta en un bajo factor de potencia. Para lograr una menor pérdida de flujo, el número de polos se tiene que disminuir esto a su vez reduce la densidad de par. El objetivo en el diseño es encontrar un punto de equilibrio entre el flujo de dispersión y la densidad de par de la máquina, otro principal inconveniente son las complicaciones en el ensamble del proceso de fabricación [3, 5].

1.7.6.3. Generador síncrono de imanes permanentes de flujo radial (RF-PMSG)

El generador de flujo radial (RF-PMSG), como se muestra en la Fig. 1.15 es el más convencional entre los PMSG's, la fabricación de este tipo de máquina está bien establecido, lo que indica que el costo de producción es más bajo en comparación con el generador axial.

Además, de dimensionar con ciertas características; potencia más altos de la máquina se consiguen mediante el aumento de la longitud y diámetro [3, 5], como se observa en la Fig. 1.15 el estátor y rotor están separados por un entrehierro cilíndrico, idealmente es concéntrico con el eje de giro [5].

Una de las configuraciones de este tipo de máquina es a través de la colocación de los imanes sobre la superficie del rotor de tipo (ver Fig. 1.16):

- Rotor externo
- Rotor interno

Desde un punto de vista térmico, la mayor parte del calor se genera en los devanados del estátor, por lo que un rotor interno permite la ruta de enfriamiento más corta. La mayoría de los fabricantes de aerogeneradores han elegido un rotor interno con imanes permanentes [32].

Las características de una máquina de imán permanente se determinan principalmente en función de la construcción del rotor. En la Fig. 1.17 se ilustra las diferentes configuraciones de construcción de los rotores con imanes permanentes. Los imanes incrustados en la construcción del rotor; la inductancia sincrónica del eje de cuadratura es más alta que la inductancia sincrónica del eje directo. Incrustar el material magnético completamente dentro de la estruc-

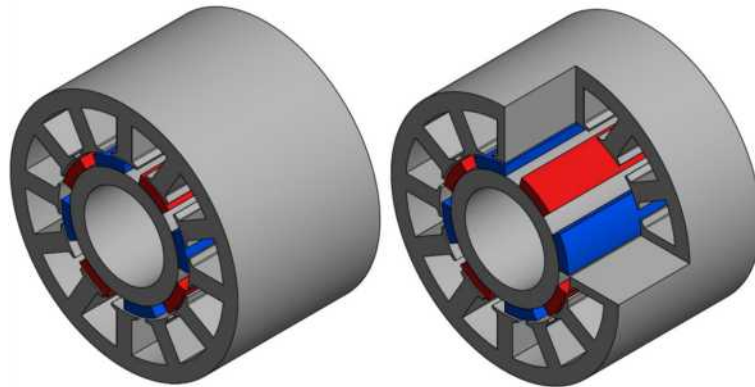


Figura 1.15. RF-PMSG.

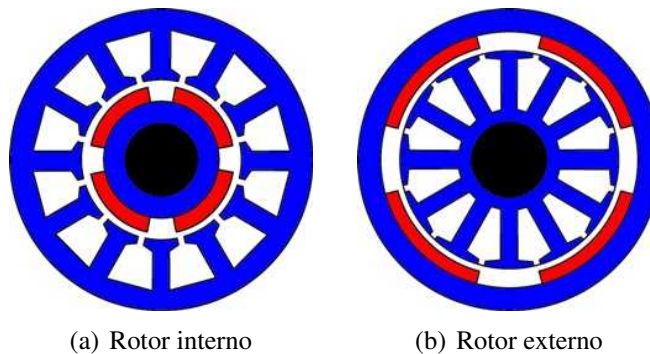


Figura 1.16. Configuración del rotor de un RF-PMSG.

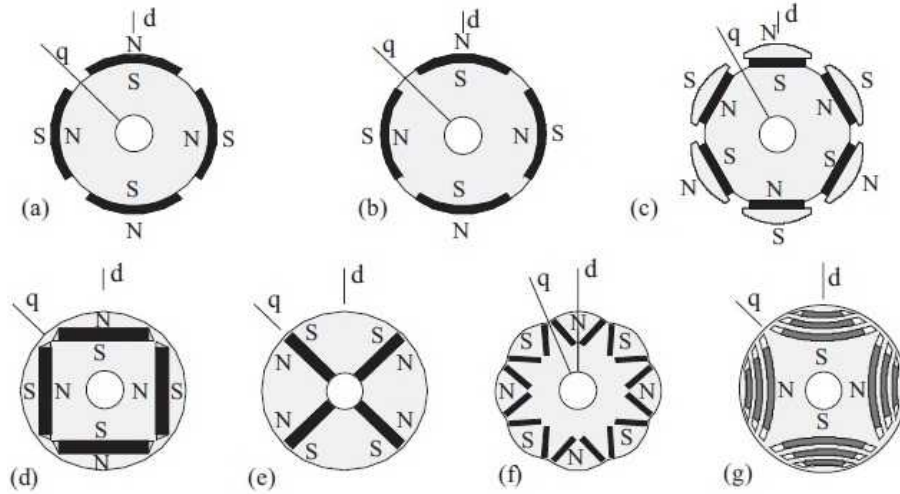


Figura 1.17. Rotores de máquinas de imán permanente.

(a) Imanes montados sobre la superficie del rotor, (b) imanes incrustados en la superficie, (c) rotor de zapato polar, (d) imanes incrustados tangencialmente, (e) imanes incrustados radialmente, (f) dos imanes por polo en posición V y (g) rotor de reluctancia síncrono con imanes permanentes [39].

tura del rotor se pierde una cuarta parte del flujo producido por el imán, por otra parte, los imanes incrustados están protegidos tanto mecánica y magnéticamente. En el montaje integrado, también podemos emplear dos imanes por polo, en cuyo caso es posible alcanzar un espacio de aire o gap de mayor dimensión [39].

Capítulo 2

Modelado magnético del RF-PMSG

En este capítulo se presenta la metodología para evaluar el circuito magnético del generador síncrono multipolo de flujo radial(RF-PMSG). Como antes mencionado el objetivo del capítulo consiste en el análisis al evaluar la reluctancia magnética equivalente de la máquina, posteriormente calcular la densidad de flujo en la estructura magnética del PMSG, presentando la metodología para el dimensionamiento del generador.

2.1. Introducción al modelado magnético del RF-PMSG

La operación continua de un generador síncrono multipolo implica la conversión de energía mecánica en magnética y de la energía magnética en eléctrica. Dado que la energía magnética juega un rol importante en la producción de torque es necesario desarrollar métodos para calcularla.

La producción de energía magnética depende en gran medida de la distribución espacial del campo magnético dentro de la estructura de la máquina. Para el estudio del RF-PMSG se requiere desarrollar una metodología para determinar la distribución espacial de flujo.

En la literatura especializada se pueden encontrar numerosas maneras para determinar la distribución de flujo dentro de una máquina eléctrica. Para geometrías muy simples, la distribución magnética del flujo se puede encontrar analíticamente. Sin embargo, en la mayoría de los casos, la distribución de campo puede ser solo una aproximación. Las aproximaciones en el campo magnético aparecen en general en dos formas.

En la primera, la dirección del campo magnético se asume como conocida en todas partes de la estructura magnética de la máquina. Esto lleva el análisis del circuito magnético, el cual es análogo al análisis del circuito eléctrico.

Como segunda opción, el equipo se discretiza geoméricamente y el campo magnético se evalúa numéricamente en los puntos discretos en el dispositivo. De esta información, se apro-

ximan tanto la magnitud y como la dirección del campo magnético del dispositivo. Este enfoque se denomina, comúnmente, análisis de elemento finito (FEA), e incorpora una variedad de métodos matemáticos similares conocidos como el método de elemento de frontera (BEM) y el método de elementos finitos (FEM).

De estas dos aproximaciones de campo magnético, el análisis de elemento finito produce los resultados más precisos si la discretización de la geometría es lo suficientemente fina. Sin embargo, esta precisión trae consigo un costo computacional significativo. A pesar de las crecientes capacidades de las computadoras actuales, una solución de análisis de elemento finito toma decenas de minutos a más de una hora. Este tiempo se adiciona a las muchas horas o días necesarios para generar el modelo geométrico discretizado inicial.

Considerando que la dirección del campo magnético es conocida en toda la máquina, el análisis del circuito magnético permite aproximar la distribución de campo analíticamente. Debido a esta relación analítica, la geometría de un problema se relaciona claramente con su distribución de campo, proporcionando así una visión de diseño substancial. Una gran desventaja del enfoque del circuito magnético es que es frecuentemente difícil determinar la dirección del campo a través del dispositivo electromagnético. Además, para predeterminedir la dirección de campo magnético se requiere previsión subjetiva que es influenciada por la experiencia de la persona usando análisis de circuitos magnéticos. A pesar de estas debilidades, el análisis del circuito magnético es muy útil para el diseño de PMSG.

2.2. Conceptos básicos de la teoría magnética

Las cantidades vectoriales B y H describen un campo magnético. La densidad de flujo (B) se puede definir como la cantidad de flujo magnético (ϕ) que fluye a través de un área de material, y la intensidad de campo (H) es el cambio resultante en la intensidad del campo magnético debido a la interacción de B con el material que encuentra. Para materiales magnéticos, B y H son colineales. Esto quiere decir, que son orientados en la misma dirección dentro de un material. La Fig. 2.1 ilustra estas relaciones para un bloque de material de tamaño diferencial. En esta figura, B es directamente perpendicular a través del bloque en la dirección z y H es el cambio en la intensidad de campo en dirección z . En general, las relaciones entre B y H es no lineal. Sin embargo, para muchos materiales esta relación es lineal o casi lineal sobre un rango de operación suficientemente grande. En este caso, B y H están relacionados linealmente y se pueden escribir como [40]:

$$B = \mu H \tag{2.1}$$

donde μ es la permeabilidad del material.

Para desarrollar el análisis del circuito magnético, se establece que el material en la Fig. 2.1 sea lineal y permita que el área de la sección transversal expuesta a la densidad de flujo magnético (B) crezca hasta un tamaño no diferencial como se muestra en la Fig. 2.2. El flujo

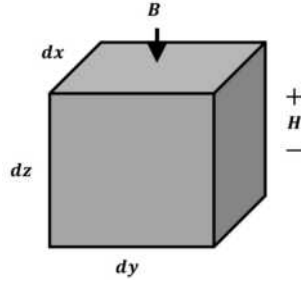


Figura 2.1. Bloque de tamaño diferencial de material magnético [40].

total (ϕ) fluye perpendicularmente por este volumen es la suma de este flujo en cada sección transversal diferencial. El flujo magnético (ϕ) puede escribirse como la integral

$$\phi = \int B_z(x, y) dx dy, \quad (2.2)$$

cuando $B_z(x, y) = B$, es constante, esta ecuación puede ser simplificada como

$$\phi = BA, \quad (2.3)$$

donde A es el área de la sección transversal. En el Sistema Internacional de Unidades (SI), B está dado en Webers por metro cuadrado (Wb/m^2) o Tesla (T). Por lo tanto, el flujo ϕ está dado en webers (Wb). En la Fig. 2.2, el cambio en la intensidad de campo a través del bloque permanece igual a H , como cada sección transversal diferencial que compone el bloque completo tiene una intensidad de campo de H y todas las secciones transversales están en paralelo entre sí [40, 41].

Luego, se considera que se estira el bloque en la dirección z , como se muestra en la Fig. 2.3, el flujo ϕ a través de cada capa sucesiva de espesor dz , creando un cambio en la intensidad de campo magnético H para cada capa. Por lo tanto, el cambio total en la intensidad de campo es [40, 41]

$$fmm = \int H dz = Hl \quad (2.4)$$

donde fmm es la fuerza magnetomotriz y l es la longitud del bloque en la dirección z . La unidad del SI de H es Amperes por metro (A/m), y por lo tanto, la fuerza magnetomotriz tiene unidades de amperes (A).

Sustituyendo las ecuaciones (2.3) y (2.4) en (2.1) y agrupando términos se tiene

$$\phi = P f_{mm} \quad (2.5)$$

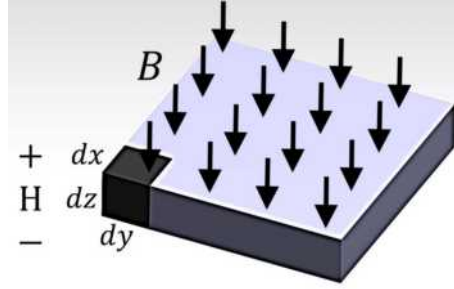


Figura 2.2. Material magnético con una longitud diferencial [40].

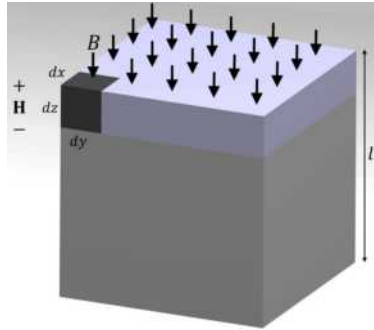


Figura 2.3. Un bloque de material magnético.

donde

$$P = \frac{\mu A}{l} \quad (2.6)$$

se define como la permeancia del material que tiene una área de sección transversal A , longitud l , y permeabilidad μ . La unidad de permeancia es webers por ampere (Wb/A) o Henrios (H). Los materiales con altas permeabilidades tienen grandes valores de permeancia y por lo tanto, proporcionan mayores flujos a través de estos.

La Ec. (2.5) es análoga a circuitos eléctricos. El flujo magnético fluye en caminos cerrados, tal y como lo hace la corriente I , fmm es la fuerza magnetomotriz, al igual que el voltaje es la fuerza electromotriz fem , y la conductancia de un bloque rectangular de material resistivo es idéntico a la ecuación de la permeancia (2.6), la conductividad eléctrica reemplaza a la permeabilidad magnética [40].

El inverso de la permeancia es la reluctancia y está dada por

$$\mathcal{R} = \frac{1}{P} = \frac{l}{\mu A} \quad (2.7)$$

En términos de la reluctancia, la ecuación (2.5) puede escribirse como

$$f_{mm} = \phi \mathcal{R} \quad (2.8)$$

Que es análoga a la ley de Ohm, escrita como $V = IR$ o $fem = IR$, siendo la reluctancia magnética análoga a la resistencia eléctrica. En este punto, la analogía entre circuitos eléctricos y magnéticos termina porque el flujo de corriente a través de una resistencia constituye la disipación de energía, mientras que el flujo a través de una reluctancia constituye almacenamiento de energía [40].

2.3. Curva de histéresis

La relación entre la densidad de flujo magnético B y la intensidad de campo magnético H , representan la curva de histéresis de un material, lo cuál da información de las principales características de un material magnético.

La curva entre B y H es consecuencia de la curva de magnetización. Dado que $B = \mu_0(H + M)$. Podemos estudiar la influencia del campo externo sobre un material ferromagnético a través de su ciclo de histéresis.

Utilizando la configuración que aparece en la Fig. 2.4 puede derivarse una curva $B - H$ de un material ferromagnético [42]. En principio, el núcleo no está magnetizado y la corriente $I = 0$, si la corriente I se incrementa a algún valor por encima de cero, la intensidad de campo magnético H se incrementa a un valor determinado por la siguiente relación:

$$H = \frac{NI}{l}, \quad (2.9)$$

donde:

l : longitud de la bobina (m),

N : número de vueltas de la bobina,

I : corriente eléctrica (A).

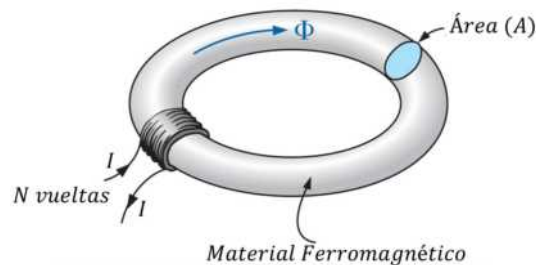


Figura 2.4. Circuito magnético en serie empleado para definir la curva de histéresis [42].

El flujo ϕ y la densidad de flujo B ($B = \phi/A$) también se incrementan al aumentar la corriente I y en consecuencia aumenta la intensidad del campo magnético H .

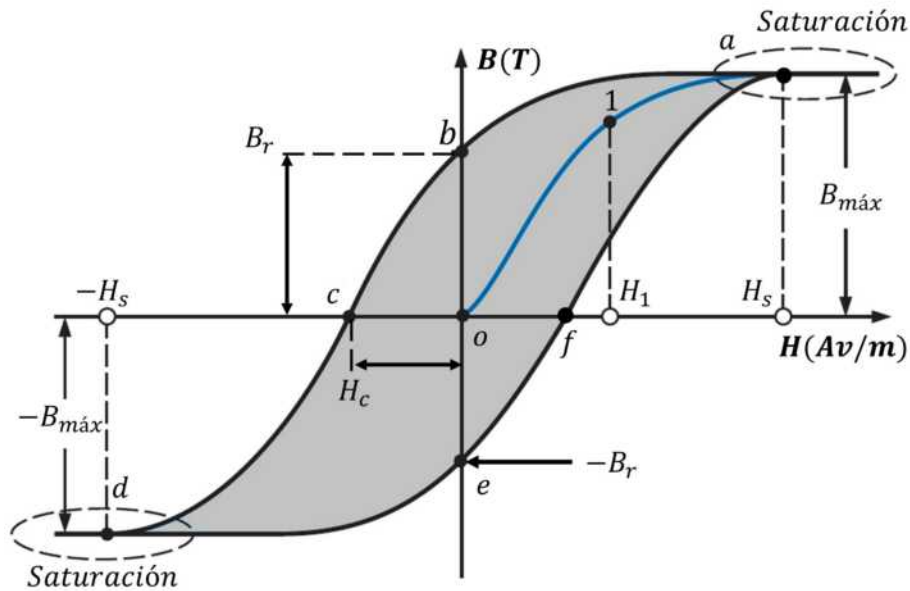


Figura 2.5. Curva de histéresis [42].

Primeramente, para un material con campo magnético neto nulo, si lo sometemos a una intensidad de campo magnético externo H , las fronteras de los dominios son difíciles de mover, por lo que la magnetización aumenta lentamente (al igual que en la curva de magnetización), la curva $B - H$ sigue la trayectoria entre o y 1 que se muestra en la Fig.2.5.

Conforme aumentamos H llegamos a una configuración en la que hay un dominio o varios dominios predominantes que ya no crecen más. Entonces todos los dipolos magnéticos de los dominios girarán ligeramente para alinearse con el campo externo. Esto requiere mucha energía y es por eso que la curva en ese momento es prácticamente plana, alcanzando la saturación magnética, hasta el punto a , la densidad de flujo ha alcanzado su valor máximo. Cualquier aumento adicional de la intensidad de campo produce una elevación muy pequeña de la densidad de flujo B .

Si H se reduce a cero, la curva sigue la trayectoria entre a y b . La densidad de flujo B_r , la cual permanece cuando $H = 0$, se llama **densidad de flujo remanente**. Esta densidad de flujo remanente es la que hace posible crear imanes permanentes. Al retirar la bobina del núcleo en la Fig.2.4, el núcleo seguirá teniendo las propiedades magnéticas determinadas por la densidad de flujo remanente (capacidad de conservar el magnetismo).

Si la corriente se invierte en sentido contrario, la intensidad de campo $-H$, la densidad de flujo B se reduce, hasta llegar a $B = 0$ en el punto c , donde la intensidad de campo requerido para que la densidad de flujo se reduzca a cero se llama intensidad de campo coercitivo H_c . La coercitividad H_c define la intensidad del campo que es necesaria para volver a desmagnetizar

completamente un imán. Dicho más fácil: cuanto mayor sea H_c mejor mantendrá un imán su magnetización al ser expuesto a un campo magnético opuesto.

A medida que se aumenta la intensidad de campo $-H$ (en sentido negativo), ocurre de nuevo la saturación magnética y luego se invierte H y regresa a cero, se crea la trayectoria cde . Si H se incrementa en la dirección positiva ($+H$), la curva traza la trayectoria efa . La curva completa representada por $abcdefa$ se llama curva de histéresis del material ferromagnético (ver Fig. 2.5).

Al cerrar el ciclo se generan unas pérdidas en forma de calor debidas al movimiento molecular generado. Dichas pérdidas son proporcionales el área que encierra el ciclo de histéresis. En los núcleos magnéticos sometidos a campos magnéticos variables se dan dos tipos de pérdidas: pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes de Foucault.

2.4. Clasificación del magnetismo en la materia

Para comparar entre sí los materiales, se comienza describiendo el vector de magnetización M , el cual es proporcional a la intensidad de campo magnético H

$$M = \mathcal{X}_m H, \quad (2.10)$$

donde \mathcal{X}_m es un factor adimensional llamados susceptibilidad magnética.

La inducción magnética o densidad de campo magnético esta relacionado por,

$$B = \mu_0(H + M) = \mu_0 H(1 + \mathcal{X}_m) = \mu_0 \mu_r H = \mu H, \quad (2.11)$$

siendo, la permeabilidad magnética absoluta (μ) como el producto entre la permeabilidad magnética relativa (μ_r) y la permeabilidad magnética de vacío μ_0

$$\mu = \mu_r \mu_0, \quad (2.12)$$

es decir que

$$\mu_r = 1 + \mathcal{X}_m. \quad (2.13)$$

Por lo tanto, los materiales se pueden clasificar según su permeabilidad magnética relativa en tres categorías que describen su comportamiento magnético

- ferromagnéticos, cuyo valor de permeabilidad magnética relativa es muy superior a 1,

- paramagnéticos o no magnéticos, cuya permeabilidad relativa es aproximadamente 1 (se comportan como el vacío),
- diamagnéticos, de permeabilidad magnética relativa inferior a 1

y a través de la susceptibilidad magnética, para sustancias paramagnéticas χ_m es positiva y para sustancias diamagnéticas χ_m es negativa [43].

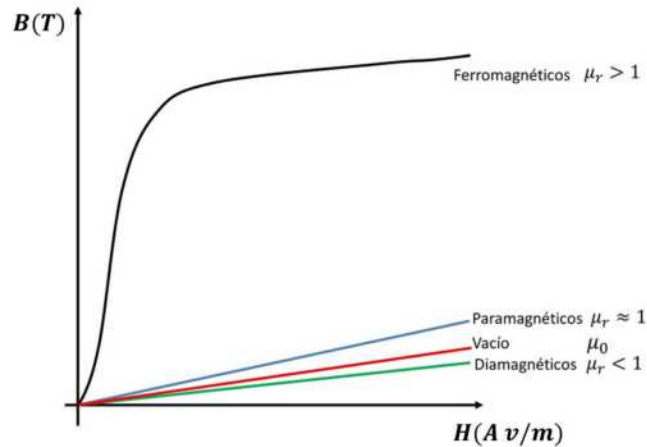


Figura 2.6. Gráfica de permeabilidad magnética relativa con diferentes materiales.

La permeabilidad relativa es una medida útil para comparar la capacidad de magnetización de los materiales. Por ejemplo, los aceros (materiales ferromagnéticos) que se utilizan en las máquinas modernas tienen permeabilidades relativas de 2,000 a 6,000 superiores a la permeabilidad del aire [29].

De acuerdo a su respuesta a los campos magnéticos aplicados externamente, los materiales se definen como [43]:

- **Diamagnéticos:** Son aquellas en las que el momento magnético es débil y opuesto al campo magnético aplicado.
- **Paramagnéticos:** Son aquellas en las que el momento magnético es más fuerte que los diamagnéticos, aunque aún débil y es proporcional en la misma dirección que el campo magnético aplicado.
- **Ferromagnéticos:** Las interacciones entre los átomos hacen que los momentos magnéticos se alineen y ocasionan una fuerte magnetización que permanece después de que el campo externo se retira, la muestra puede retener una magnetización neta en la dirección del campo original. A temperaturas normales, la agitación térmica no es suficiente para alterar esta orientación de los momentos magnéticos.

2.5. Materiales ferromagnéticos

Todos los materiales ferromagnéticos están constituidos por regiones microscópicas llamadas dominios, regiones dentro de las cuales todos los momentos magnéticos están alineados. Estos dominios tienen volúmenes de alrededor de 10^{-12} a $10^{-8} m^3$ y contienen 10^{17} a 10^{21} átomos. Los límites entre diversos dominios con orientaciones diferentes se llaman paredes del dominio [43].

En una muestra no magnetizada, los momentos magnéticos en los dominios están orientados al azar para que el momento magnético neto sea cero, como se observa en la Fig. 2.7a.

Cuando se aplica un campo magnético externo B , crece el tamaño de los dominios que poseen una orientación similar a la del campo aplicado y comienzan a ordenarse en la orientación del campo, lo que da como resultado una muestra magnetizada (ver Fig. 2.7b).

Conforme el campo magnético se vuelve más intenso, como en la Fig.2.7c, los dominios en los cuales los momentos magnéticos no están alineados con el campo se vuelven muy pequeños y cada vez son menos dominios para reorientar, debido a que se presentaban en el estado inicial más desfavorable.

Finalmente llega un momento, en el que el aumento del campo magnético aplicado ya no incrementa la magnetización, esto es lo que se denomina saturación magnética, como se observa en la Fig. 2.7d.

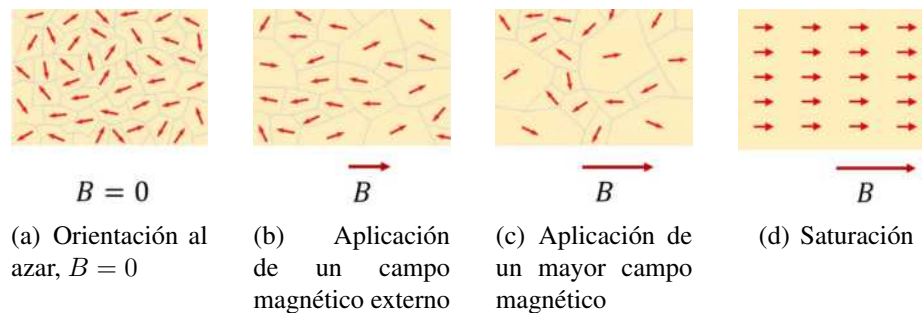


Figura 2.7. Dominios magnéticos [43].

2.5.1. Clasificación de los materiales ferromagnéticos

Los materiales ferromagnéticos se encuentran clasificados como blandos y duros, en función de la intensidad de campo coercitivo H_c . El área del ciclo de histéresis es proporcional a la energía disipada cuando se invierte el campo magnético.

Por tal motivo, un material magnético duro, el área dentro de la curvas de histéresis (ver Fig 2.8) debe ser grande porque representa la cantidad de energía magnética útil que puede estar

disponible para hacer trabajo, para un material magnético blando, representa una "pérdida de núcleo indeseable y el área debería ser minimizado.

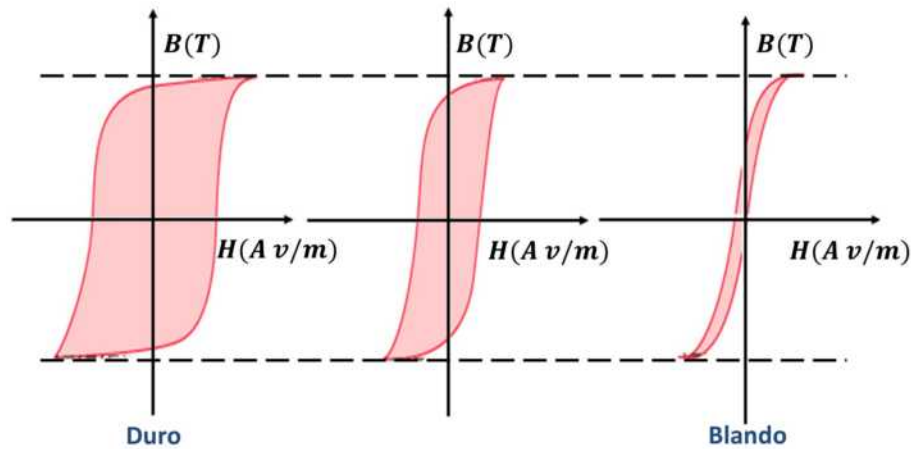


Figura 2.8. Curva de histéresis de materiales ferromagnéticos: duro y blando [44].

2.5.1.1. Materiales ferromagnéticos blandos

Los materiales blandos se caracterizan por tener una alta permeabilidad y una baja coercitividad ($H_c < 1000\text{ A/m}$ o $H_{ci} < 25\text{ Oe}$), lo cual facilita la magnetización y la desmagnetización.

Entre los materiales blandos más comunes se encuentran el Hierro, aleaciones de Hierro-Silicio, Níquel-Hierro, y Ferritas. A la hora de seleccionar un material blando, se debe tener en cuenta la permeabilidad, la magnetización de saturación, la resistencia, y la coercitividad. Una alta permeabilidad, y alta magnetización de saturación, se desean para retener y concentrar el flujo, una elevada resistencia y coercitividad son importantes para aplicaciones de altas frecuencias.

Estos materiales son adecuado para motores, generadores y transformadores, debido a que presentan menores pérdidas a campos cambiantes típicos de la corriente alterna.

2.5.1.2. Materiales ferromagnéticos duro

A diferencia de los materiales blandos, los materiales magnéticos duros se caracterizan por tener una baja permeabilidad y una alta coercitividad, generalmente $> 10000\text{ A/m}$. Ésta última propiedad hace que sea difícil magnetizar y desmagnetizar un material. Dichos materiales se conocen como imanes permanentes.

Las propiedades más importantes a la hora de seleccionar un imán son una alta coercitividad H_c , magnetización de saturación y alta densidad remanente B_r , así como el comportamiento de la curva de histéresis en el segundo cuadrante. Esta zona en el ciclo de histéresis es comúnmente conocida como curva de desmagnetización.

2.6. Acero eléctrico

El acero eléctrico o acero al silicio, es un material magnético blando muy utilizado en la industria eléctrica, para aplicaciones como generadores, motores y transformadores. La adición de silicio al hierro aumenta la resistividad, reduce las pérdidas por histéresis y corrientes de Foucault, mejora las curvas de magnetización BH de los aceros con bajo contenido de carbono [46].

2.6.1. Clasificación del acero eléctrico

El acero eléctrico se puede clasificar, como:

- acero eléctrico de grano no orientado y
- acero eléctrico de grano orientado.

Los acero de grano orientado, se emplean principalmente en transformadores de potencia y distribución y el de grano no orientado se usa ampliamente en máquinas rotativas, además de ser de menor costo y de baja pérdida [45].

Por lo tanto, la elección del acero eléctrico para el diseño del RF-PMSG es un acero de grano no orientado. Estos contienen una adición de 0.5 % a 3.25 % de silicio. Los acero eléctricos no orientados son aleaciones de Hierro y Silicio (Fe -Si) con orientación aleatoria de cubos de cristal y prácticamente en cualquier dirección en el plano de la láminas [45, 46].

Generalmente, los acero eléctricos de grano no orientado están fabricados con espesor de 0.35, 0.5 y 0.65 mm, estos generalmente se especifican y seleccionan sobre la base de pérdidas de núcleo específicas permitidas (W/kg o W/lb). La clasificación más aceptada universalmente de los aceros eléctricos por pérdidas de núcleos es el sistema de la industria estadounidense del hierro y el acero (AISI, por sus siglas en inglés). En el Anexo A.1 se presentan las equivalencias de los aceros ante las diferentes designaciones por normas estándares.

La norma AISI denominada clasificación “M”, por ejemplo, M19, M27, M36, etc, indica las pérdidas máximas específicas del núcleo en W/lb a 1.5 T a 50 o 60 Hz, por ejemplo, el grado M19 especifica que las pérdidas deben ser inferiores a 1.9 W / lb a 1.5 T y 60 Hz. [46]. En el Anexo A.2, se especifican las propiedades de pérdidas por (W/kg) que están en relación al grado de la norma IEC, también, propiedades como la densidad, para el acero M19 es de 7650 kg/m^3 , estos datos del anexo son considerados parámetros de entrada en el diseño del RF-PMSG.

El acero eléctrico M19 ofrece casi la pérdida de núcleo más baja en esta clase de material y es probablemente el grado más común para máquinas rotativas [46]. Es importante al considerar la elección del espesor, entre menor espesor de la lámina, menor pérdida del núcleo debido a las corrientes de Foucault. Sin embargo, el momento de la elección este puede estar restringido a la disponibilidad de material y costos.

2.6.2. Elección del acero eléctrico

Para el dimensionamiento del RF-PMSG, se considero tomar el acero eléctrico M19 con un espesor de 0.5 mm. Un acero eléctrico estándar debido a las propiedades magnéticas y mecánicas del material, se determinó el espesor de acuerdo a la disponibilidad comercial. Al llevarse a cabo el proceso de fabricación se realizó un cambio del acero a M22 debido a la disponibilidad del material. Sin embargo, no hubo cambios en la especificación del acero en la simulación, de acuerdo a la librería del software JMAG-Designer®, para la simulación se elige el material de JFE Steel 50JN310, esta compañía de acero es normalizado baja la norma japonesa (JIS), estos comparte propiedades con el el acero M19 y M22 para una lámina de acero de espesor de 0.5, como se observa en la Fig. 2.9

Espesor		2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0	5.5	6.0	6.5	7.0	7.5	8.0	9.0	10.0	12.0	14.0	16.0 W/kg	
0.50mm	JFE	50JN230	50JN250	50JN270	50JN290	50JN310	50JN350	50JN400	50JN470	50JN600	50JN700	50JN800	50JN1000	50JN1300						
0.50mm	JIS (2014)	50A230	50A250	50A270	50A290	50A310	50A330	50A350	50A400	50A470	50A530	50A600	50A700	50A800	50A940	50A1000	50A1300			
0.47mm	AISI (1983)	M-15			M-19	M-22	M-27	M-36	M-43	M-45	M-47									
0.50mm	IEC (2013)	M230-50A5	M250-50A5	M270-50A5	M290-50A5	M310-50A5	M330-50A5	M350-50A5	M400-50A5	M470-50A5	M530-50A5	M600-50A5	M700-50A5	M800-50A5	M940-50A5	M1000-50A5				

Figura 2.9. Equivalencia de los acero M19 y M22 vs 50JN310 JFE Steel para láminas de 0.5 mm [47].

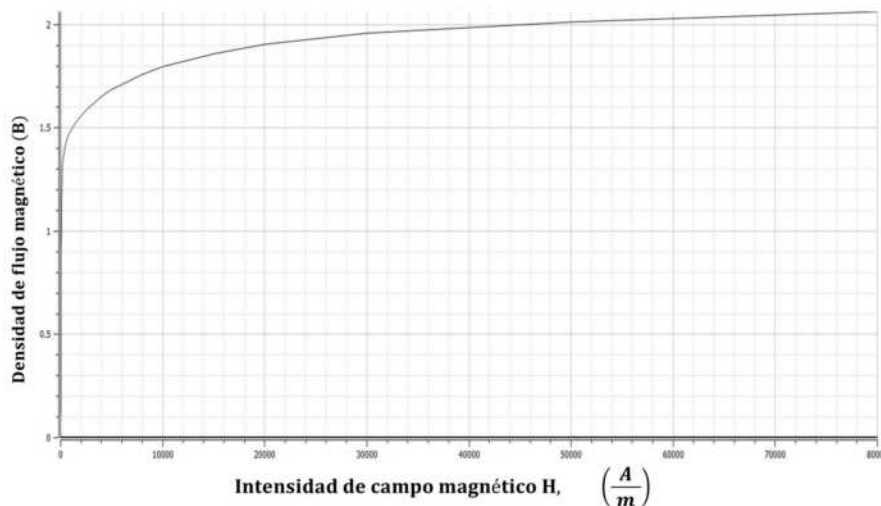


Figura 2.10. Curva BH del acero 50JN310 [48].

Finalmente, de acuerdo a las librerías de Jmag-Designer, en la Fig. 2.10 se muestra la curva *BH* del material 50JN310 y la Fig.2.11 las curvas de densidades de pérdidas a diferentes frecuencias, estas gráficas son importantes en el análisis de elemento finito, para el cálculo de inducción magnética, saturación magnéticas y pérdidas del hierro.

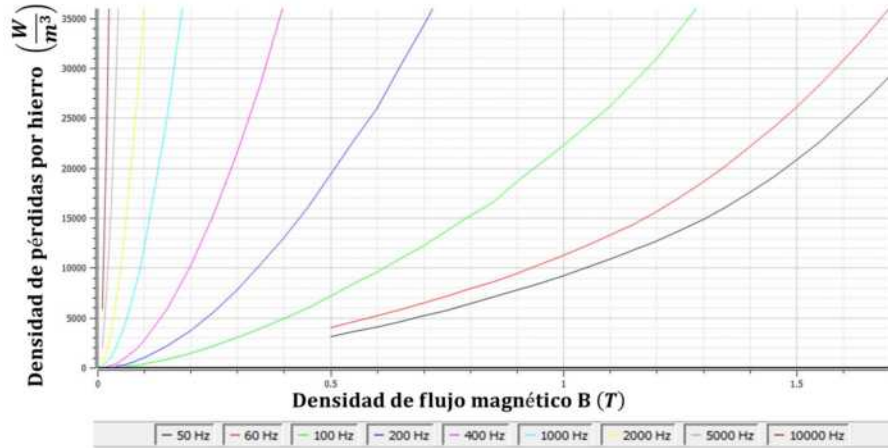


Figura 2.11. Densidad de pérdidas del acero 50JN310 [48].

2.7. Imanes permanentes

Hoy un día las propiedades de las imanes permanentes, han atraído a un mayor campo de investigación implementados en:

- Unidades de disco duro HDD's, CD's, DVD's.
- Movilidad eléctrica.
 - Bicicletas eléctricas,
 - Vehículos eléctricos
 - Vehículos híbridos
- Motores eléctricos
- Generadores eléctricos para aplicaciones de energía eólica.

Este último de nuestro interés, para el desarrollo del tema de tesis. Por tal motivo, en la siguientes secciones se da a conocer características principales de los imanes permanentes.

2.7.1. Características principales de los imanes permanentes

En la Fig. 2.12 se presenta una curva característica del segundo cuadrante para materiales ferromagnéticos duros, es decir para aplicaciones de imanes permanentes, debido a que este cuadrante de nuestro mayor interés en el análisis y estudio de imanes permanentes, está Fig. 2.12 es una gráfica típica llamada curvas de desmagnetización, principalmente para los imanes de ferrita, Samario-Cobalto(SmCo) y de Neodimio (NdFeB).

En esta gráfica se describe dos curvas, una curva normal expuesto un campo H_c y una curva intrínseca expuesta has un campo H_{ci} . La curva de desmagnetización normal, describe cómo se comporta un imán en un circuito magnético, por lo tanto, es útil en el diseño de máquinas eléctricas, también se encuentra la curva de desmagnetización intrínseca que es ocupado en el software de elemento finito para los estudios térmicas de la máquina.

En las siguientes secciones se describen los parámetros importantes encontrados en estas curvas de desmagnetización

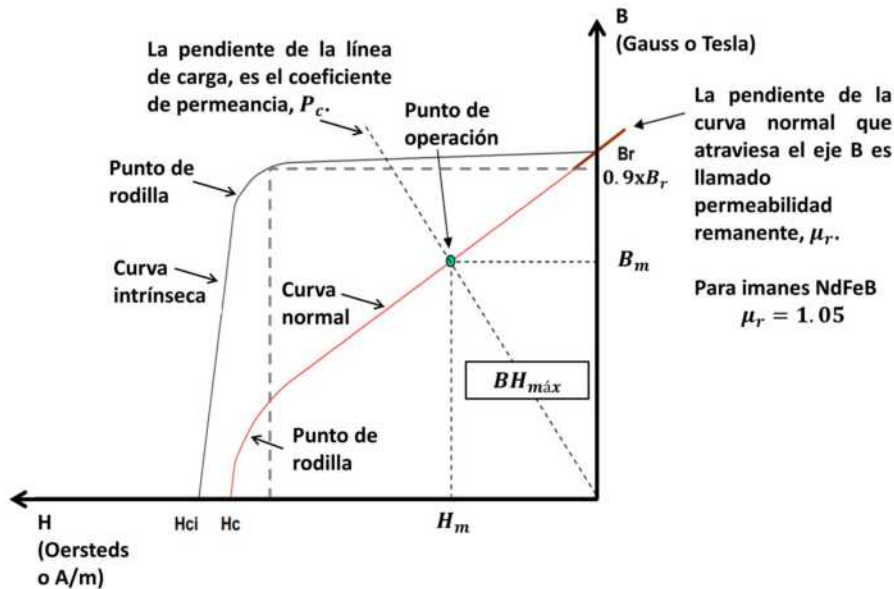


Figura 2.12. Curva del 2do cuadrante o desmagnetización [49].

2.7.1.1. Densidad de magnetismo remanente B_r

Como se observa en la Fig. 2.12, la densidad de magnetismo remanente (B_r) es un valor indicativo cuando $H = 0$, esta densidad de flujo remanente es la que hace posible crear imanes permanentes. También, se define la permeabilidad remanente del imán μ_r , para imanes de ferrita, SmCo y NdFeB, el valor típicos de $\mu_r = 1.05$. Aunque, los imanes de NeFeB varían de aproximadamente 1.1 a 1.7, según el grado [49].

Estos parámetros B_r y μ_r son importantes al especificar en el cálculo del dimensionado del RF-PMSG.

2.7.1.2. Punto de operación y producto de máxima energía magnética $BH_{m\acute{a}x}$

El producto de $BH_{m\acute{a}x}$ se define como la máxima energía magnética almacenada en un imán. Se trata del producto máximo que puede alcanzar un material a partir de densidad de flujo B e intensidad de campo magnético H . Como unidad se emplea el kJ/m^3 (kilo Joule por metro

cúbico) o bien el *MGOe* (Mega-Gauss-Oersted) [50], este factor es un parámetro de entrada importante en el dimensionamiento del imán para el diseño de una máquina eléctrica, puesto que es el producto energético máximo relacionado con la máxima cantidad de energía que un imán puede suministrar a una armadura cuando se inserta en el entrehierro.

Cuando se conoce el punto de operación en la curva normal, el producto de máxima energía del imán puede ser calculado, a través de

$$BH_{m\acute{a}x} = B_m \times H_m, \quad (2.14)$$

que representa el área rectangular bajo la curva normal entre el origen y el punto de operación, al encontrar este punto es el mayor producto que en cualquier otro punto. Este puede ser aproximado a través de

$$BH_{m\acute{a}x} \approx \frac{B_r^2}{4\mu_r}. \quad (2.15)$$

Sin embargo, es mejor considerar las especificaciones del fabricante debido a las pruebas de laboratorio.

2.7.1.3. Coeficiente de permeancia (P_c) y punto de rodilla

En la Fig. 2.12, muestra una gráfica de la línea de carga y su intersección con la curva normal, la pendiente de la línea se conoce como el coeficiente de permeancia (P_c), por convención P_c es un número positivo [49].

A medida que aumenta la temperatura, la operación en el área o punto de la rodilla sufre una desviación, lo cual la densidad de flujo disminuye más rápidamente a medida que se aproxima $-H_c$, esto hace que el imán pierda algo de magnetización irreversible, porque el imán retrocederá a lo largo de una línea de magnetización más baja como lo muestra las diferentes curvas en la Fig. 2.15. Si esto sucede, B_r y H_c disminuyen, lo que reduce el rendimiento del imán, para el diseño de máquinas eléctricas no es deseable. Es necesario asegurarse de que los imanes operen lejos de la H_c y del punto de rodilla, a un coeficiente de permeancia P_c suficientemente grande [40, 41], como se puede observar en la Fig. 2.15 los diferentes valores de P_c del imán N35.

2.7.1.4. Intensidad de campo coercitivo (H_c) y campo coercitivo intrínseco (H_{ci})

La coercitividad H_c define la intensidad del campo necesaria para desmagnetizar completamente un imán, es decir cuanto mayor sea el campo coercitivo mantendrá su magnetización al ser expuesto a un campo magnético opuesto, es decir, indica la resistencia de un material a la desmagnetización. El valor máximo se obtiene tras haber llevado el imán a saturación.

Cuando se alcanza el valor H_c la densidad de flujo desaparece, es decir queda neutralizado por el flujo opuesto, sin embargo continua siendo un producto magnético. Pero, si alcanza el valor de la coercitividad intrínseca de polarización H_{ci} el imán pierde su polarización y con ella su magnetización completamente.

La unidad de campo coercitivo, está dado en Oerteds (Oe) de acuerdo al sistema cegesimal (cgs) y en el sistema internacional (SI) dado en Amper por metro (A/m).

2.7.1.5. Temperatura máxima de trabajo

Es la temperatura máxima de operación o de trabajo que puede estar de expuesto un imán, capaz de resistir sin que se produzcan cambios estructurales o inestabilidades en sus propiedades. Si el imán está expuesto a limite de esta temperatura empieza a perder propiedades magnéticas, sin embargo, cuando se enfría recupera su magnetización, se le conoce como pérdida reversible. Una pérdida irreversible, es cuando el imán está expuesto por encima de la temperatura máxima de operación sin llegar a la temperatura de curie, el campo magnético del imán se debilita y no puede por si mismo recuperar su magnetización, pero se puede volver a magnetizar [49, 50].

2.7.1.6. Temperatura de Curie (T_c)

Es la temperatura máxima a la que puede llegar un material magnético sin perder sus propiedades magnéticas permanentes. Cuando una sustancia ferromagnética alcanza o excede esta temperatura crítica, pierde su magnetización residual. Cuando se supera la temperatura de Curie en un material ferromagnético, la agitación térmica es lo suficientemente grande para orientar al azar los momentos magnéticos, y el material se vuelve paramagnético, se crea una pérdida permanente, es decir, ya no es posible volver a magnetizar el imán [43, 50].

2.7.1.7. Imán anisótropo vs isótropo

La anisotropía en un material ferromagnético, se presenta cuando los vectores de magnetización se alinean según ejes específicos de la estructura cristalina, es decir cuanta con una dirección preferente de magnetización, al contrario de un imán isótropo que no cuenta con una dirección fija. Cabe mencionar que los imanes anisótropo son de mayor costo y de mayor propiedades magnéticas. Por lo tanto, fue seleccionado un imán anisótropo.

Esta clasificación es importante conocer, debido a que es una condición necesaria de especificar en un software de análisis de elemento finito para el diseño del RF-PMSG.

2.7.2. Tipos de imanes permanentes

En la Fig. 2.13 se muestra el desarrollo a través de los años del tipo de tecnología del imán y con ello su máximo producto de energía. A principios del siglo XX, los mejores imanes estaban hechos de aleaciones de hierro (acero al carbono o acero al cobalto) y tenía una resistencia magnética muy baja en comparación con los materiales actuales. A fines de la década de 1930, se inventó el alnico y esto permitió el desarrollo de dispositivos con que hoy conocemos, como los motores pequeños y eficientes, los altavoces de alta calidad, unidades de disco duro, etc. Pero fue la invención de los imanes de ferrita (cerámica) en la década de 1950 lo que revolucionó la industria, en la actualidad, los imanes de ferrita sigue siendo predominante, la razón es el costo del material es muy bajo, especialmente en comparación con las tierras raras, imanes de NdFeB y SmCo [49].

Sin embargo, las composiciones de imanes de tierras raras (NdFeB y SmCo) proporcionan una energía magnética muy alta que permite el diseño de equipos en menor densidad. En aplicaciones de alto rendimiento los más utilizados son los de tierras raras, en especial los de NdFeB por ser los que poseen el mayor producto de máxima energía magnética ($BH_{m\acute{a}x}$) y así como una alta intensidad de campo coercitivo, indicado para mayor rango de desmagnetización, esto se observa en las Figs. 2.13 y 2.14.

La máxima resistencia teórica para los imanes “NdFeB” es de 64 MGOe. Los laboratorios han informado que alcanzaron un $BH_{m\acute{a}x}$ de 57 MGOe y comercialmente están disponibles hasta 50 MGOe [49].

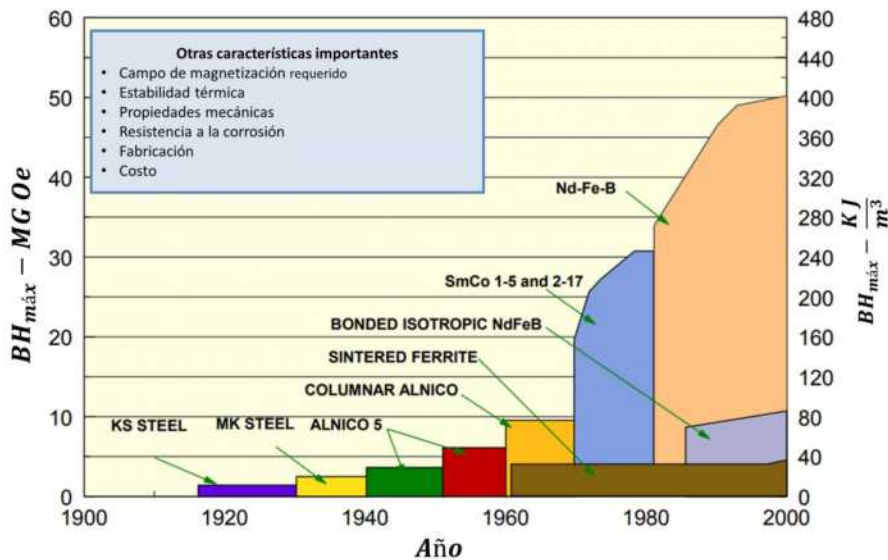


Figura 2.13. Producto de energía máxima $BH_{m\acute{a}x}$ por tecnología de imán [49].

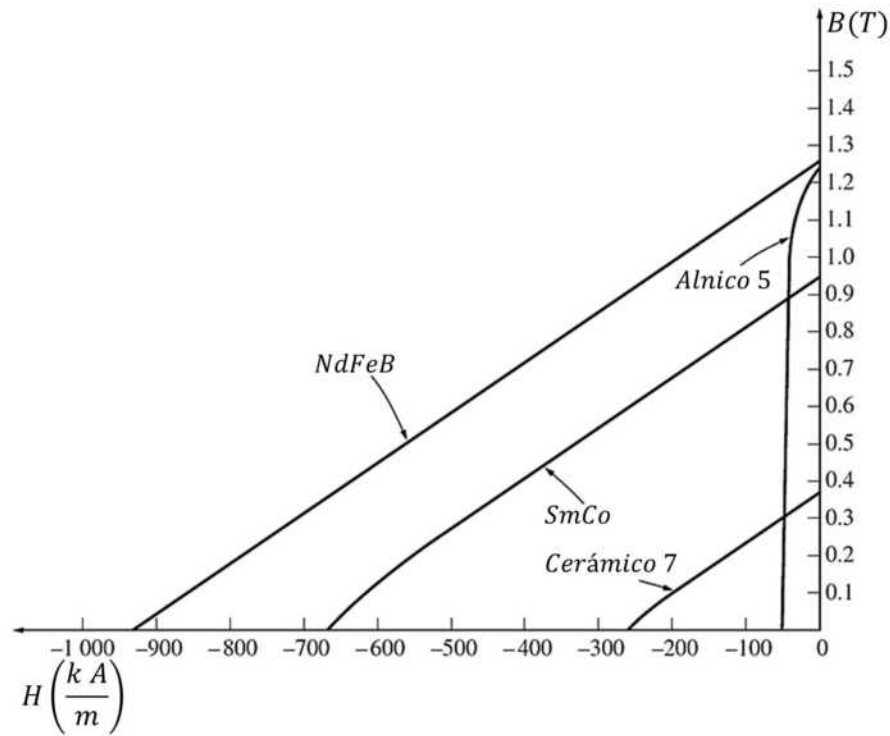


Figura 2.14. Segundo cuadrante de la curva BH de principales imanes permanentes [29].

2.7.2.1. Nomenclatura de los imanes de Neodimio, Hierro y Boro (NdFeB)

De acuerdo a la nomenclatura en la denominaciones de los imanes de Neodimio, se pueden deducir dos principales características en la fabricación del imán, energía magnética máxima por unidad de volumen almacenada, es decir, $BH_{m\acute{a}x}$, y la temperatura máxima de operación del imán.

La cifra (p. ej., 35, 40, 45) corresponde al grado del imán y está en relación con el producto de máxima energía del imán en MGOe (Mega Gauss Oersted, en el sistema cgs). En el Anexo A.3 se especifican las propiedades de los imanes de acuerdo a la clase y grado del imán

La letra que se le asigna al tipo del imán (N, M, H, SH, UH EH o AH) contienen información acerca de la temperatura máxima de operación y la temperatura de Curie. En el Anexo A.4 se especifican estas temperaturas de acuerdo a la clase del imán.

Para la conversión de las unidades al sistema internacional (SI), en el Anexo A.5, se presenta la conversión de unidades empleados en circuitos magnéticos.

2.7.2.2. Elección del imán

Los imanes permanentes es uno de los elementos importantes en la construcción del generador, los cuales son los encargados de crear la distribución del campo magnético en la máquina

eléctrica, lo que se busca al seleccionar el imán, es cumplir con los siguientes criterios

- alta densidad de flujo remanente (B_r),
- producto de máxima energía ($BH_{m\acute{a}x}$),
- resistencia a la desmagnetización o alta coercitividad magnética (H_c) e intrínseca (H_{c_j}),
- rango de temperatura,
- permeabilidad relativa (mínimo - cerca de uno),
- resistencia a la corrosión,
- resistividad eléctrica,
- tamaños disponibles, formas, y fabricación y
- costo de materias primas y disponibilidad.

Como se observa en las Figs. 2.13 y 2.14, los imanes de NdFeB, son lo que poseen mejores características magnéticas, cumpliendo así con los primeros tres criterios establecidos, ideal para el diseño del RF-PMSG.

De acuerdo a la clasificación de los imanes de NdFeB, la mayoría de los fabricantes tienen incluidos en su línea de producción imanes de clase "N" y grado 35, el cual nos indica un producto de energía máximo de 35 MGOe , es decir, en un rango de $263 - 279 \text{ kJ/m}^3$, temperatura de operación de trabajo a $\leq 80^\circ\text{C}$ y temperatura de Curie de 310°C , y (ver Anexos A.3 y A.4). Entre mayor rango de características de operación, mayor es el costo del imán. Por tal motivo la elección de imán estuvo sujeto a la disponibilidad comercial. Aunque, el imán N35 tiene buenas propiedades magnéticas, adecuado al diseño del RF-PMSG, cabe resaltar que las propiedades magnéticas y especificación de temperatura, son parámetros de entrada en el diseño del dimensionado de la máquina eléctrica. Independientemente del imán a elegir, la máquina eléctrica se dimensiona de acuerdo a las especificaciones del imán, considerando a tomar en cuenta mejores propiedades.

En la Tabla 2.1 muestra las propiedades magnéticas, térmicas y entre otras del imán N35, y la Fig. 2.15 la curva de desmagnetización normal e intrínseca a diferentes valores de temperatura de operación, estas curvas son gran importancia en el análisis de elemento finito.

Tabla 2.1. Propiedades del imán N35.

Propiedades	Características	Unidades	Mínimo	Nominal	Máximo
Magnéticas	Densidad de flujo residual (B_r)	T	1.17	1.21	1.25
	Intensidad de campo coercitivo (H_{cB})	kA/m	860	907	955
	Intensidad de campo coercitivo intrínseca (H_{ci})	kA/m	955	-	-
	Producto de energía máxima ($BH_{máx}$)	kJ/m ³	263	283	302
Térmicas	Conductividad térmica	W/(mK)	-	7.6	-
	Calor específico	J/(kgK)	-	460	-
	Temperatura de operación	°C	-	≤ 80	-
	Temperatura de Curie	°C	-	310	-
Otras	Resistencia flexional	Mpa	-	285	-
	Densidad	g/cm ³	-	7.5	-
	Dureza Vickers	Hv	-	620	-
	Resistividad eléctrica ρ	$\mu\Omega$ cm	-	180	-

Fuente: [49]

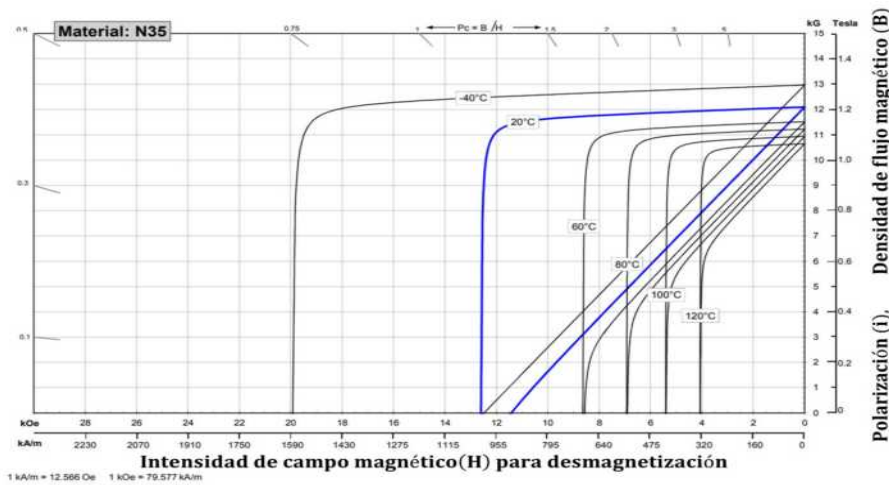


Figura 2.15. Curva de desmagnetización del 2do. cuadrante $B - H$ del imán N35 [49].

2.8. Análisis del circuito magnético

La estructura magnética básica de un RF-PMSG se muestra en la Fig. 2.16. En un sistema de rotación que produce un torque, los dos extremos se encontrarían a mitad de camino alrededor de la máquina, dando un número finito de polos magnéticos.

En la Fig. 2.16, el rotor está compuesto por imanes de polaridad alternante, separados por espacios no magnéticos (que puede ser aire) y unidos al material ferromagnético, el estátor está compuesto de hierro ferromagnético con ranuras que contienen los devanados de una fase, las ranuras están orientadas de tal manera que hay una ranura por imán o una ranura por polo por fase (N_{spp}).

El propósito del material ferromagnético en el rotor y estátor es proporcionar un camino de retorno de flujo del imán como se ilustra en la Fig. 2.16. El camino del flujo para todos los otros imanes se repiten sucesivamente, debido a que el flujo de un imán se divide por igual y se acopla a los dos imanes adyacentes a este, por tal motivo, es posible modelar la máquina

en términos de un flujo cerrado.

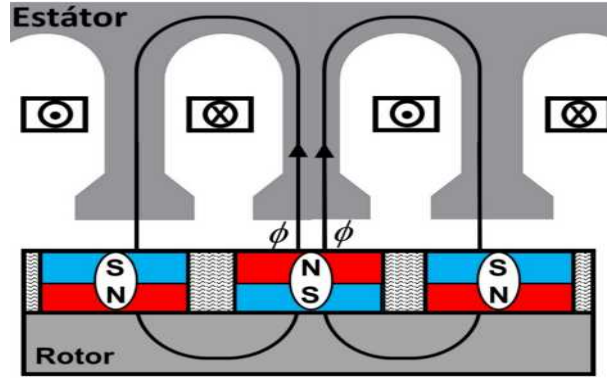


Figura 2.16. Estructura magnética básica del RF-PMSG.

Un lazo de flujo magnético, como se muestra en la Fig. 2.17, está compuesto por la mitad de dos imanes, rotor y estátor. El campo magnético debido a las corrientes en las ranuras no es considerado, ya que no contribuye a la fuerza y a la *fem* generado.

En la Fig.2.17, \mathcal{R}_r y \mathcal{R}_s son las reluctancias del rotor y estátor, respectivamente. Debido a que la reluctancia es inversamente proporcional al área (ver Ec. 2.8), se obtiene que $2\mathcal{R}_g$ es la reluctancia de la mitad del entrehierro, $\phi_r/2$ es la fuente del flujo magnético de la mitad del imán, $2\mathcal{R}_m$ es la reluctancia de la mitad del imán, \mathcal{R}_{ml} la reluctancia que modela el flujo de dispersión de imán a imán, y $\phi_g/2$ es el flujo magnético en el entrehierro que fluye a través de la mitad del área de la sección del imán al estátor.

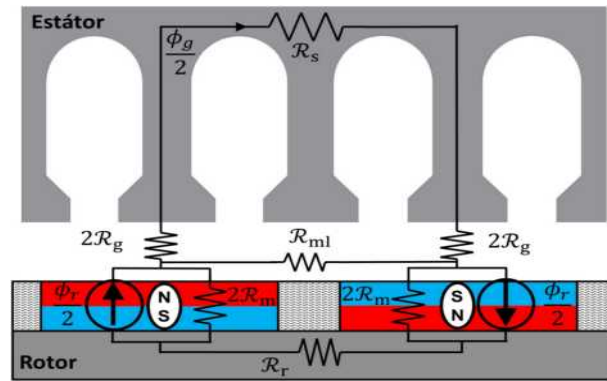


Figura 2.17. Modelo de reluctancias del RF-PMSG.

Las Fig. 2.18 muestran la simplificación del circuito magnético que se muestra en la Fig. 2.17. Ambos circuitos magnéticos tienen en cuenta todas las reluctancias. El circuito que se muestra en la Fig. 2.18.a está formado por tres ramas paralelas: 1) \mathcal{R}_r está en serie con $4\mathcal{R}_m$, 2) \mathcal{R}_{ml} y 3) \mathcal{R}_s está en serie con $4\mathcal{R}_g$. La Fig. 2.18.b muestra un circuito magnético formado por dos reluctancias equivalentes paralelas,

$$\mathcal{R}_{eq1} = \frac{(4\mathcal{R}_m + \mathcal{R}_r)(\mathcal{R}_{ml})}{(4\mathcal{R}_m + \mathcal{R}_r + \mathcal{R}_{ml})}, \quad (2.16)$$

y

$$\mathcal{R}_{eq2} = 4\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_s. \quad (2.17)$$

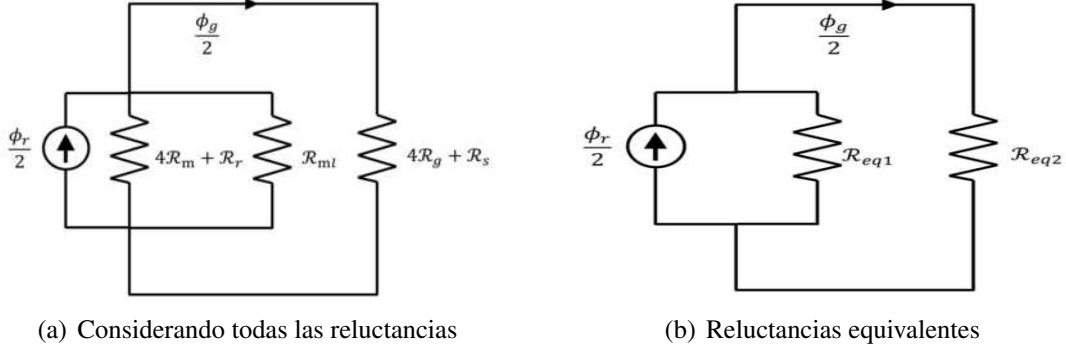


Figura 2.18. Simplificación del circuito magnético

Por medio de la división de flujo, el flujo magnético en el entrehierro está en relación con el flujo del imán:

$$\phi_g = \frac{\mathcal{R}_{eq1}}{\mathcal{R}_{eq1} + \mathcal{R}_{eq2}} \phi_r. \quad (2.18)$$

La expresión para el cálculo de la reluctancia del imán \mathcal{R}_m está dado por:

$$\mathcal{R}_m = \frac{l_m}{\mu_r \mu_0 A_m}, \quad (2.19)$$

donde:

l_m es la longitud o espesor del imán (m),

A_m es el área de la sección transversal del imán (m^2) en un paso del polo (τ_p), definido por:

$$A_m = \alpha_m \tau_p L, \quad (2.20)$$

α_m es la fracción magnética:

$$\alpha_m = \frac{\tau_m}{\tau_p}, \quad (2.21)$$

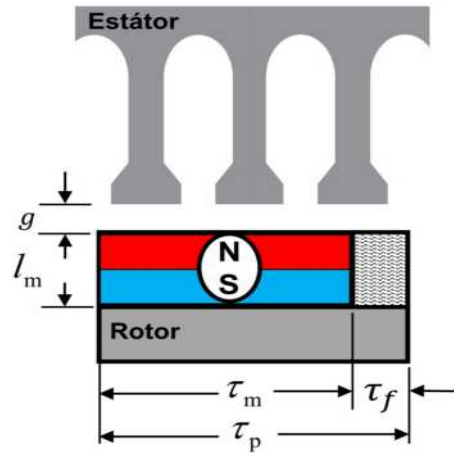
L la longitud axial del generador y τ_p el paso del polo que se define posteriormente. Estos parámetros de la geometría son especificados en la Fig. 2.19.

De igual manera, se define la reluctancia por el flujo de dispersión (\mathcal{R}_{mi}):

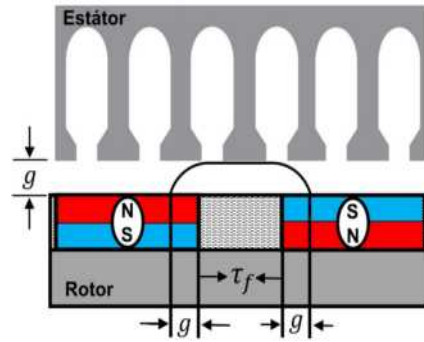
$$\mathcal{R}_{ml} = \frac{\pi}{\mu_0 L \ln \left[1 + \pi \frac{g}{(1 - \alpha_m)\tau_p} \right]}, \quad (2.22)$$

donde, τ_f es igual a:

$$\tau_f = (1 - \alpha_m)\tau_p. \quad (2.23)$$



(a) Geometría del imán.



(b) Flujo de dispersión magnético.

Figura 2.19. Definiciones geométricas del imán sobre el rotor.

Las reluctancias \mathcal{R}_r , \mathcal{R}_s y \mathcal{R}_g se calculan de manera similar a la Ec. 2.19, en la Tabla 2.2 muestra las variables a reemplazar en esta ecuación. Los materiales ferromagnéticos utilizados tanto en el rotor como en las estructuras del estátor tienen permeabilidades relativas muy altas ($\mu_r > 20,000$). Para calcular la reluctancia en el entrehierro (\mathcal{R}_g), solo se toma en cuenta la permeabilidad en vacío μ_0 , el espacio del entrehierro efectivo (g_e) definido en la sección 2.9.2 y el área del entrehierro (A_g) en un paso del polo (τ_p); se define como

$$A_g = \frac{\tau_p L (1 + \alpha_m)}{2}. \quad (2.24)$$

Tabla 2.2. Variables para el cálculo de \mathcal{R}_s , \mathcal{R}_r y \mathcal{R}_g

Item	Variables		
	Longitud (m)	Área (m^2)	Descripción
Rotor	τ_p	$(R_{ro} - lm - R_{ri})L$	R_{ro} : Radio exterior del rotor (m) R_{ri} : Radio interior del rotor (m)
Estátor	τ_p	$(R_{so} - R_{si})L$	R_{so} : Radio exterior del estátor (m) R_{si} : Radio interior del estátor (m)
Entrehierro	$g_e = gk_c$	$\frac{\tau_p L(1 + \alpha_m)}{2}$	g_e : Espacio del entrehierro efectivo (m) g : Espacio del entrehierro físico (m) k_c : Coeficiente de Carter

Las reluctancias \mathcal{R}_r y \mathcal{R}_s pueden ser despreciables, debido a que éstas reluctancias son muy pequeñas, a causa de su alta permeabilidad relativa (μ_r) del material ferromagnético en el rotor y estátor, respectivamente. Sustituyendo las Ecs. (2.16) y (2.17) en (2.18), el flujo en el entrehierro puede ser simplificado como:

$$\phi_g = \frac{1}{1 + \frac{2\mu_r \alpha_m k_{ml} k_c g}{(1 + \alpha_m) l_m}} \phi_r, \quad (2.25)$$

donde:

$$k_{ml} = 1 + \frac{4l_m}{\pi \mu_r \alpha_m \tau_p} \ln \left[1 + \pi \frac{g}{(1 - \alpha_m) \tau_p} \right], \quad (2.26)$$

es el factor de flujo de dispersión del imán y k_c el coeficiente de Carter definido en la sección 2.9.2.

La Ec. 2.25 puede ser reescrita como:

$$\phi_g = \frac{1}{1 + \frac{\mu_r k_{ml} k_c}{PC}} \phi_r, \quad (2.27)$$

donde

$$PC = \frac{l_m}{g C_\phi}, \quad (2.28)$$

es el coeficiente de permeancia y

$$C_\phi = \frac{A_m}{A_g} = \frac{\alpha_m \tau_p L}{\frac{\tau_p L(1 + \alpha_m)}{2}} = \frac{2\alpha_m}{1 + \alpha_m}, \quad (2.29)$$

es el factor de concentración de flujo.

Finalmente, en términos de densidad de flujo en el entrehierro e imán, la Ec. (2.27) se convierte en:

$$B_g = \frac{C_\phi}{1 + \frac{\mu_r k_c k_{ml}}{PC}} B_r \quad (2.30)$$

Es importante tener en cuenta que esta densidad de flujo representa el valor promedio que fluye a través del entrehierro. Al estar ranurado el estátor, la densidad de flujo real sobre las ranuras será menor debido a la trayectoria de flujo más larga [40], para imanes de NdFeB se recomienda que $B_g = (70 - 80) \% B_r$, es decir; la densidad de flujo en el entrehierro B_g se aproximado entre un 70 % a 80 % de la densidad de flujo remanente B_r del imán [51].

2.9. Modelado de la reluctancia en el entrehierro (\mathcal{R}_g)

Esta sección presenta el modelado de la reluctancia en el entrehierro haciendo la consideración entre dos bloque magnéticos y el efecto de las ranuras en el estátor para un RF-PMSG.

2.9.1. Modelado del entrehierro

En todas las máquinas eléctricas, el flujo magnético pasa entre el rotor y estátor a través de un espacio de aire, llamado entrehierro. Por tal motivo, es importante modelar la permeabilidad y reluctancia magnética.

Si se considera la estructura que se muestra en la Fig. 2.20, donde se crea un espacio de aire entre dos bloques de material altamente permeable (materiales ferromagnéticos). El flujo que fluye de un bloque al otro pasa a través del entrehierro y crea una caída de la fmm entre los dos bloques, debido a la oposición del flujo magnético en el espacio de aire. Esta reluctancia en el entrehierro \mathcal{R}_g es difícil de modelar en la máquina RF-PMSG debido al efecto de franja o de arco circular (ver Fig. 2.20.b y c) [41].

La precisión para calcular \mathcal{R}_g depende en gran medida de la distribución del flujo magnético exacto en el entrehierro. Esto se puede hacer con precisión a través de métodos de elementos finitos. Sin embargo, es posible aproximar \mathcal{R}_g con suficiente precisión a través del análisis del circuito magnético considerando geometrías mas simples.

La forma más sencilla de calcular la reluctancia en el entrehierro sin considerar el efecto de franja o de arco circular, se muestra en la Fig. 2.20.a, esta dado por

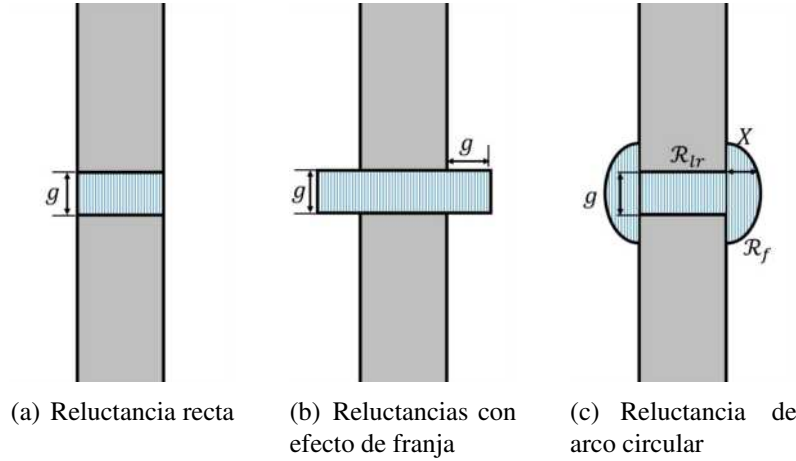


Figura 2.20. Modelos de reluctancias en el entrehierro

$$\mathcal{R}_g = \frac{g}{\mu_0 A}, \quad (2.31)$$

donde g es el longitud física del entrehierro en metros, μ_0 es la permeabilidad relativa a vacío ($4\pi \times 10^{-7} H/m$) y A es la sección de área transversal del entrehierro.

En la Fig.2.20.b, se toma en cuenta el efecto de franja de la distribución de flujo magnético, por lo tanto se calcula la reluctancia como

$$\mathcal{R}_g = \frac{g}{\mu_0 A'}, \quad (2.32)$$

donde la longitud de g es añadido al perímetro de A para obtener A' . Este método es preciso cuando g/A es pequeño [41].

En la Fig.2.20.c se muestra un método más avanzado para modelar la reluctancia en el entrehierro. En este método, la reluctancia de franja (\mathcal{R}_f) se modela como una reluctancia separada que a su vez es paralela a la reluctancia de la trayectoria del flujo en línea recta (\mathcal{R}_{lr}) a través del entrehierro. Se supone que el flujo de franja sigue un arco circular desde el lado de un bloque, viaja en línea recta a través del área del entrehierro, luego sigue un arco circular hacia el otro bloque, así mismo se modelan otras dos reluctancias de franjas en la parte frontal y posterior, quedando 5 ramas de reluctancias en paralelo: 4 ramas de reluctancias de franja (\mathcal{R}_f) y una reluctancia en línea recta (\mathcal{R}_{lr}), como se ilustra en la Fig. 2.21,

Por lo tanto, el cálculo de \mathcal{R}_g con el arco circular, esta dado por

$$\mathcal{R}_g = \frac{(\mathcal{R}_{lr}) \left(\frac{1}{4} \mathcal{R}_f \right)}{\mathcal{R}_{lr} + \frac{1}{4} \mathcal{R}_f}. \quad (2.33)$$

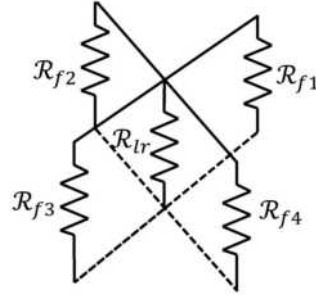


Figura 2.21. Modelo de reluctancias de franja del entrehierro

Para el cálculo de \mathcal{R}_{lr} se emplea la Ec. 2.31 y \mathcal{R}_f se calcula de la siguiente manera:

$$\mathcal{R}_f = \frac{\pi}{\mu_0 L \ln \left(1 + \frac{\pi X}{g} \right)}, \quad (2.34)$$

donde L es la longitud axial de la máquina eléctrica y X es la distancia horizontal que la reluctancia de franja extiende hacia los lados del bloque (ver Fig.2.20.c). El término X siempre es desconocido, pero se puede elegir como un múltiplo entero de la longitud del espacio de aire. Además, los valores más grandes de X producen pequeños cambios en la reluctancia del espacio de aire total. En la práctica, una buena aproximación para calcular \mathcal{R}_g es considerar $X = 10g$ [41].

2.9.2. Modelado del entrehierro considerando el efecto de la ranura

Las máquinas eléctricas tienen ranuras orientadas hacia el entrehierro que retienen los devanados donde se induce un voltaje y/o conduce una corriente eléctrica. Hasta ahora se ha considerado al entrehierro como un espacio de aire uniforme entre el estátor y rotor, en este método se ignora el efecto de la ranura suponiendo que contiene material de permeabilidad igual al resto del bloque (ver Fig. 2.20), como se explicó en la sección anterior, calculando \mathcal{R}_g con la Ec. 2.31.

Sin embargo, se debe considerar el efecto de la ranuras debido al aumento del espacio de aire, como se ilustra en la Fig. 2.22, esto provoca que el flujo magnético que atraviesa el espacio de aire de la ranura recorre una distancia adicional antes de alcanzar el material altamente permeable, como consecuencia el aumento en la reluctancia del entrehierro. Al tener en cuenta el efecto de la ranuras, la reluctancia del entrehierro se define como

$$\mathcal{R}_g = \frac{g_e}{\mu_0 A}, \quad (2.35)$$

donde g_e es la longitud efectiva del espacio de aire, para cuantificar este aumento se emplea

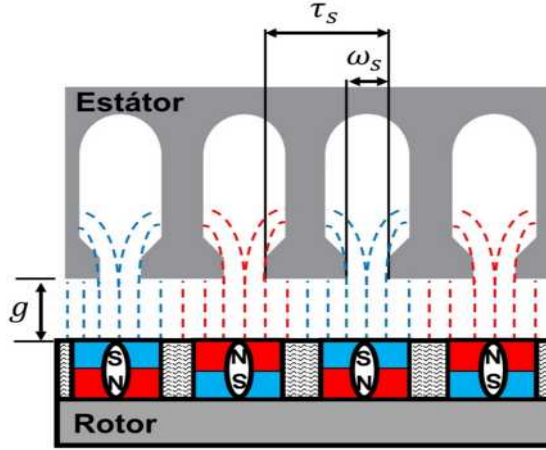


Figura 2.22. Modelo de reluctancia en la ranura.

el coeficiente de Carter (k_c) y la longitud física del entrehierro (g), por lo tanto;

$$g_e = gk_c, \quad (2.36)$$

por lo cual $k_c > 1$ (ver Fig.2.23), el cual es un factor de corrección que aumenta la longitud del espacio de aire. Se presentan las siguientes expresiones para el cálculo del coeficiente de Carter,

$$k_{c1} = \left[1 - \frac{1}{\frac{\tau_s}{w_s} \left(5 \frac{g_c}{w_s} + 1 \right)} \right]^{-1} \quad (2.37)$$

publicado por Nasar, S. A. (1987) [40],

$$k_{c2} = \left(1 - \frac{2\omega_s}{\pi\tau_s} \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{\omega_s}{g_c} \right) - \frac{g_c}{2\omega_s} \ln \left[1 + \left(\frac{\omega_s}{g_c} \right)^2 \right] \right\} \right)^{-1} \quad (2.38)$$

publicado por Ward P. A. y Lawrenson P. J. (1977) [40] y

$$k_{c3} = \left[1 - \frac{\omega_s}{\tau_s} + \frac{4g_c}{\pi\tau_s} \ln \left(1 + \frac{\pi\omega_s}{4g_c} \right) \right]^{-1} \quad (2.39)$$

este ultimo factor considera el efecto de la reluctancia de franja de arco circular, descrita en la Fig 2.20.c y la Ec. 2.33.

Los parámetros para el cálculo del coeficiente de Carter se ilustran en la Fig.2.22, donde:

ω_s , es la abertura de la ranura (m),
 τ_s , es el paso de ranura (m),
 g , es la longitud del entrehierro físico (m)

y finalmente se debe tener en cuenta que el valor correcto de la longitud del entrehierro para calcular el coeficiente de Carter k_c no es el espacio del entrehierro físico sino, g_c definido por:

$$g_c = g + \frac{l_m}{\mu_r}, \quad (2.40)$$

donde, l_m es la longitud del espesor del imán y μ_r es la permeabilidad relativa remanente del imán.

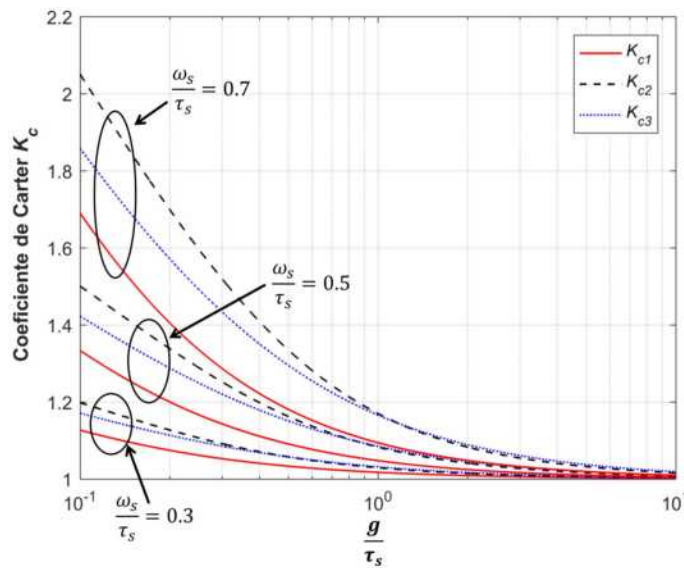


Figura 2.23. Coeficientes de Carter.

Generalmente, para la mayoría de las máquinas eléctricas de diseño convencional, se considera que g_e es 15–25 % más grande que g [51]. Como se ilustra en la Fig. 2.23, k_{c1} proporciona un factor de corrección menor que k_{c2} y k_{c3} , la desviación entre las expresiones aumenta a medida que g/τ_s disminuye y ω_s/τ_s aumenta, este último parámetro es conocido como la fracción de ranura,

$$\alpha_s = \frac{\omega_s}{\tau_s}, \quad (2.41)$$

este es un parámetro inicial en el diseño de una máquina, inicialmente se puede empezar con un factor de $\alpha_s = 0.5$ [51, 52], sin embargo, se debe restringir la saturación magnética en el diente.

Por tal motivo, una consecuencia importante de la ranura mostrada en la Fig. 2.22 es que la presencia de ranuras comprime el flujo magnético del entrehierro en el área de la base del

diente en un factor de $(1 - \alpha_s)$. Por lo tanto, la densidad de flujo promedio en la base del diente en el estátor (B_{ts}) esta definido por

$$B_{ts} = \frac{B_g}{(1 - \alpha_s)}, \quad (2.42)$$

donde B_g es la densidad de flujo en el entrehierro.

La importancia de este fenómeno no se puede menospreciar en el diseño. Por ejemplo, si $B_g = 1T$ y $\alpha_s = 0.5$, entonces $B_{ts} = 2T$. Dado que este nivel de densidad de flujo es suficiente para saturar, es decir, reducir dramáticamente la permeabilidad efectiva del material ferromagnético [41] y aumentar las pérdidas en el hierro [52]. Existe un límite en los valores de la densidad magnética por cada parte de la geometría del RF-PMSG, los valores de la densidad de flujo magnético en el diente está en un rango de $1.5 - 2T$ usualmente $B_{ts} \approx 1.8T$ [51].

Por tal motivo, se comienza con el diseño con $\alpha_s \leq 50\%$ al ser menor la fracción de ranura es menor la diferencia entre los factores de Carter y menor la saturación magnética, para el diseño del generador se optó por tomar k_{c1} .

2.10. Metodología de dimensionamiento del RF-PMSG

2.10.1. Restricciones topológicas

El número de polos o imanes N_m en el diseño del rotor está dado por

$$N_m = \frac{120 f_e}{S_r}, \quad (2.43)$$

donde f_e es la frecuencia eléctrica en Hz y S_r es la velocidad nominal en rpm , estos son considerados parámetros de entrada para el diseño del RF-PMSG, la principal restricción de la Ec. (2.43) es que N_m debe ser un entero par, para alternar la polaridad de los imanes y crear un lazo cerrado de flujo magnético, ya que los imanes permanentes están compuestos por 2 polos magnéticos (norte y sur), por lo cual el número de pares de polos (N_p), se obtiene:

$$N_p = \frac{N_m}{2}, \quad (2.44)$$

si N_m es un número impar o una fracción, N_m debe modificarse para producir un entero par. Después de esto, S_r se ajusta de acuerdo con la Ec. (2.43).

La principal restricción en el diseño del estátor es que el número total de ranuras en el estátor (N_s) debe ser un entero par múltiple del número de fases (N_{ph}), es decir,

$$N_s = N_{sp}N_{ph}, \quad (2.45)$$

donde N_{sp} es el número de ranuras por fase, el cual es un número entero par, bajo la siguiente restricción $N_{sp} \geq N_m$. Esta restricción garantiza que cada fase tenga el mismo número de ranuras. El número de ranuras por polo y por fase esta dado por

$$N_{spp} = \frac{N_s}{N_m N_{ph}} = \frac{N_{sp}}{N_m}, \quad (2.46)$$

donde $N_{spp} > 1$ de acuerdo a la recomendación en la literatura [40, 52]. Finalmente definimos el número de ranuras por polo,

$$N_{sm} = \frac{N_s}{N_m}, \quad (2.47)$$

estos parámetros mencionados son importantes en el diseño geométrico de las ranuras y dientes del estátor. Sin embargo están sujetos a la selección del tipo de la distribución de los devanados, en función de la elección de parámetros como el (N_{spp}) y la combinación adecuada de (N_s) y (N_p) que se explica con mayor detalle en la sección 3.8 del siguiente capítulo.

2.10.2. Dimensionamiento del imán

Minimizar el peso y volumen del imán es factor importante para lograr un diseño eficiente y económico del RF-PMSG. En ese sentido, el punto de máxima energía $BH_{m\acute{a}x}$, es un factor de carácter importante para elegir y dimensionar los imanes. Como antes mencionado, los diseños del RF-PMSG de bajo costo se pueden obtener al elegir imanes con puntos $BH_{m\acute{a}x}$ más altos. El volumen mínimo del imán de un RF-PMSG se puede encontrar como

$$V_m = \frac{T_m}{BH_{m\acute{a}x} N_m}, \quad (2.48)$$

donde T_m es torque mecánico de entrada y N_m es el número de imanes. El torque mecánico de la máquina esta dado por

$$T_m = \frac{P_{ent}}{\omega_m}, \quad (2.49)$$

donde P_{ent} es la potencia mecánica de entrada que proviene de la aerogenerador y ω_m es la

velocidad mecánica de entrada en rad/s , estos parámetros están dados por

$$P_{ent} = \frac{P_{sal}}{\eta}, \quad (2.50)$$

y

$$\omega_m = \frac{2\pi S_r}{60} = \frac{2\pi f_e}{N_p}, \quad (2.51)$$

donde η es la eficiencia del RF-PMSG, para el diseño del generador de $10 kW$, de acuerdo a la Norma NEMA MG 1-2009 y IEC 60034-30-1 para esta potencia es $\eta > 87.5\%$ [53, 54] y una eficiencia premium IEC 60034-31 de $\eta \approx 93.4\%$ [55], para el dimensionamiento se propone η del 90% , después esta es ajustado y calculado en software de elemento finito. La velocidad mecánica (ω_m) también esta relacionado con la frecuencia eléctrica (f_e) y el número de pares de polos (N_p) bajo la siguiente expresión Ec. (1.2).

Encontrados los parámetros para el cálculo de V_m , se procede a calcular la longitud del espesor del imán (l_m) en función del área del imán de cara del entrehierro y ranuras del estátor a través de la longitud axial del generador (L), por lo tanto,

$$l_m = \frac{V_m}{A_m}, \quad (2.52)$$

donde, A_m se define en la Ec. (2.20).

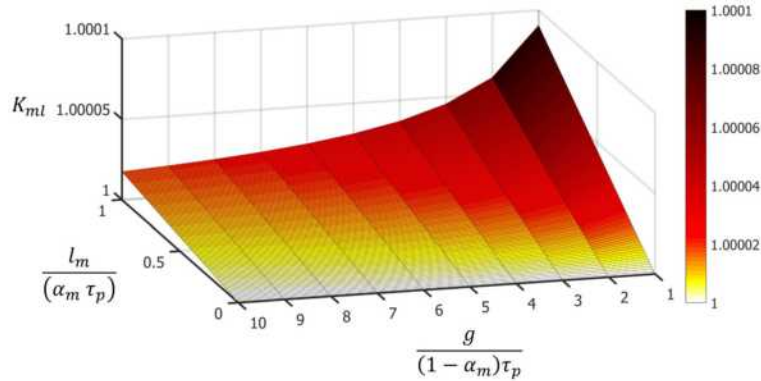


Figura 2.24. Flujo de dispersión del imán (k_{ml}).

El óptimo dimensionamiento del imán debe ser verificado con las siguientes restricciones:

- el coeficiente de permeancia $P_c \geq 4$ definido en la Ec. (2.28) [40] y definido en la sección 2.7.1.3,
- la relación entre el espesor del imán (l_m) y el entrehierro está bajo la siguiente restricción, $4 \leq lm/g \leq 6$ [56], en otras literaturas en función del entrehierro efectivo (g_e) de $3.5 \leq lm/g_e \leq 7$ [51]

c) la relación del aspecto del imán (MAR , por sus siglas en inglés) está dado por:

$$MAR = \frac{l_m}{\alpha_m \tau_p} \leq 0.25, \quad (2.53)$$

es decir, el imán es al menos cuatro veces más ancho que la longitud del espesor ($\tau_m \geq 4l_m$), aunque se tenga que disminuir el espacio del entrehierro [40], sin embargo esta relación no es una condición fija, debido a que está en función de otros parámetros en la geométrica y rendimiento de la máquina, así también la elección de α_m óptima para el diseño,

- d) el flujo de dispersión está en un rango de $0.9 < k_{lm} < 1$ [57], un (K_{ml}) más bajo, ofrece un mayor rendimiento en la máquina, cuanto más cerca $K_{ml} \approx 1$, es mejor [40], este fenómeno se puede observa en la Fig. 2.24 y en la Ec. (2.26), esto ocurre cuando la longitud del entrehierro g se minimiza con respecto al paso del polo τ_p o MAR disminuye, finalmente,
- e) elección de la fracción magnética (α_m), el valor óptimo de α_m no se encuentra definido en la literatura dentro de un rango propuesto, sin embargo, Li y Slemon (1988) proporcionan una expresión aproximada para $\alpha_m = \tau_m / \tau_p$ cuando la fracción de ranura $\alpha_s = 0.5$ [40],

$$\alpha_m = \frac{n + 0.14}{N_{spp} N_{ph}} = \frac{n + 0.14}{N_{sm}} < 1 \quad (2.54)$$

donde n es cualquier entero positivo que satisface la restricción $\alpha_m < 1$, esta relación dice que el ancho óptimo del imán es un múltiplo entero del paso de ranura (τ_s) más de un 14 % adicional de τ_s .

Sin embargo la relación de la Ec. (2.54) no es una restricción definitiva que se deba de cumplir rigurosamente, pues hay otros factores que se deben tomar en cuenta en el rendimiento de la máquina. A menor α_m se disminuye el torque en vacío y la distorsión armónica en el voltaje, aunque se obtiene menor densidad de flujo, por la tanto, menor voltaje inducido en los devanados. En la Fig. 2.25 se muestra que para obtener una densidad de flujo considerable en la máquina $\alpha_m \geq 50\%$. Un análisis mas detallado de este enfoque para un correcto rendimiento con respecto a la densidad de flujo inducido en los devanados, reducción del torque en vacío y distorsión armónica en el voltaje en función de α_m requiere de un modelo de análisis de elementos finitos.

Uno de los factores que nos permite determinar la fracción magnética (α_m) para el dimensionado del ancho del imán (τ_m), es el ángulo magnético (a_m) [51].

En una máquina eléctrica de imanes permanentes montados en la superficie del rotor, el comportamiento de la señal de densidad del flujo magnético en el entrehierro B_g se mantiene sobre el ancho del imán (τ_m) o sobre el ángulo magnético como se muestra en la Fig. 2.26, donde

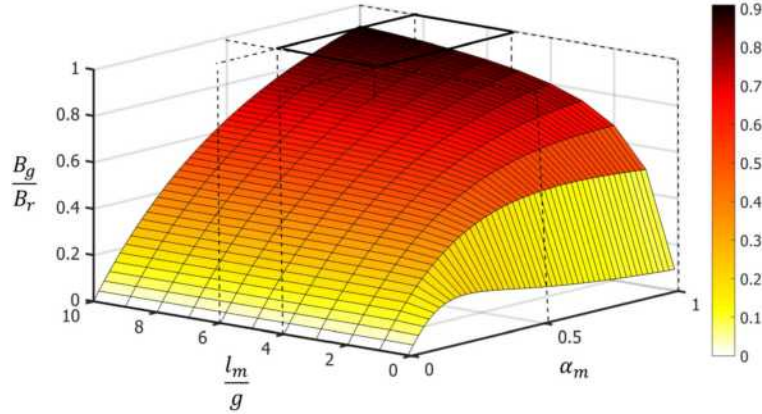


Figura 2.25. Densidad de flujo normalizado B_g/B_r en función α_m .

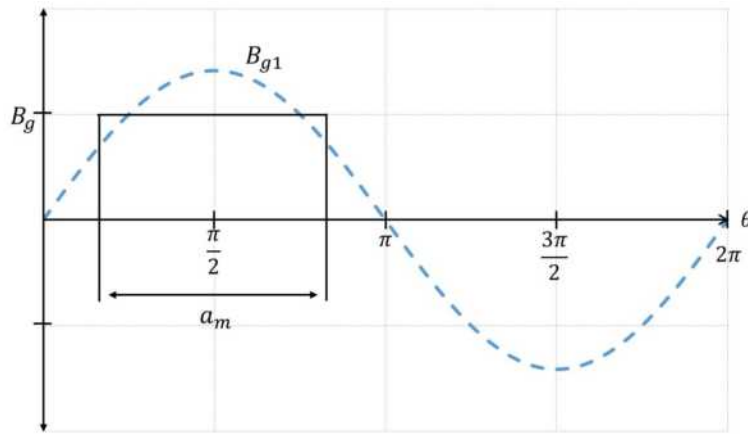


Figura 2.26. Señal de densidad de flujo en el entrehierro con su componente fundamental B_{g1} y valor eficaz (B_g) asumiendo para imanes sobre la superficie [51].

$$a_m = \frac{N_m \tau_m}{2R_{si}}, \quad (2.55)$$

es el ángulo magnético a_m y está dado en radianes, B_g es la densidad de flujo en el entrehierro y B_{g1} la componente fundamental de B_g , donde

$$B_{g1} = \frac{4}{\pi} B_g \text{sen}\left(\frac{a_m}{2}\right), \quad (2.56)$$

es decir la componentes armónicas impares está dado por

$$B_{gh} = \frac{1}{h} \frac{4}{\pi} B_g \text{sen}\left(h \frac{a_m}{2}\right), \quad h = 3, 5, \dots \quad (2.57)$$

Al elegir el ancho del imán τ_m , se debe tener en cuenta que la densidad de flujo efectiva

aumenta solo un 15 % a medida que a_m aumenta de 120° a 180° , mientras que el volumen y el costo del imán aumentan en un 50 %, también, el aumento en el flujo del yugo, por lo tanto, el espesor del yugo del rotor y del estator ω_{bi} aumentan en proporción a a_m .

El ángulo magnético puede ser propuesto para encontrar el ancho de imán, donde $a_m=130^\circ$ es indicado para minimizar las pérdidas por hierro, $a_m=125^\circ$ para minimizar el contenido armónico de la onda de densidad de flujo magnético, típicamente, a_m está en un rango de $110-160^\circ$ para motores [51], el valor más empleado en el diseño de máquinas es de $a_m=120^\circ = \pi/3 \text{ rad}$ con el objetivo de minimizar la ondulación del torque o torque de rizado y teniendo efecto en la disminución del cogging torque [51].

Por lo tanto, el ancho del imán (τ_m) se determina como

$$\tau_m = \frac{2 R_{si} a_m}{N_m}, \quad (2.58)$$

dado esta expresión, se procede a calcular la fracción magnética (α_m) dado en la Ec.(2.21). Cabe resaltar, en la herramienta de dimensionado se propone como variable de entrada α_m , para realizar diferente análisis bajo este factor. Sin embargo a_m es un factor auxiliar para encontrar un valor de α_m adecuado para el diseño del RF-PMSG, de acuerdo a las condiciones de diseño, validando a través de software de elemento finito.

2.10.3. Distribución de flujo en el entrehierro y en el yugo del material ferromagnético

Este parámetro se encuentra al resolver la Ec. (2.30), por lo tanto, la relación de flujo está dado por,

$$\frac{B_g}{B_r} = \frac{C_\phi}{1 + \frac{\mu_r k_c k_{ml}}{PC}}, \quad (2.59)$$

este es un parámetro importante para verificar el desempeño del RF-PMSG, como se muestra en la Fig. 2.25.

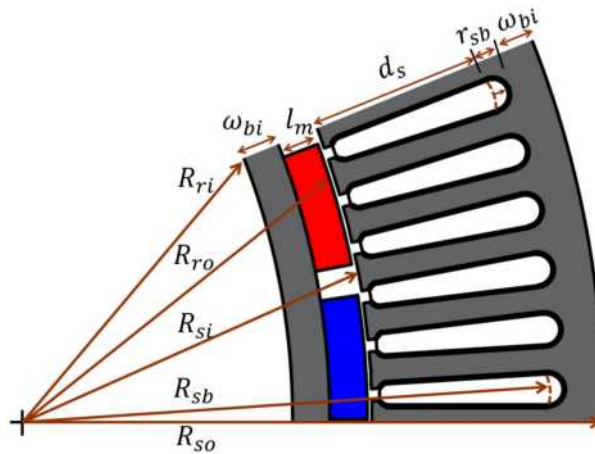
2.10.4. Flujo en el yugo del material ferromagnético

Como se describió en la sección 2.8, el flujo magnético de cada imán se divide igualmente entre el yugo del estator y el rotor, este se acopla a los imanes adyacentes. Por lo tanto, el flujo en el yugo del material ferromagnético debe soportar la mitad del flujo del entrehierro; es decir,

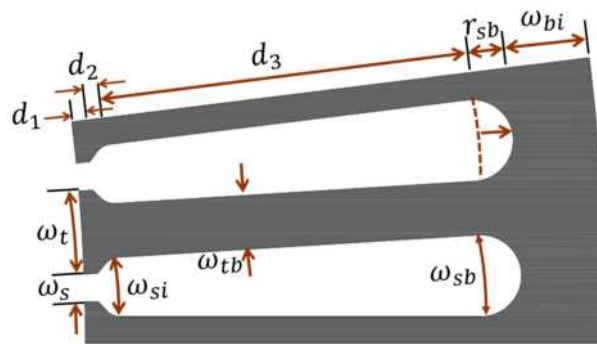
$$\phi_{bi} = \frac{\phi_g}{2}. \quad (2.60)$$

2.10.5. Parámetros geométricos

En esta sección se describe las formulaciones para el dimensionamiento del generador síncrono de imanes permanentes de flujo radial (RF-PMSG), principalmente las variables geométricas en el diseño del estátor, que se ilustran en la Fig. 2.27.



(a) Definiciones geométricas



(b) Geometría de la ranura y diente estátor

Figura 2.27. Definiciones geométricas del RF-PMSG.

Una vez descrito el modelo del circuito magnético para el cálculo de la distribución de flujo en el entrehierro visto en la sección 2.8, donde el flujo magnético y la densidad de flujo en el entrehierro están dados por las Ecuaciones (2.27) y (2.30) y de acuerdo a las características del material ferromagnético, se determina la dimensión del yugo (ω_{bi}) y ancho del diente (ω_{tb}). El cálculo de ω_{bi} puede ser aplicado para la dimensión del yugo del estátor y rotor, si se construye con el mismo material ferromagnético o de acuerdo a las características del material, por lo tanto, el ancho del yugo se define por

$$\omega_{bi} = \frac{\phi_g}{2B_{max}k_{st}L}, \quad (2.61)$$

donde, $B_{m\acute{a}x}$ es la máxima densidad de flujo permitido en T ,

$$k_{st} = \frac{A_{material_ferromagn\acute{e}tico}}{A_{Total}}, \quad (2.62)$$

es el factor de apilamiento de la laminación, que es la razón del área ocupada por las laminaciones ($A_{material_ferromagn\acute{e}tico}$) y el área total de la sección transversal (A_{Total}), los valores típicos para k_{st} está en un rango de 0.90 y 0.95 para laminaciones con espesor de 0.35 mm y 0.635 mm respectivamente, para menores espesores, k_{st} está en un rango de 0.4 – 0.75 [51] y L es la longitud axial del generador eléctrico.

Para el cálculo del ancho del diente está dado por

$$\omega_{tb} = \frac{\phi_g}{N_{sm}B_{max}k_{st}L} = \frac{2}{N_{sm}}\omega_{bi}, \quad (2.63)$$

donde N_{sm} es el número de ranuras por polo y $B_{m\acute{a}x}$ es la densidad de flujo máxima permitida en los dientes, el cual se puede restringir el valor de la saturación magnética, para el cálculo de ω_{tb} . Se puede observar que N_{sm} describe la cantidad de ranuras y/o dientes por polo magnético, el flujo magnético en el entrehierro se desplaza a través de los dientes, por lo tanto, cada diente transporta $1/N_{sm}$ el flujo del entrehierro.

Finalmente, al resolver las Ecuaciones (2.61) y (2.63), todos los parámetros geométricos, que se muestran en la Fig. 2.27 para el RF-PMSG, se pueden resolver de una manera directa.

2.10.5.1. Radios

Inicialmente se define las dimensiones de parámetros de entrada, como punto de partida para el diseño,

- R_{so} : Radio exterior del estátor (m),
- R_{ro} : Radio exterior del rotor (m),
- L : Longitud axial del generador (m),
- g : Espacio del entrehierro físico (m)

la determinación de estos parámetros se determina a partir de la experiencia práctica y revisión bibliografía de diseños, no obstante, hay curvas características en relación del diámetro exterior del estátor D_{so} y longitud axial del generador L en función de la potencia P , así también relación del diámetro exterior del rotor D_{ro} y longitud axial del generador L en función del TRV (torque por unidad de volumen) especificado para el diseño de máquinas de imanes

permanentes de acuerdo a la tecnología del imán [52], este es un factor importante a verificar en el diseño del RF-PMSG.

Por lo tanto la relación de estos parámetros, para el cálculo de los radios restantes están dados por:

- radio posterior o interno del yugo del estátor (m)

$$R_{sb} = R_{so} - w_{bi}, \quad (2.64)$$

- radio interior del estátor (m)

$$R_{si} = R_{ro} + g, \quad (2.65)$$

- radio interior del rotor (m)

$$R_{ri} = R_{ro} - l_m - w_{bi} \quad (2.66)$$

2.10.5.2. Definiciones de pasos y ángulos

El paso del polo (τ_p) de la superficie interna del estátor es definido por

$$\tau_p = R_{si} \theta_p \quad (2.67)$$

donde

$$\theta_p = \frac{2\pi}{N_m}, \quad (2.68)$$

es el ángulo del paso del polo en radianes mecánicos.

El paso del devanado (τ_c) en el radio interior del estátor es

$$\tau_c = \alpha_{cp} \tau_p \quad (2.69)$$

donde

$$\alpha_{cp} = \frac{Ent(N_{spp})}{N_{spp}}, \quad (2.70)$$

es la fracción del paso del devanado, o fracción devanado-polo dado la relación del paso de devanado y paso del polo ($\alpha_{cp} = \tau_c/\tau_p$), donde $Ent(x)$ devuelve el número entero de x . Cuando N_{spp} es un número entero, la distancia entre los lados del devanado, es decir, τ_c , es igual al paso del polo magnético τ_p . Sin embargo, cuando N_{spp} tiene un componente

fraccionario, el paso del devanado es menor que el paso del polo y se dice que el devanado está acorde o de paso corto.

Asimismo, el paso de ranura (τ_s) en el radio interior del estátor es

$$\tau_s = R_{si}\theta_s, \quad (2.71)$$

donde

$$\theta_s = \frac{2\pi}{N_s}, \quad (2.72)$$

es el paso angular de la ranura o ángulo entre ranuras en radianes mecánicos.

2.10.5.3. Geometría del diente y ranura del estátor

Para el cálculo de las dimensiones restantes del diente y ranura del estátor, se determinan dos parámetros de entrada:

1. Fracción de ranura α_s .

Descrito en la Ec. (2.41), donde $\alpha_s = \omega_s/\tau_s$, se considera un factor inicial de diseño $\alpha_s \leq 0.5$ [51, 52]. De acuerdo a lo visto en la sección 2.9.2, al ser menor la fracción de ranura, es menor la diferencia entre los factores de Carter y mayor área del ancho del diente en la parte del radio interior del estátor; por lo tanto, menor saturación magnética. Sin embargo, se debe verificar el espacio de la abertura de ranura (ω_s), con respecto al cálculo de diámetro del conductor y verificar su ingreso a la ranura. Para el diseño del generador se optó por tomar $\alpha_s = 0.25$.

2. Fracción de profundidad del zapato α_{sd} .

$$\alpha_{sd} = \frac{(d_1 + d_2)}{w_{tb}}, \quad (2.73)$$

donde, $d_1 + d_2$ son las dimensiones que conforma el zapato del estátor. El dimensionado del zapato depende de la permeabilidad del material ferromagnético del estátor, un factor a considerar es la saturación magnética en la punta del zapato, es decir, $d_1 + d_2$ debe ser lo suficientemente grande para que el flujo del entrehierro que ingresa a la punta del zapato no tenga que girar bruscamente para avanzar a través del ancho del diente hacia el yugo del estátor.

Típicamente, está en un rango de 25 % – 50 % [40, 52]. La distribución de la profundidad del zapato entre d_1 y d_2 se puede determinar a través de un diseño óptimo con la ayuda del análisis de elementos finitos. En el diseño del generador se determinó $\alpha_{sd} = 0.5$.

Al elegir α_s se procede al cálculo de la abertura de ranura (ω_s), donde

$$\omega_s = \alpha_s \tau_s. \quad (2.74)$$

Posteriormente, se determina el ancho del diente sobre la superficie del radio interno del estátor,

$$\omega_t = \tau_s - \omega_s = (1 - \alpha_s) \tau_s. \quad (2.75)$$

El ancho en la parte inferior de la ranura, esta dado por

$$\omega_{sb} = R_{sb} \theta_s - \omega_{tb}. \quad (2.76)$$

Además, el ancho de la ranura interno, posterior del zapatos es

$$\omega_{si} = (R_{si} + \alpha_{sd} \omega_{tb}) \theta_s - \omega_{tb}, \quad (2.77)$$

para esta expresión es posible definir una fracción de ranura interna como

$$\alpha_{si} = \frac{\omega_{si}}{\omega_{si} + \omega_{tb}}. \quad (2.78)$$

Como se observa en la Fig, 2.27, la profundidad total de la ranura, se puede definir como

$$d_s = d_1 + d_2 + d_3, \quad (2.79)$$

al tener estas variables como incógnitas, podemos encontrar la dimensión física de d_s como

$$d_s = R_{sb} - R_{si}, \quad (2.80)$$

Además, de la Ec. (2.73) se despeja, para encontrar la dimensión del zapato, donde

$$d_1 + d_2 = \alpha_{sd} \omega_{tb}, \quad (2.81)$$

la dimensión física de d_1 o d_2 están en función del criterio de α_{sd} como antes mencionado, por lo tanto, se designa que $d_1 = d_2$.

Adicionalmente, se determina la dimensión de la profundidad de la ranura permisible para los conductores

$$d_3 = d_s - \alpha_{sd} \omega_{tb}. \quad (2.82)$$

Finalmente, se calcula el área de la sección transversal de la ranura disponible para los conductores, como

$$A_s = d_3 \left[\theta_s \left(R_{sb} - \frac{d_3}{2} \right) - \omega_{tb} \right], \quad (2.83)$$

este un factor importante el encontrar el área de la ranura (A_s), para determinar el factor de relleno (k_{cp}) en razón del área ocupada por los conductores, que se explica en el siguiente capítulo.

Capítulo 3

Parámetros eléctricos y desempeño del RF-PMSG

En este capítulo se describen los parámetros eléctricos de una máquina síncrona de imanes permanentes, desde la obtención de la forma de onda de la *fem*, considerando factores importantes en el dimensionado del número de conductores por ranura y evaluación de la resistencia e inductancia de fase, a partir de las condiciones geométricas. Así también, la obtención de parámetros eléctricos que son indicadores en el rendimiento y el buen diseño del RF-PMSG.

3.1. Ecuaciones de Maxwell

El diseño de las máquinas eléctricas está caracterizado por la teoría electromagnética, que pueden explicarse por medio de las ecuaciones de Maxwell [13]; estas son un conjunto de cuatro ecuaciones diferenciales parciales que describen por completo los fenómenos electromagnéticos, en su forma diferencial se pueden expresar de la siguiente manera a través del espacio libre, es decir, en ausencia de cualquier material dieléctrico o magnético [39, 43]

Ley de Gauss:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0} \quad (3.1)$$

Ley de Gauss para el campo magnético:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.2)$$

3. Parámetros eléctricos y desempeño del RF-PMSG

Ley de Faraday:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.3)$$

Ley de Ampere generalizada o Ampere-Maxwell

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.4)$$

Además, las ecuaciones de Maxwell se complementan de ecuaciones constitutivas, que relacionan a las diferentes variables de las ecuaciones de Maxwell, tomando en cuenta los materiales y medios en donde se desarrollan los fenómenos electromagnéticos [39, 59–61]. Por lo tanto, el vector de densidad de corriente se define de la siguiente manera (conocida como la ley de ohm):

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}, \quad (3.5)$$

y los campos \vec{D} y \vec{H} , vector de desplazamiento eléctrico e intensidad de campo magnético, respectivamente, se definen [58]

- para medios homogéneos isotrópicos lineales:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (3.6)$$

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} = \frac{\vec{B}}{\mu_0 \mu_r} \quad (3.7)$$

- en vacío:

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} \quad (3.8)$$

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} \quad (3.9)$$

- caso general:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} + P \quad (3.10)$$

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} - M. \quad (3.11)$$

De este modo las ecuaciones de Maxwell a través de la materia queda expresado en su forma

diferencial de la siguiente manera [39, 59–61]:

Ley de Gauss:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho. \quad (3.12)$$

Ley de Gauss para el campo magnético

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0. \quad (3.13)$$

Ley de Faraday

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (3.14)$$

Ley de Ampere generalizada o Ampere-Maxwell

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.15)$$

donde:

- \vec{E} : vector del campo eléctrico,
- \vec{B} : vector del campo magnético,
- \vec{J} : vector de densidad de corriente,
- \vec{H} : vector de intensidad de campo magnético,
- \vec{D} : vector de desplazamiento eléctrico,
- ρ : densidad de carga eléctrica,
- ϵ : permitividad eléctrica o constante dieléctrica,
- ϵ_0 permitividad eléctrica en vacío ($8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$),
- μ : permeabilidad magnética,
- μ_0 : permeabilidad magnética en vacío ($4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$),
- σ : conductividad eléctrica,
- P: polarización, y
- M: magnetización.

Estas cuatro ecuaciones junto con la **fuerza de Lorentz** son las que explican cualquier tipo de fenómeno electromagnético, ya que esta describe la fuerza ejercida por los campos electromagnéticos descritos en las ecuaciones de Maxwell [43], donde una partícula de carga

eléctrica q dado en (C) se mueve con una velocidad \vec{v} (m/s) en un campo eléctrico \vec{E} y un campo magnético \vec{B} experimenta una fuerza \vec{F} de

$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}). \quad (3.16)$$

La forma diferencial de las ecuaciones del electromagnetismo (ecuaciones de Maxwell y otras relacionadas) están definidas en términos de cuatro operadores diferenciales: gradiente, divergencia, laplaciano y rotacional. Todos ellos se expresan en función del operador nabla ∇ . Los operadores de divergencia y rotacional están representados en las Ecs. (3.12 - 3.15) [39, 59].

En la Ec. (3.12) nos indica que un flujo eléctrico siempre fluye desde una carga positiva a una carga negativa o de la fuente al sumidero del campo eléctrico, esta ecuación de divergencia del desplazamiento eléctrico se conoce como la ley de Gauss para campos eléctricos. Sin embargo, el flujo magnético es siempre un flujo circulante sin punto de inicio ni final, esta característica se describe mediante la Ec. (3.13) la divergencia de la densidad de flujo magnético, conocido como la ley de Gauss para los campos magnéticos. En la Ec. (3.14) describe el operador rotacional de campo eléctrico, se conoce como la ley de inducción de Faraday que indica como la tasa de cambio de flujo magnético crea un campo eléctrico a su alrededor. Finalmente el operador rotacional de la intensidad de campo magnético en la Ec. (3.15) describe como la tasa de cambio de flujo eléctrico y la densidad corriente producen una intensidad de campo magnético a su alrededor, esta ecuación es conocida como ley de Ampere-Maxwell [39, 46].

3.2. Fuerza electromotriz inducido fem

La fem inducida en el devanado del estátor es debido al flujo magnético que atraviesa en el entrehierro, está establecido por la **ley de inducción de Faraday**; afirma que la fem inducido en una espira es directamente proporcional a la razón de variación del flujo del campo magnético a través de la espira [43], o bien

$$e_{ind} = -\frac{d\phi}{dt}, \quad (3.17)$$

donde el $\phi = \oint \vec{B} \cdot d\vec{A}$ es el flujo magnético a través de la espira.

Si un devanado tiene N vueltas o espiras, La Ec. (3.17) se expresa como

$$e_{ind} = -N\frac{d\phi}{dt}, \quad (3.18)$$

el signo negativo es explicado a través de la **ley de Lenz**; establece que la corriente y fem

inducida en un conductor están en una dirección, tal que la corriente establece un campo magnético inducido que se opone a la variación del flujo magnético que lo produce [43].

Cuando un conductor de longitud l se mueve con una velocidad \vec{v} a través de un campo magnético \vec{B} , donde \vec{B} es perpendicular a l y \vec{v} (ver Fig. 3.1), la f_{em} de movimiento inducido es

$$e_{ind} = -Blv, \quad (3.19)$$

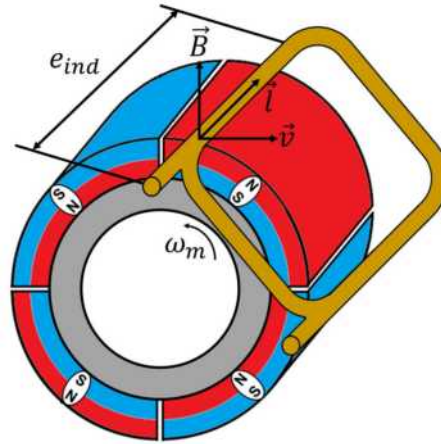


Figura 3.1. Fuerza electromotriz inducida (e_{ind}) en un devanado por el campo magnético del RF-PMSG.

una forma general de la ley de inducción de Faraday es

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{s} = -\frac{d\phi}{dt}, \quad (3.20)$$

donde \vec{E} es el campo eléctrico no conservativo que se produce por un flujo magnético variable. La ley de Faraday esta incluida en las ecuaciones de Maxwell. la Ec. (3.20) describe la forma en que puede inducirse un campo eléctrico mediante un flujo magnético variable [43].

3.3. Relación fuerza y torque

Descrito anteriormente en la Ec (3.16) la **fuerza de Lorentz** (o fuerza electromagnética) es la combinación de fuerza eléctrica y magnética en una carga puntual debida a campos electromagnéticos, existiendo variaciones en esta ecuación, cuando circula corriente por un conductor inmerso en un campo magnético, éste se ve afectado por la acción de una fuerza inducida en el conductor, conocido como la **fuerza de Laplace** o fuerza sobre un hilo conductor por el que circula corriente (como se observa en la Fig. 3.2)

3. Parámetros eléctricos y desempeño del RF-PMSG

$$\vec{F} = (\vec{B} \times \vec{l})i, \quad (3.21)$$

usando la definición del producto vectorial, la magnitud de la fuerza resultante es

$$F = B l i \sin \alpha, \quad (3.22)$$

siendo α el ángulo que forman los vectores \vec{l} y \vec{B} . Si ambos son perpendiculares, entonces

$$F = B l i \quad (3.23)$$

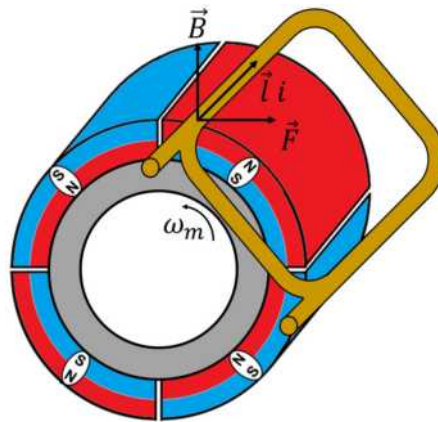


Figura 3.2. Fuerza inducida en un conductor por el campo magnético del RF-PMSG.

esta ecuación es conocida como la ley Bli y es útil para calcular la fuerza o torque por la interacción de un campo magnético y un conductor en el que circula corriente. De acuerdo a esta fuerza ejercida es posible obtener el torque, una de la forma mas representativa para el cálculo del torque, es descrita por una fuerza tangencial F , que actúa sobre un punto o brazo de palanca de radio r , es decir

$$T = Fr, \quad (3.24)$$

sustituyendo la Ec. (3.23) en la Ec (3.24) y r por radio del rotor exterior (R_{ro}), por lo tanto

$$T = Fr = B l i R_{ro}, \quad (3.25)$$

de acuerdo a está ecuación del torque nos permite relacionar con los parámetros eléctricos del RF-PMSG, como l del conductor por la longitud axial del generador (L) el cual representa la longitud de los conductores en la ranura, la densidad de campo magnético (B) sería el equivalente a la densidad del campo magnético en el entrehierro (B_g) y se considera el número de polos de la máquina (N_m), donde cada polo interactúa con los conductores en serie (n_s)

y el número de ranuras por polo por fase (N_{spp}), por lo tanto el torque para una maquina de flujo radial está dado por

$$T = N_m B_g L R_{ro} N_{spp} n_s i , \quad (3.26)$$

si $N_{spp} > 1$ en la Ec. (3.26), la densidad en el entrehierro (B_g) debe ser modificada por los factores de corrección; factor de distribución (k_d), factor de paso (k_p) y factor de sesgo (k_s), que se mencionan más adelante. Finalmente la expresión del torque para el máquina de flujo radial es

$$T = N_m k_d k_p k_s B_g L R_{ro} N_{spp} n_s i . \quad (3.27)$$

3.4. Factores de Corrección

Los factores de distribución (k_d) y paso polar (k_p) o la fracción de paso del devanado (α_{cp}) son parámetros importantes en el diseño de RF-PMSG, debido a que tienen un efecto directo en la reducción de la densidad de flujo en el entrehierro (B_g). Los factores k_d y α_{cp} proporcionan el grado de reducción de fem y la reducción del par electromagnético. Estos factores están dados por

$$k_d = \frac{\text{sen} \left(\frac{N_{spp} \theta_{se}}{2} \right)}{N_{spp} \text{sen} \left(\frac{N_{spp} \theta_{se}}{2} \right)}, \quad (3.28)$$

donde la fracción del paso del devanado (α_{cp}) se encuentran definido por la Ec. (2.70), aunque, presenta las siguientes equivalencias con el factor de paso (k_p)

$$k_p = \alpha_{cp} = \frac{\tau_c}{\tau_p} = \frac{Ent(N_{spp})}{N_{spp}} = \frac{\theta_{ce}}{\pi}, \quad (3.29)$$

donde N_{spp} es el número de ranuras por polo por fase, τ_c es el paso del devanado, τ_p es el paso del polo, y se definen los siguientes parámetros

$$\theta_{se} = \frac{\pi N_m}{N_s} = \frac{\pi}{N_{spp} N_{ph}} = \frac{\pi}{N_{sm}}, \quad (3.30)$$

y

$$\theta_{ce} = \pi \alpha_{cp} \quad (3.31)$$

estos ángulos definidos en las Ecs. (3.30) y (3.31) se conocen como paso angular de ranura y paso angular del devanado, respectivamente, dados en radianes eléctricos. Estos son funciones de la fracción del paso del devanado (α_{cp}) y el número de ranuras por polo N_{sm} .

El factor de sesgo (k_s) es importante en la práctica para reducir los efectos no deseados como el torque en vacío en el RF-PMSG. Desafortunadamente, la principal desventaja de la inclinación es la reducción del flujo total vinculado al devanado del estátor. Esta reducción se tiene en cuenta el factor de sesgo.

$$k_s = \frac{1 - \theta_{se}}{2\pi}, \quad (3.32)$$

cuando las ranuras o los polos no tienen factor de sesgo, $k_s = 1$.

3.5. Parámetros eléctricos

En el diseño del RF-PMSG, el voltaje pico de la señal fem a operación de velocidad nominal ω_m está dada por

$$E_{m\acute{a}x} = \frac{T \omega_m}{i} \quad (3.33)$$

Sustituyendo la Ec. (3.27) en la EC. (3.33)

$$E_{m\acute{a}x} = N_m k_d k_p k_s B_g L R_{so} N_{spp} n_s \omega_m. \quad (3.34)$$

Para encontrar el número de vueltas por ranura en serie necesarios para producir $E_{m\acute{a}x}$ se despeja la Ec. (3.34),

$$n_s = Ent \left(\frac{E_{m\acute{a}x}}{N_m k_d k_p k_s B_g L R_{so} N_{spp} \omega_m} \right), \quad (3.35)$$

donde $Ent(-)$ redondea el número del argumento al entero inferior, debido a que el número de vueltas por ranura en serie debe ser un número entero.

Debido al truncamiento en la Ec. (3.35), el voltaje pico de la fem es inferior a $E_{m\acute{a}x}$, por lo tanto, el voltaje pico se ajusta de nuevo al sustituir las Ec's (3.35) en (3.34).

Dado el par electromagnético deseado, la corriente máxima de la ranura es

$$I_{s,m\acute{a}x} = Ent \left(\frac{T_{em}}{N_m k_d k_p k_s B_g L R_{so} N_{spp}} \right), \quad (3.36)$$

donde T_{em} es el torque electromagnético de la máquina está dado por

$$T_{em} = \frac{P_{sal}}{2\pi f_e} = \frac{P_{sal}}{\omega_m} \quad (3.37)$$

y la corriente pico por conductor es,

$$I_{c,m\acute{a}x} = \frac{I_{s,m\acute{a}x}}{n_s}. \quad (3.38)$$

Considerando que todas las fases N_{ph} están conduciendo simultáneamente y que el voltaje de fem es una onda sinusoidal, el pico y los valores *rms* de la corriente de fase son

$$I_{ph,m\acute{a}x} = \frac{I_{s,m\acute{a}x}}{N_{ph} n_s} \quad (3.39)$$

$$I_{ph,rms} = \frac{I_{s,m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} \quad (3.40)$$

El valor *rms* de la corriente de fase es empleado para el cálculo de las pérdidas óhmicas $I^2 R$ del RF-PMSG.

Dado la densidad de corriente máxima $J_{m\acute{a}x}$ en A/mm^2 como un parámetro de entrada, el área ocupada por los conductores en mm^2 está dado

$$A_{cs} = \frac{I_{s,m\acute{a}x}}{J_{m\acute{a}x}}. \quad (3.41)$$

La densidad de corrientes es un factor importante al ingresarlo como un parámetro de entrada, puesto que la selección de éste nos permite determinar el área total que pueden ocupar los conductores en la ranura, dado que está en función de condiciones de operación de la máquina. En la Tabla 3.1 muestra los valores de las densidades de corrientes ante el tipo de enfriamiento de la máquina, entre mayor aplicación de enfriamiento de la máquina mayor será la densidad de corriente permitida.

Al restringir la densidad de corriente, se debe a que está estrechamente relacionado con la temperatura del devanado, y se debe evitar una alta saturación magnética y la desmagnetización del imán.

3. Parámetros eléctricos y desempeño del RF-PMSG

En el diseño del RF-PMSG se estableció ingresar una $J_{m\acute{a}x}$ de $4.5 A/mm^2$, debido a que la máquina no contará con un sistema de enfriamiento.

Tabla 3.1. Densidades de corriente típicas permitidas en las máquinas de inducción.

Configuración de máquinas por el tipo de enfriamiento	Densidad de Corriente J $\left(\frac{A_{rms}}{mm^2}\right)$
Máquinas totalmente cerradas sin refrigeración externa	4.5 - 5.5
Refrigeración por aire forzado sobre la superficie del estator	7.5 - 9.5
Refrigeración por aire a través de conductos/respiraderos del estator (axial o radial)	14 - 15.5
Refrigeración por líquido en los conductos	23 - 31

Fuente [51, 52, 62]

Como paso de verificación, el área ocupada por los conductores (A_{cs}) se compara con el área de la ranura (A_s) visto en la Ec. (2.83). Si el área de la sección transversal ocupada por los conductores A_{cs} es más pequeña que el área de la sección transversal de la ranura A_s , se puede decir que el diseño es correcto, sin embargo, esta sujeta a la restricción del factor de relleno por los conductores k_{cp} , se calcula como

$$k_{cp} = \frac{A_{cs}}{A_s} \quad (3.42)$$

es el factor de relleno, se define como la máxima relación del área de la sección transversal ocupada por los conductores (A_{cs}) dentro del área total de la ranura (A_s), como se ilustra en la Fig. 3.3. Los factores de relleno típicos para conductores de sección circular varía entre 0.4 a 0.7 [63].

De acuerdo a la revisión bibliográfica, se determino un valor de k_{cp} menor a 60%, debido al área ocupada por los aislamientos de los conductores, los espacios entre los conductores circulares y el revestimiento de ranura. Éste se puede definir como un primer k_{cp} . Para el caso de que $A_{cs} > A_s$ y/o $k_{cp} > 60\%$, la geometría del RF-PMSG debe ser rediseñada, es decir, se debe aumentar el radio exterior R_{so} y R_{ro} .

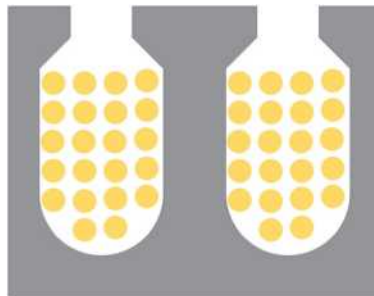


Figura 3.3. Factor de relleno por conductores circulares (k_{cp}) sobre el área de la ranura.

El área de un solo conductor en serie se determina a partir

3. Parámetros eléctricos y desempeño del RF-PMSG

$$A_c = \frac{A_{cs}}{n_s}, \quad (3.43)$$

y se procede a estimar un primer cálculo del diámetro del conductor.

$$d_{cu1} = \sqrt{\frac{4A_c}{\pi}}. \quad (3.44)$$

Al determinar el diámetro del conductor de un solo hilo, se aproxima a un valor cercano equivalente a un calibre AWG. Sin embargo, en algunas ocasiones el diámetro del conductor puede ser muy grande, siendo un calibre muy grueso y difícil de manejar al realizar el trabajo del embobinado.

Por tal motivo, se opta por calcular un número de conductores en paralelo o hilos por conductor, de la siguiente forma

$$n_p = \frac{A_{cs}}{n_s A_p}, \quad (3.45)$$

donde A_p es el área de un solo conductor en paralelo dado en mm^2 , el cual es calculado como

$$A_p = \frac{\pi d_{cu}^2}{4}, \quad (3.46)$$

donde d_{cu} es el diámetro de un conductor en paralelo en mm , el cual es propuesto siendo equivalente a un calibre de conductor comercial en AWG, se elige un conductor que facilite la maleabilidad en el trabajo del embobinado, sin afectar las características originales en el diseño, respetando el cálculo del área de los conductores Ec. (3.41) y el número de vuelta en serie Ec. (3.35).

Por lo tanto, se tiene que calcular el nuevo valor de k_{cp} de acuerdo con la Ec. (3.42), y el valor de la densidad de corriente actual

$$J_c = \frac{I_{s,máx}}{k_{cp} A_s} \quad (3.47)$$

debe ser menor que $J_{máx}$ permitido. Cuando $J_c > J_{máx}$, se realiza un proceso iterativo para revertir esta desigualdad. Cuando se alcanza esta condición, la corriente máxima permitida por cada hilo por conductor es

$$I_{por\ conductor, máx} = \frac{I_{c,máx}}{n_p} \quad (3.48)$$

3.6. Resistencia eléctrica

La resistencia eléctrica de fase del RF-PMSG por los devanados esta dado por

$$R_{ph} = N_{sp}(R_s + R_e) \quad (3.49)$$

donde N_{sp} es el número de ranuras por fase, R_s es la resistencia de los conductores en la ranura y R_e es la resistencia de fin de vuelta, ambos en Ohms (Ω).

La resistencia de los conductores en la ranura esta compuesta por dos componentes

$$R_s = \sqrt{R_{s,cd}^2 + R_{s,ca}^2}, \quad (3.50)$$

la componente de la resistencia en corriente directa (cd) está dada por

$$R_{s,cd} = \frac{\rho n_s^2 L}{A_{cs}} = \frac{\rho n_s^2 L}{k_{cp} A_s}, \quad (3.51)$$

y la componente en corriente alterna (ca)

$$R_{s,ca} = \frac{\rho n_s L}{\pi d_{cu} \delta_s n_p}, \quad (3.52)$$

donde

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (3.53)$$

es el efecto piel (skin depth, en inglés) se toma en cuenta el efecto de la dependencia frecuencial de la resistencia cuando el material conductor está expuesto a un campo magnético variable $\frac{d\Phi}{dt}$, este es mayor en el centro, lo que da lugar a una reactancia inductiva mayor y debido a ello, a una intensidad menor en el centro del conductor y mayor intensidad de corriente en la periferia.

En frecuencias altas los electrones tienden a circular por la zona más externa del conductor, en forma de corona, en vez de hacerlo por toda su sección, con lo que, disminuye la sección efectiva por la que circulan estos electrones, aumentando la resistencia del conductor.

En la Ec. 3.53 se define δ_s como la profundidad superficial de los conductores como el área efectiva por la que circula corriente en el conductor, depende de la frecuencia (ω), permeabilidad magnética (μ) y conductividad del material (σ); donde δ_s esta dado en metros.

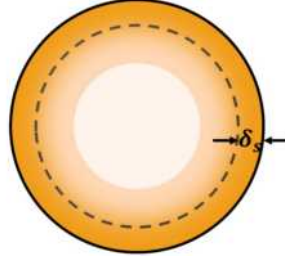


Figura 3.4. Efecto piel en un conductor circular.

Otros parámetros como ρ , n_s , L , k_{cp} , A_s y d_{cu} en las Ecs. (3.51), (3.52) y (3.53) son la resistividad del conductor en Ωm , el número de conductores en serie por ranura, la longitud axial del generador, el factor de relleno (3.42), el área de la sección transversal de la ranura (2.83) y el diámetro de cada hilo por conductor, respectivamente.

La resistencia de fin de vuelta está definida por

$$R_e = \sqrt{R_{e,cd}^2 + R_{e,ca}^2} \quad (3.54)$$

donde,

$$R_{e,cd} = \frac{\rho n_s^2 \pi \tau_c}{2 k_{cp} A_s} \quad (3.55)$$

$$R_{e,ca} = \frac{\rho n_s \pi \tau_c}{\pi d_{cu} \delta_s n_p} \quad (3.56)$$

Los parámetros τ_c y n_p son el paso de devanado y número de conductores en paralelo respectivamente.

La resistencia eléctrica de una devanado también está en función de la temperatura de acuerdo a la resistividad del conductor y puede ser linealmente aproximada como

$$\rho(T_2) = \rho(T_1) [1 + \beta(T_2 - T_1)], \quad (3.57)$$

donde $\rho(T_1)$ y $\rho(T_2)$ son la resistividad a temperatura T_1 y T_2 en $^{\circ}C$, respectivamente, y β es el coeficiente de temperatura de la resistividad en $^{\circ}C^{-1}$. En la Tabla 3.2 se muestra las resistividades y coeficientes de temperatura de algunos metales conductores.

Tabla 3.2. Tabla de resistividad y coeficientes de temperatura de algunos metales

Metal	Resistividad ρ 20 °C(Ωm)	Coficiente de temperatura β ($^{\circ}\text{C}^{-1}$)
Cobre	1.72E-08	4.04E-03
Aluminio	2.85E-08	4.07E-03
Plata	1.47E-08	3.80E-03

Fuente:[41, 43]

3.7. Inductancias

El total de la inductancia de fase de un devanado del RF-PMSG está dado por

$$L_{ph} = N_{sp}(L_g + L_s + L_e). \quad (3.58)$$

La inductancia de fase de la Ec. 3.58, está compuesta por tres componentes la inductancia en el entrehierro (L_g), ranuras (L_s) y fin de vuelta (L_e).

La inductancia del entrehierro por ranura se define por

$$L_g = \frac{n_s^2}{2(\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_m)} = \frac{n_s^2 \mu_r \mu_0 L \tau_c k_d}{4(l_m + \mu_r k_c g)}. \quad (3.59)$$

La ecuación general para el cálculo de la inductancia de dispersión por ranura esta dado por [63, 64]

$$L_s = n_s^2 [P_{sl,1} + P_{sl,2} + P_{sl,3} + P_{sl,4} + 2P_{sl,5} + 2P_{sl,6} + 2P_{sl,7}] \quad (3.60)$$

Esta inductancia de dispersión en la ranura se desglosa en siete términos [63, 64] correspondientes a siete trayectorias de flujo definidas en las siguientes Figs.

donde

$$P_{sl,1} = \frac{L \left(g + \frac{l_m}{\mu_r} \right) \mu_0}{\omega_s + \omega_t}, \quad (3.61)$$

$$P_{sl,2} = \frac{Ld_1\mu_0}{\omega_s} + \frac{2Ld_2\mu_0}{\omega_s + \omega_{si}}, \quad (3.62)$$

3. Parámetros eléctricos y desempeño del RF-PMSG

$$P_{sl,3} = \frac{2L(d_3 - d_w)\mu_0}{\omega_{si} + \omega_{sb}}, \quad (3.63)$$

$$P_{sl,4} = \frac{2\mu_0 L d_w}{3(\omega_{si} + \omega_{sb})}, \quad (3.64)$$

$$P_{sl,5} = \frac{\mu_0 d_w}{3\pi} \log \left(1 + \frac{2\pi\omega_{tb}}{\omega_{si} + \omega_{sb}} \right), \quad (3.65)$$

$$P_{sl,6} = \frac{\mu_0}{\pi} \log \left(1 + \frac{2\pi\omega_{tb}}{\omega_{si} + \omega_{sb}} \right) (d_3 - d_w), \quad (3.66)$$

y

$$P_{sl,7} = \frac{\mu_0}{\pi} \log \left(1 + \frac{2\pi\omega_{tb}}{\omega_s + \omega_{si}} \right) (d_1 + d_2) \quad (3.67)$$

Por último, se define la expresión para el cálculo de la inductancia de fin de vuelta

$$L_e = 0.125 n_s^2 \mu_0 \tau_c \ln \left(\frac{\tau_c^2 \pi}{4A_s} \right) \quad (3.68)$$

La resistencia de fase y la inductancia de fase en las Ecs. (3.49) y (3.58), respectivamente, se pueden utilizar para devanados de una sola capa y/o de doble capa. La resistencia de fase determina las pérdidas óhmicas del devanado y la inductancia de fase determina la tasa máxima de cambio en la corriente de fase, ya que $\frac{di}{dt} = \frac{V_{ph}}{L}$, donde V_{ph} es la tensión de fase.

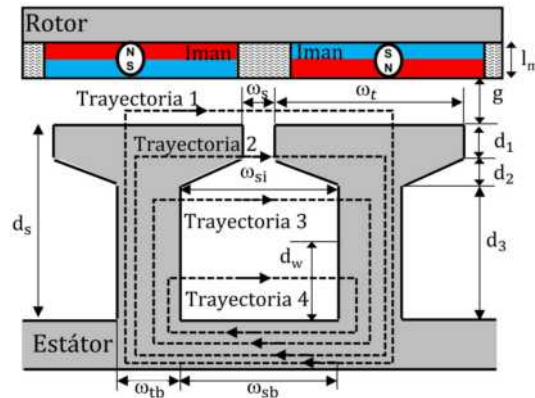


Figura 3.5. Trayectorias de permeancias 1-4.

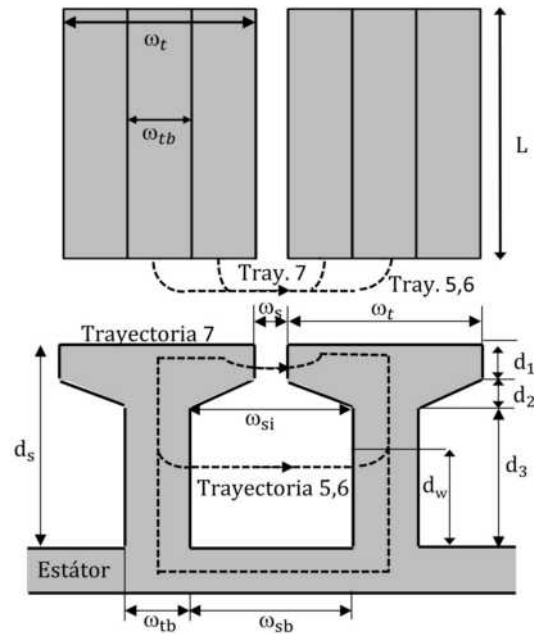


Figura 3.6. Trayectorias de permeancias 5-7.

3.8. Distribución de los devanados

Los devanados se pueden clasificar, por la forma o composición de ranuras como:

- distribuido o concentrado y
- ranura entera o ranura fraccionaria.

Una particularidad de los devanados concentrados es que todas las vueltas de las bobinas se enrollan juntos en serie para formar una bobina de varios giros y tiene el mismo eje magnético, se encuentran en aplicaciones de máquinas DC, máquinas síncronas de polos salientes el devanado de campo y máquinas de devanado concentrados de ranura fraccional [62].

Por su parte, los devanados distribuidos tienen un arreglo con varios pasos completos o pasos cortos de la bobinas, los devanados generalmente se distribuyen en varias ranuras para utilizar mejor el espacio disponible alrededor de la periferia de la máquina, también, es implementado para eliminar armónicos no deseados, se encuentran en aplicaciones de armadura de DC, máquinas síncronas y máquinas imanes permanentes interiores [62].

En la sección 2.10.5, específicamente en la 2.10.5.2, se define matemáticamente el paso del polo (τ_p) y el paso del devanado (τ_c), estos nos permiten dimensionar la geometría de las ranuras y de los dientes en el estátor. En la Fig. 3.7 se identifica la relación que tiene τ_p y τ_c , un devanado de paso completo significa que el paso del polo y el paso del devanado son iguales. Si el paso del devanado es menor que el paso de polo, es un devanado de paso corto, también conocido como devanado acorde o paso fraccional. Las unidades de τ_c se pueden dar en número de ranuras del paso o radianes eléctricos.

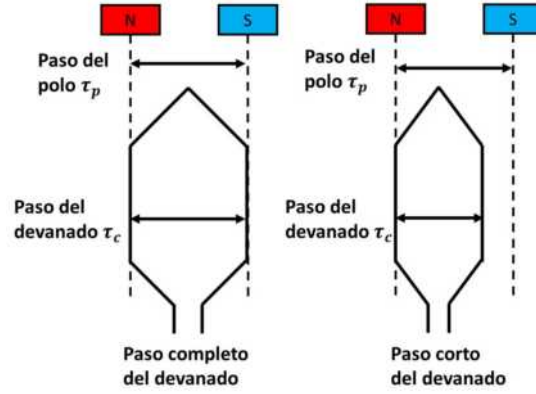


Figura 3.7. Paso completo o corto del devanado, τ_c .

Para iniciar el cálculo de la distribución de los devanados se requiere determinar el número de ranuras, dado en la Ec. (2.45), visto en la sección 2.10.1, se volverán a escribir algunas ecuaciones, que nos permiten comprender la metodología empleada, por lo tanto,

$$N_s = N_{sp}N_{ph} \quad (3.69)$$

donde N_{sp} es el número de ranuras por fase.

Éste número debe ser entero y par. La restricción garantiza que cada fase tenga el mismo número de ranuras y no se dejen ranuras vacías, debido a la formación de grupos de bobinas en cada devanado, donde ambos lados de cada bobina pasan por una ranura y ningún devanado de la misma fase comparten la misma ranura.

Por lo tanto N_{sp} se convierte en un parámetro de entrada y estará sujeto a una restricción, de acuerdo al número de ranuras por polo por fase (N_{spp}), dado por

$$N_{spp} = \frac{N_s}{N_m N_{ph}} = \frac{N_{sp}}{N_m} \quad (3.70)$$

donde la clasificación si un devanado es de ranura entera o fraccionaria, está en función del N_{spp} [40, 65], como:

- Devanado de ranura entera, $N_{spp} = Entero$.
Estos devanado pueden ser de uno o dos capas. Los devanados de ranura entera son devanados de una sola capa cuando tiene un paso completo del devanado, o bien de dos capas cuando el paso de devanado se reduce en comparación al paso completo de devanado.
- Devanado de ranura fraccionaria, $N_{spp} > 1$ y número fraccionario.
Las ventajas de implementar una ranura fraccionaria, es que permite más libertad para elegir el paso del devanado, se pueden utilizar un mayor número de polos en el rotor que el devanado de ranura entera y se reduce los armónicos de las formas de onda de

f_{em} y f_{mm} .

- Devanado concentrado, $N_{spp} = 1$
- Devanado concentrado de ranura fraccionaria, $N_{spp} < 1$ y número fraccionario.
Los devanados concentrados de ranura fraccionaria se concentran alrededor de los dientes, es decir, no se superponen. El número de capas en cada ranura puede ser una o dos. Sin embargo, los devanados de una capa tienen bobinas enrolladas solo en dientes alternos, solo son factibles cuando el número de ranuras es un múltiplo de 6. Para los devanados de doble capa, cada diente lleva una bobina y la ranura generalmente se divide verticalmente.

Finalmente, el número de ranuras por polo magnético se define como N_{sm}

$$N_{sm} = N_{spp} N_{ph} \quad (3.71)$$

cuando N_{spp} es fraccionario también lo es N_{sm} .

La elección del N_{spp} nos dará el tipo del devanado. Por lo tanto, se elige un $N_{spp} > 1$, debido a las ventajas que ofrece. Sin embargo a medida que N_{spp} aumenta, el área de la ranura disminuye aumentando el valor del k_{cp} , por lo tanto, se incrementa el número de ranuras, lo que significa tener más bobinas y aumenta la complejidad del devanado.

A pesar de estas desventajas, hay dos razones principales para elegir $N_{spp} > 1$ [40]:

- la distribución f_{em} tiende a ser más sinusoidal o más suave. Es decir, a medida que los devanados de una fase dada se distribuyen más ampliamente alrededor del estátor, el contenido armónico de la f_{em} disminuye.
- si N_{spp} es fraccional, el torque en vacío disminuye, esto se debe a que los polos y el lado adyacente de los dientes del estátor no se encuentran alineados disminuyendo el valor del torque, al caso contrario si $N_{spp} = 1$, aumenta el valor. Esto se explica, con mayor detalle en la sección 3.9.6.

Por lo tanto, se elige que $N_{spp} > 1$, ésto da paso a la siguiente restricción de acuerdo a la Ec. (3.70), donde

$$N_{sp} > N_m . \quad (3.72)$$

N_{sp} debe ser un entero par, por las características anteriormente mencionadas.

De tal manera, se procede encontrar una combinación del número de ranuras por fase de acuerdo al número de polos de la maquina establecido en la Ec. (2.43), dado en función de la frecuencia eléctrica (f_e) y la velocidad nominal (S_r) de la máquina, siendo N_m un número par.

Para ello, se comprueba si el devanado esta balanceado o no. Un devanado balanceado, es una combinación de números de polos (N_m) y números de ranuras (N_s) que nos permite organizar

las bobinas de forma que produzcan un sistema simétrico de fem desplazados en la misma fase temporal, idéntica magnitud, frecuencia y forma de onda.

La formula para identificar si una distribución de devanados está balanceado o no, está dado por una relación del número de ranuras (N_s) y el número de pares de polos (N_p) [65],

$$X = \frac{N_s}{3 \text{MCD}(N_s, N_p)} \quad (3.73)$$

Si X es un número entero, la distribución está balanceado, si no, es lo contrario. Se tiene que volver ajustar la combinación (N_s, N_p) para que X sea entero.

El factor MCD, es el máximo común divisor entre el número de ranuras (N_s) y el número de pares de polos (N_p), para una distribución de dos capas, éste parámetro indica el número de simetrías del devanado y la periodicidad de la máquina [65]. Encontrar el valor periódico de la máquina es útil en la simulación de elementos finitos, debido a que el número de periodicidad indica el número de veces que la máquina es simétrica, por lo tanto, la máquina se puede simular en 1/(número de periodicidad) parte del CAD 2D o 3D de la geometría, ahorrando tiempo y recurso de computacional en la simulación.

Sin embargo, no se considera usar un devanado de doble capa debido al aumento de los conductores en la ranura, aumentando el k_{cp} de la máquina y densidad de corriente en la ranura (J_{rms}), se consideró el devanado de una capa debido a la facilidad de trabajo del embobinado y restringir los valores de k_{cp} y J_{rms} adecuados.

Otro criterio importante para la selección del número de ranuras, es la siguiente relación

$$Y = \text{MCM}(N_m, N_s) \quad (3.74)$$

donde MCM, es el mínimo común múltiplo del número de polos (N_m) y el número de ranuras (N_s), si Y es un número grande, el torque en vacío es bajo. Por lo tanto, un torque en vacío bajo indica un buen factor para el diseño de máquinas de imanes permanentes [65].

3.8.1. Selección de la combinación de N_s y N_m

En esta sección se describe la metodología implementada de la selección del número de ranuras y distribución del devanado.

De acuerdo a la Ec. (2.43), se determino parámetros de diseño de entrada como la frecuencia eléctrica $f_e = 60$ Hz y la velocidad nominal de la máquina $S_r = 225$ RPM, por lo tanto, el número de polo es $N_m = 32$. En la Tabla 3.3 se hicieron comparaciones antes diferentes combinaciones de $N_{sp} = 32, 34, 36$ con respecto a $N_m = 32$.

De acuerdo a la Tabla 3.3, las tres combinaciones nos proporcionan distribuciones balanceadas de acuerdo al parámetro X .

Tabla 3.3. Comparación de diferentes combinaciones N_s y N_m .

Casos	N_m	N_{sp}	N_{ph}	N_s	N_{spp}	N_{sm}	X	Y
1	32	32	3	96	1	3	1	864
2	32	34	3	102	1.0625	3.1875	17	1632
3	32	36	3	108	1.125	3.375	9	96

Sin embargo, en el caso N° 1, el valor de $N_{sp}=32$, no se cumple con la restricción de la Ec. 3.72, siendo un devanado concentrado con $N_{spp} = 1$, esto indica una mayor distorsión armónica en la señal de fem y un alto cogging torque, en comparación de los otros dos casos de distribuciones de ranura fraccionaria. Se realizó una simulación de elementos finitos comprobando la alta distorsión armónica de la señal.

Para el caso N° 3, es una distribución de ranura fraccionaria $N_{spp} > 1$. Sin embargo, el número de ranuras es de 108, esto nos indica una disminución en el área efectiva de la ranura, provocando un mayor k_{cp} y J_{rms} , que no son deseable en el diseño.

Por lo tanto, se optó por el caso N° 2, en el cual $N_{spp} = 1.0625$ y $N_{sm} = 3.375$, nos indica un ranura fraccionaria, con ventajas de disminuir la distorsión armónica de la fem , además, el parámetro $Y = MCM(32, 102) = 1632$ es el mas alto de los tres casos, indica un valor mas bajo del cogging torque en comparación con los otros casos.

Siendo $N_s = 102$ y $N_m = 32$ la combinación elegida, para el desarrollo del proyecto de tesis.

3.8.2. Selección de la distribución de los devanados

Fijando el valor de $N_m = 32$ y $N_s = 102$, se procede al cálculo de posición eléctrica (θ_e) vs la posición mecánica (θ_m) del generador, es decir el ángulo eléctrico de los voltajes y corrientes en una máquina eléctrica está relacionado con el ángulo mecánico de los campos magnéticos del generador eléctrico [29], por medio de

$$\theta_e = \frac{N_m}{2} \theta_m, \quad (3.75)$$

o bien

$$\theta_m = \frac{2 \theta_e}{N_m}. \quad (3.76)$$

Para la formación de un ciclo eléctrico a 360° , el generador debe girar 22.5° mecánicos a velocidad nominal.

Para encontrar la cadena de caracteres de la distribución de devanados de acuerdo a la combinación elegida. Se optó por evaluar tres distribuciones distintas, dos distribuciones por medio

3. Parámetros eléctricos y desempeño del RF-PMSG

de herramientas auxiliares de software de elemento finito y otra distribución propuesta a través de una metodología de cálculo.

Principalmente, se ingresaron los parámetros de $N_m = 32$, $N_s = 102$ y la especificación de una sola capa. Las distribuciones se obtuvieron a través de

- Maxwell[®]
- JMAG Express[®]
- Metodología de cálculos

Se realizó una metodología de cálculo para encontrar una distribución adecuado, esta distribución es muy similar a la distribución proporcionado por el software Maxwell[®] en relación al número de grupos y paso del devanado, sin embargo, difiere en la colocación de los conductores en las ranuras.

En la Tabla 3.4 y Fig. 3.8 se presenta las características de estas distribuciones y en el Anexo B, los planos de las tres distribuciones de devanados distribuidos con ranura fraccionaria.

Cabe resaltar, que cada una de estas distribuciones se evaluaron en software de elemento finito, para seleccionar la mejor distribución en parámetros de la calidad de la energía, presentado en el Capítulo 6.

Tabla 3.4. Resumen de las características de las distribuciones.

Distribución Fase	Maxwell [®]		JMAG Express [®]		Cálculos	
	N° Grupos	Paso de devanado	N° Grupos	Paso de devanado	N° Grupos	Paso de devanado
Fase A	2	5	17	4	2	5
	15	4			15	4
Fase B	1	5	17	4	1	5
	16	4			16	4
Fase C	1	5	17	4	1	5
	16	4			16	4

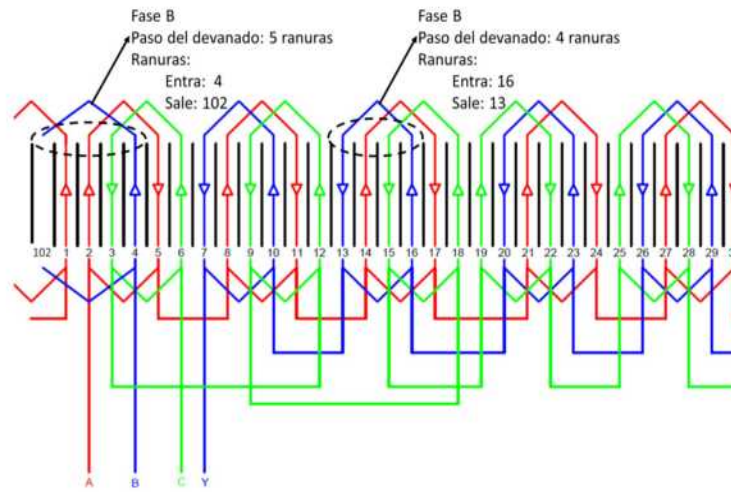


Figura 3.8. Paso de devanado en las distribuciones.

3.9. Rendimiento del RF-PMSG

En esta sección se presenta todas las formulaciones y rangos de parámetros que son evaluados para la obtención del rendimiento del generador eléctrico.

3.9.1. Relación de eficiencia (η) y pérdidas en el generador eléctrico

A continuación, se describen las formulaciones de pérdidas de potencia y la eficiencia del generador eléctrico

3.9.1.1. Eficiencia (η) del RF-PMSG

La eficiencia del RF-PMSG está dado por

$$\eta = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} \cdot 100 = \frac{T_m \omega_m - P_c - P_{núc} - P_{misc}}{T_m \omega_m} \cdot 100 = \frac{3 V_{ph} I_{ph}}{T_m \omega_m} \cdot 100 \quad (3.77)$$

donde

$$P_{sal} = T_m \omega_m - P_{cu} - P_{núc} - P_{misc} = 3V_{ph}I_{ph} \quad (3.78)$$

y

$$P_{ent} = T_m \omega_m, \quad (3.79)$$

son la potencia nominal de salida y la potencia nominal de entrada en watts (W), respectivamente. Los parámetros T_m , ω_m , V_{ph} y I_{ph} son el torque mecánico de entrada (Nm), la velocidad mecánica (rad/s), el voltaje de fase (V) y corriente de fase (A), respectivamente.

Los parámetros P_c , $P_{núc}$ y P_{misc} son las pérdidas que se producen en el generador eléctrico, descritas a continuación.

3.9.1.2. Pérdidas en el cobre

Las pérdidas óhmicas o pérdidas en el cobre son producidas por el calentamiento resistivo que se presenta en los devanados del estátor, por efecto Joule, está dado por

$$P_c = N_{ph} I_{ph}^2 R_{ph} . \quad (3.80)$$

3.9.1.3. Pérdidas en el núcleo o pérdidas del hierro

Las pérdidas en el núcleo, son las pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas que se presentan en el material magnético del generador, es aproximado por

$$P_{núc} = \rho_{bi} V_{st} \Gamma(B_{máx}, f_e) \quad (3.81)$$

donde ρ_{bi} es la densidad del material ferromagnético en (kg/m^3), V_{st} es el volumen del estátor en (m^3) y $\Gamma(B_{máx}, f_e)$ es una función de la densidad de pérdidas en el núcleo vs densidad de flujo magnético y frecuencia en (W/kg).

Las pérdidas en el hierro se manifiestan en forma de calor en los núcleos magnéticos y reduce el rendimiento del material ferromagnético. Para la obtención de las estas pérdidas, se utiliza el gráfico ($B - H$) de la curva de histéresis.

O bien, a través de curvas de densidad de pérdidas a diferentes frecuencias de acuerdo al material del acero. En el Capítulo 2, específicamente en la sección 2.6, se describe la elección del acero y en la Fig. 2.11 la densidad de pérdidas del acero 50JN310. Cabe mencionar, en el Anexo A.2, se especifican las propiedades de pérdidas por (W/kg) a una densidad de flujo magnético de 1.5 T y a frecuencias de 50 y 60 Hz, estos datos y curvas son proporcionados en el software de elemento finito, para el cálculo de las pérdidas en el núcleo.

En la Ec. (3.81), se requiere el volumen del estátor, el cual es aproximado por

$$V_{st} = [\pi(R_{so}^2 - R_{si}^2) - N_s A_s] L k_{st} . \quad (3.82)$$

3.9.1.4. Pérdidas misceláneas

El parámetro P_{misc} son las pérdidas misceláneas, compuesto por fricción, rozamiento con el aire y otros componentes de pérdidas menos dominantes. Convencionalmente, en la mayoría de las máquinas eléctricas, las pérdidas dispersas se toman como 1 % de la plena carga con respecto a la potencia de entrada [29], es decir

$$P_{misc} = 0.01 P_{ent} = 0.01 T \omega_m . \quad (3.83)$$

3.9.1.5. Densidades de calor en el RF-PMSG

Otros parámetros a considerar, es la densidad de calor por los conductores en la ranura que viaja hacia los dientes y yugo del estátor, empleando $L(2d_3 + w_{sb})$ como el área de contacto de los conductores en la ranura, se determina una densidad calor en la ranura en W/m^2 , como

$$q_s = \frac{P_c}{L(2d_3 + w_{sb})N_s} , \quad (3.84)$$

por último, sumando las pérdidas en el núcleo y óhmicas y dividiendo por el área de la periferia del estátor se obtiene una estimación de la densidad de calor máxima en el estátor en W/m^2 , como

$$q_{st} = \frac{P_c + P_{núc}}{2\pi R_{so}L} . \quad (3.85)$$

Las Ecs. (3.84) y (3.85) nos permite identificar las densidades de calor en la ranura y estátor, respectivamente, los cuales son parámetros a considerar y nos proporcionan una idea en el diseño del RF-PMSG a determinar R_{so} y L , con respecto a las densidades de calor. Sin embargo, es necesario e importante el análisis térmico en máquinas eléctricas apoyado por software FEM.

3.9.2. Distorsión armónica en el voltaje

La distorsión armónica total THD (Total Harmony Distortion, por sus siglas en inglés) está definida por el estándar IEEE-519-2014 [66], cómo la cantidad de energía contenida en todas aquellas componentes de una señal que difieren de la frecuencia fundamental, ésta se define como

$$THD_V = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} \times 100 \% = \frac{\sqrt{\sum_h^H V_h^2}}{V_1} \times 100 \% \quad h = 2, 3, 4, \dots , \quad (3.86)$$

donde h es el número de la componente armónica de la señal, H es el número o indicador final del análisis de las componentes armónicas. En la tesis de investigación H se define hasta la componente 17, adecuado para obtener la distorsión total de la señal de voltaje, la distorsión armónicas individuales, está dado por

$$THD_{Vh} = \frac{V_h}{V_1} \times 100\% \quad h = 2, 3, 4, \dots \quad (3.87)$$

Un diseño adecuado para el RF-PMSG debe estar dentro de los límites de calidad de la energía establecidos en las normas estándares internacionales. En la norma estándar IEEE 519-2014 [66], recomienda que para voltajes $V \leq 1.0 \text{ kV}$, los límites de distorsión armónica del voltaje en el punto de acoplamiento común en los sistemas generales deben ser $\leq 5\%$ para armónicos individuales ($V_h/V_1 \%$) y $\leq 8\%$ para distorsión armónica total (THD).

El estándar ANSY/NEMA MG 1-2009 [53], también, especifica que la THD del voltaje registrado en terminales de línea a línea del generador en circuito abierto debe ser $\leq 5\%$.

El parámetro de THD_V es un indicador de la evaluación de la señal de voltaje inducido, que se obtiene a través de las simulaciones por elemento finito. Por lo tanto, éste es un parámetro a verificar en el rendimiento del RF-PMSG.

3.9.3. Regulación de voltaje

La regulación de voltaje (RV) es una medida del rendimiento del generador para mantener un voltaje constante en sus terminales cuando la carga varía [29]. Por lo tanto, La regulación de voltaje de un generador de imanes permanentes está dado por

$$RV = \frac{V_0 - V_{carga}}{V_{carga}} \times 100[\%] \quad (3.88)$$

es la diferencia del voltaje en terminales a circuito abierto (V_0) y el voltaje en terminales a plena carga (V_{carga}) sobre V_{carga} , permite identificar la caída de voltaje en $\%$ de condiciones a circuito abierto a condiciones de plena carga.

Un generador síncrono que opera con un factor de potencia en retraso tiene una regulación de voltaje positiva bastante grande, un generador síncrono que opera con un factor de potencia unitario tiene una regulación de voltaje positiva pequeña y un generador síncrono que opera con un factor de potencia en adelante a menudo tiene una regulación de voltaje negativa [29].

Por lo general, se desea mantener constante el voltaje en terminales suministrado a una carga, incluso cuando se somete a carga variable.

3.9.4. Torque por unidad de volumen del rotor TRV

El torque es uno de los parámetros importantes a evaluar en el diseño final de la máquina eléctrica. Si bien, un argumento valido es que el torque es proporcional al volumen del rotor, como se indica en la siguiente ecuación,

$$T = kD^2L \quad (3.89)$$

donde, D es D_{ro} el diámetro exterior del rotor, L la longitud de stack (apilado) del estátor y k es una variable incógnita.

Sin embargo, el valor de k está en función de varios factores, que es complicado encontrar un factor que aproxime a la Ec. (3.89)

En la literatura especializada indica que es de mayor beneficio determinar el torque producido por unidad de volumen del rotor, conocido como TRV , puesto que la calidad del diseño de una máquina eléctrica de imanes permanentes, dependerá de éste valor [41],

$$TRV = \frac{T_{em}}{V_{rotor}} \quad (3.90)$$

donde T_{em} es encontrado por la Ec. (3.37) y V_{rotor} por

$$V_{rotor} = \pi R_{ro}^2 L . \quad (3.91)$$

El torque por unidad del volumen del rotor (TRV , por sus sigla en inglés) describe la cantidad de par torsión disponible en un volumen del rotor. Es un parámetro util en la comparación del diseño de máquinas eléctricas. Los valores de TRV de acuerdo al tipo de máquina se presentan en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5. Valores típicos TRV(Torque por unidad de volumen del rotor.)

Clase de maquina	TVR (kNm/m ³)
Motores pequeños totalmente cerrados (Imanes de ferrita)	7 - 14
Motores totalmente cerrados (Imanes de tierra raras)	13 - 42
Motores totalmente cerrados (Imanes recubiertos de NdFeB)	20
Motores industriales integral - hp	7-30
Servomotores de alto rendimiento	15 - 50
Máquinas aeroespaciales	30 - 75
Grandes máquinas enfriadas por líquido (por ejemplo, turbogeneradores)	100 - 250

[52, 62]

Los valores que nos proporciona la Tabla 3.5 nos indica que para máquinas totalmente cerrados sin dispositivos de ventilación, se aplicarían valores más bajos de TRV , mientras que valores más altos, se aplicarían en enfriamiento de aire forzado.

Para el diseño del RF-PMSG, se tomo como rango los valores de 13-42 kNm/m^3 para máquinas totalmente cerrados con imanes de tierra raras. TRV es un parámetro que se puede ocupar para el inicio del dimensionamiento del diseño, sin embargo, puede ser ocupado para validar el diseño si cumple con los rangos establecidos en los requerimientos del diseño, como se implemento en la investigación de la presente tesis, como un parámetro de comparación al obtener el dimensionamiento de la máquina.

3.9.5. Esfuerzo cortante magnético σ_m

El esfuerzo cortante magnético σ_m , es la fuerza tangencial (que produce torsión) por unidad de área de barrido de la superficie del rotor. Ésta fuerza se produce por la interacción del campo magnético y la corriente eléctrica de los conductores, se expresa como,

$$\sigma_m = \frac{F}{\text{área de barrido del entrehierro}} = \frac{F}{2\pi R_{ro}L}, \quad (3.92)$$

donde el área de barrido de la superficie del entrehierro o del rotor es

$$\text{área de barrido del entrehierro} = 2\pi R_{ro}L, \quad (3.93)$$

para encontrar la fuerza F , σ_m nos indica que la fuerza de los conductores en el estátor debe ser igual y opuesta a la fuerza de los imanes en el rotor [62], por lo tanto, el torque electromagnético de salida es

$$T_{em} = \sigma_m \times 2\pi R_{ro}L \times R_{ro} = 2\sigma_m \times V_{rotor}, \quad (3.94)$$

por lo tanto,

$$\sigma_m = \frac{T_{em}}{2 V_{rotor}} = \frac{TRV}{2}. \quad (3.95)$$

σ_m es un parámetro importante de identificar, puesto que éste esfuerzo es la relación de las fuerzas entre el campo eléctrico y magnético en el entrehierro. En la Tabla 3.6 se presentan los rangos de valores ante diferentes diseños de máquinas eléctricas.

Para el diseño del RF-PMSG, se establece σ_m en un rango de valores de 5-20 kNm/m^2 para máquinas con imanes permanentes, estos valores son mas bajo debido a que el diseño de nuestra máquina no se implementa dispositivos de ventilación. Como antes mencionado en la sección anterior, TRV y σ_m son parámetros de validación al diseño, si cumple con los rangos establecidos en los requerimientos del diseño, al dimensionar el RF-PMSG.

Tabla 3.6. Esfuerzo cortante magnético σ_m

Clase de maquina	(σ_m kN/m ²)
Máquinas normal de imanes permanentes	5 - 20
Servo motores de alto rendimiento	20
Máquinas con liquido de enfriamiento	70 - 100

[52, 62]

3.9.6. Torque en vacío

El torque en vacío o sin carga eléctrica es mejor conocido como el cogging torque o torque de engrane, en las máquinas eléctricas de imanes permanentes.

Se define, como el torque que describe la interacción de los imanes permanentes del rotor que actúan sobre los dientes del estátor. Es decir, cuando los polos del rotor se alinean con los dientes del estátor, se requiere una fuerza para romper la atracción y esta fuerza se conoce como el cogging torque. Éste torque se considera perjudicial en los motores de imanes permanentes.

El valor del torque en vacío depende de la posición, de acuerdo con la ubicación de los dientes del estátor en relación con los imanes permanentes, ya que los imanes buscan constantemente una posición de mínima reluctancia. El cual puede ser expresada en términos de la razón de cambio de la reluctancia con respecto a la posición del rotor,

$$T_{cog} = -\frac{1}{2}\phi_g^2 \frac{d\mathcal{R}}{d\theta} \quad (3.96)$$

Este parámetro es uno de los indicadores importantes a evaluar en el diseño de máquinas de imanes permanentes. Puesto que tiende a un efecto no deseado en la salida de la máquina eléctrica, causante de vibración y ruido. Otra relación importante es que a mayor torque en vacío se produce mayor ondulación o torque de rizado cuándo es evaluado a plena carga.

En la literatura, se describe los siguiente métodos utilizados para reducir el cogging torque [40, 52] :

- Inclinación del rotor, es decir la inclinación de los imanes, considerando un factor de sesgo (k_s).
- El número de ranuras por polo por fase debe ser fraccionario (N_{spp}), debido a que si es ranura entera, el número de polos en el rotor se divide uniformemente en el número de ranuras en el estátor, se genera una mayor fuerza de atracción por el hecho de que cada borde de cada polo se alinea con las aberturas de las ranuras en el estátor. Por ello si N_{spp} es fraccionario este torque se reduce considerablemente.
- Inclinación de las ranuras del estátor con un factor de sesgo (k_s).

- Minimizar la abertura de la ranura (ω_s), el ancho del imán (τ_m) y/o el espesor del imán (l_m).

En el desarrollo del proyecto de tesis, no se optó por el sesgo de las ranuras en el estátor y polos en el rotor debido a que en el proceso de manufactura es de mayor complicación y aumenta los costos. Sin embargo, se considero una distribución de devanados distribuidos de ranura fraccionaria y a través de simulaciones de elementos finitos se determinó la abertura de la ranura (ω_s), el ancho del imán (τ_m) y/o el espesor del imán (l_m) adecuados, evaluando el rendimiento como parámetros de la THD de la señal de voltaje y el torque en vacío.

3.9.7. Ondulación del torque o torque de rizado

La ondulación del torque o torque de rizado, ocurre cuando la máquina eléctrica opera a plena carga es decir hay una demanda de corriente eléctrica. En otras palabras, es el torque electromagnético a plena carga ante condiciones nominales. Como antes mencionado el cogging torque tiene efecto en el torque de rizado, el cual se puede estimar de la siguiente manera:

$$T_{\text{rizado}} = \frac{T_{\text{máx}} - T_{\text{mín}}}{T_{\text{promedio}}} \times 100 \% \quad (3.97)$$

donde $T_{\text{máx}}$ y $T_{\text{mín}}$ son el par electromagnético máximo y mínimo desarrollado a plena carga, respectivamente, y T_{promedio} es el promedio de toda la señal estabilizada del torque a plena carga. Éste torque es un parámetro indicador del rendimiento del RF-PMSG, su efecto en el menor porcentaje es la disminución del ruido y la vibración que pueden llevar a la deformación del rotor.

Capítulo 4

Método de elementos finitos (FEM)

En este capítulo se describe los principios básicos del análisis de elementos finitos (FEA), las etapas de procesamiento en software FEM, el cual se considera importante en el análisis y diseño del máquinas eléctricas, aplicado al diseño del RF-PMSG. Así también, una descripción el software JMAG[®] Designer, empleado para la obtención del resultados y validación del diseño del RF-PMSG.

4.1. Introducción a método de elementos finitos (FEM)

El análisis de elementos finitos (FEA) es una buena herramienta para el diseño de máquinas eléctricas, los métodos numéricos para el diseño de máquinas se pueden clasificar en: a) el método de elemento de frontera (BEM) y b) el método de elementos finitos (FEM) [13].

El FEM; es un método numérico general para la aproximación de soluciones de ecuaciones diferenciales parciales muy complejas, utilizado hoy en día para la solución de problemas de campos vectoriales, en diversos problemas de ingeniería y física, un ejemplo es la solución del campo electromagnético considerando geometrías complejas, campos variables en el tiempo y condiciones no lineales debidas a la naturaleza propia de los materiales [59, 60, 67].

4.2. Conceptos generales en FEM

Las ecuaciones que rigen el comportamiento del continuo aplican también en el elemento. De esta forma se consigue pasar de un sistema continuo (infinitos grados de libertad), que es regido por una ecuación diferencial o un sistema de ecuaciones diferenciales, a un sistema con grado de libertad finito cuyo comportamiento se modela por un sistema de ecuaciones simultáneas.

Los elementos, nodos y malla son términos usados frecuentemente en FEM, la idea general del método de los elementos finitos es la división de un problema continuo en un conjunto de pequeños elementos interconectados por una serie de puntos llamados nodos o puntos nodales, al conjuntos de elementos y nodos forman la malla. En la Fig. 4.1 se representa al dominio como el total de la figura de forma cuadrado, se divide en ocho elementos triangulares de tres nodos.

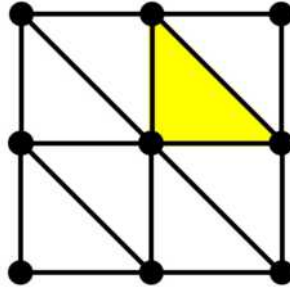


Figura 4.1. Elementos y nodos sobre una figura 2-D.

En cualquier sistema al analizar podemos distinguir entre:

- Dominio: Espacio geométrico donde se va a analizar el sistema.
- Condiciones de frontera: Variables conocidas y que condicionan el cambio del sistema.
- Incógnitas: Variables del sistema que deseamos conocer después de que las condiciones de contorno han actuado sobre el sistema.

El dominio se divide mediante puntos (en el caso unidimensional 1D), mediante líneas (en el caso bidimensional 2D) o superficies (en el caso tridimensional 3D), de forma que el dominio total en el estudio se aproxima mediante el conjunto de porciones (elementos) en que se subdivide (ver Fig. 4.2), esas divisiones pueden tener diferentes formas, tales como triangular, cuadrangular y entre otros, en el caso 2D. Sobre estos nodos se materializan las incógnitas fundamentales del problema. A estas incógnitas se les denomina grados de libertad de cada nodo del modelo. Los grados de libertad de un nodo son las variables que determinan el estado y/o posición del nodo.

El FEM, por tanto, se basa en transformar un cuerpo de naturaleza continua en un modelo discreto aproximado. El conocimiento de lo que sucede en el interior de este modelo del cuerpo aproximado, se obtiene mediante la interpolación de los valores conocidos en los nodos. Es por tanto una aproximación de los valores de una función a partir del conocimiento de un número determinado y finito de puntos [60].

El análisis con modelos 2D, es fácil de emplear y los tiempos de cálculos son menores a modelos 3D. Sin embargo, el tiempo en el análisis aumenta cuando la geometría es lo suficientemente fina, es decir, cuanto menor sea el tamaño de los elementos y mayor el número de elementos y nodos de una malla, pero se consigue obtener menor error en los resultados, esta precisión trae consigo un costo computacional significativo. A pesar de las crecientes capacidades de las computadoras actuales, una solución de análisis de elementos finitos toma de decenas de minutos a más de una hora.

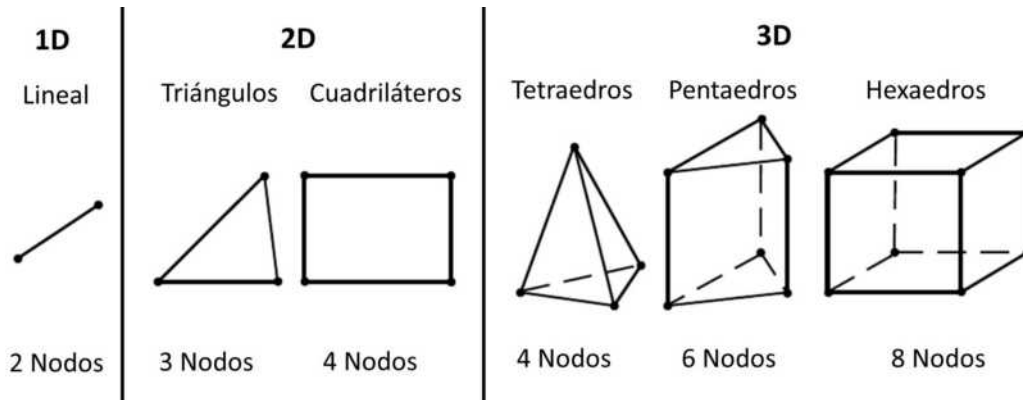


Figura 4.2. Tipos de elementos en FEM [60].

En la simulación por FEM, se debe de considerar la precisión y el tiempo de cálculo para decidir realizar una malla muy fina o de mayor tamaño, dependerá de nuestro caso de estudio. Algunos programas de FEA realizan mallados automáticos y con la posibilidad de configurar el mallado.

Además, con finalidad de reducir los tiempos de simulación es posible asignar condiciones de periodicidad y condiciones de simetría a las geometrías analizadas.

4.3. Métodos para la solución de los elementos finitos

Existen dos metodologías, para desarrollar las ecuaciones de los elementos finitos:

- Método de variación clásica (Método de Rayleigh-Ritz):
- Método de Galerkin

La aproximación variacional usa una expresión relacionada con la energía en el problema, a esta expresión se le llama funcional o función de funciones. La minimización de la funcional lleva a la solución de la ecuación diferencial parcial que se pretende resolver. El método de Galerkin es una forma particular de residuos ponderados, que se basa en la minimización del residual de la ecuación en derivadas parciales considerada [60, 67]

El FEM en electromagnetismo está generalmente asociado a métodos variacionales o a métodos residuales. En el primer caso, el procedimiento numérico se establece usando una función que debe minimizarse. Para cada problema se define una función particular. Vale la pena mencionar que para los problemas clásicos en 2D, las funciones son bien conocidas, pero para fenómenos poco usuales es necesario buscar una función de energía, lo cual puede ser una tarea difícil para algunos casos.

Además no se trabaja directamente con la ecuación física relacionada al problema, pero si con su correspondiente función. Contrariamente, los métodos residuales son establecidos directamente de la ecuación física que tiene que ser resuelta. Esta es una considerable ventaja

comparada con los métodos variacionales dado que, comparativamente es más simple y fácil de entender y aplicar [60, 61].

4.4. Condiciones de frontera

Las condiciones que expresan el comportamiento del problema de campo sobre las fronteras de la geometría son llamadas restricciones o condiciones de frontera y pueden ser de tres tipos de condiciones [60, 61]:

- Dirichlet
- Neumann
- Periodicidad

La correcta asignación de las condiciones de frontera en el modelo estudiado es de importancia fundamental para la solución del problema, pueden ayudar a reducir las dimensiones del modelo en estudio.

Para asegurar una solución única de la ecuación de difusión no lineal, es esencial especificar las condiciones imperantes en las fronteras de la región del problema.

Dos condiciones de frontera se encuentran comúnmente en el análisis de las máquinas eléctricas: Condición de Dirichlet y condición de Neumann.

Las condiciones de Dirichlet prescriben valores de la función desconocida. Estos valores con frecuencia son cero en el análisis con elementos finitos de las máquinas eléctricas rotatorias. Los nodos en la región discretizada con valores fijados a cero son descartados. El modelo del elementos finitos siempre requiere al menos un nodo donde el valor de la función sea conocido para garantizar la unicidad de los cálculos. Las condiciones de Neumann especifican la derivada con respecto a la normal de la función desconocida en la frontera. La derivada con respecto a la normal igual a cero, también es una condición frecuentemente encontrada en el análisis de máquinas eléctricas. Su implementación numérica se alcanza fácilmente con solo permitir que los nodos sobre esta frontera varíen como cualquier nodo interno.

4.5. Etapas en el análisis en programas de FEM

Los programas mas empleados en el análisis electromagnético para el diseño y evaluación de dispositivos electromagnéticos y maquinas eléctricas, son [59]:

- MagNet de Infolytica Co., Montreal, Canada,
- Maxwell de Ansoft Co., Pittsburgh, PA, U.S.A.

- Flux de Magsoft Co., Troy, NY, U.S.A.
- JMAG de JSOL Co., Tokyo, Japón
- Opera de Vector Fields Ltd., Oxford, U.K.

Para llevar a cabo el análisis en programas basados en el método de elementos finitos (FEM), se dividen en tres principales etapas[59]:

4.5.1. Pre-procesamiento

En esta etapa, el modelo de elementos finitos es creado por el usuario, se define la geometría, los materiales involucrados, el circuito eléctrico y restricciones (condiciones).

- **Dibujo de la geometría:** Para la representación de la geometría es posible hacer la integración con softwares de diseño CAD (Diseño Asistido por Computadora, por sus siglas en inglés). Esa integración permite lograr mejores resultados con un análisis más eficiente. Este
- **Materiales:** A las diferentes regiones del modelo de la geometría se les asignan un material donde se especifica las propiedades magnéticas. Los materiales pueden tener características magnéticas lineales o no lineales.
- **Circuito eléctrico:** Las regiones donde se especifican los devanados se define el número de vueltas, resistencia y corriente eléctrica.
- **Restricciones:** Los bordes del modelo generalmente necesitan restricciones, se pueden definir las restricciones periódicas y condiciones del modelo.

4.5.2. Procesamiento

Durante el procesamiento, el programa resuelve numéricamente las ecuaciones del campo, en este modelo se establece el análisis a emplear (electrostático, magnético y corrientes de eddy), de acuerdo a las condiciones y el tipo de estudio definidas en la etapa de pre-procesamiento.

En esta etapa también se define el mallado de la geometría del caso de estudio antes de iniciar la simulación. La precisión de la solución de elementos finitos depende de la topología de malla, por lo tanto, es una parte importante en el modelo de elementos finitos. Existen dos tipos de generadores de malla: El primero es un generador analítico de malla que define la geometría del problema utilizando grandes elementos globales. Estos elementos globales se refinan posteriormente de acuerdo con el usuario, por lo general de forma automática. El otro tipo de generador de malla es un generador sintético donde el usuario diseña una región de malla en un nivel de nodo por nodo y el modelo es la unión de varias regiones de malla diferentes.

Actualmente los softwares de elementos finitos pueden generar una malla automáticamente a partir del contorno geométrico del problema dibujado en software CAD. Estos generadores de malla usualmente construyen la malla usando un método de triangulación Delaunay. En la Fig. 4.3 se muestra los componentes del mallado del RF-PMSG.

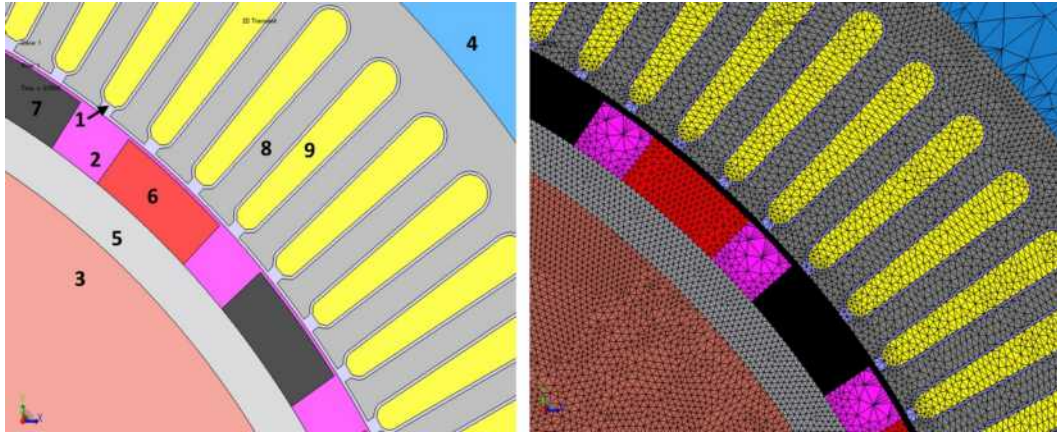


Figura 4.3. Descripción de los elementos del mallado.
(1-4) Regiones de aire, (5) Rotor, (6-7) Polos (imanes permanentes), (8) Estator, (9) Devanados.

4.5.3. Post-procesamiento

El post-procesamiento es un módulo interactivo que muestra las cantidades del campo electromagnético; el potencial del vector magnético, la densidad de flujo, la intensidad del campo. Además, da al usuario los resultados del análisis de elementos finitos; torque, energía, potencia, inductancias y entre otros.

4.6. Software JMAG[®] Designer

Es un software de simulación para diseño y desarrollo de equipos electromecánicos desarrollado por la compañía JSOL Corporation ©, basado en el método de elementos finitos, analiza con precisión los fenómenos físicos complejos dentro de una geometría, siendo una útil herramienta de diseño para máquinas eléctricas [68]. Este software de FEM, se empleó para la obtención de los resultados de la tesis.

JMAG, tiene incorporado las siguientes funciones de análisis [69]:

- Análisis de campo magnético
- Análisis de campo eléctrico
- Análisis estructural

- Análisis térmico
- Análisis multifísico
- Análisis acoplado (Co-Simulación)

Y los siguientes productos de simulación[69]:

- JMAG Designer: Es la parte principal del software de simulación basado en FEM y permite el diseño y análisis del campo eléctrico, campo magnético, térmico y estructural.
- JMAG RT: Es una herramienta que permite simulaciones de circuitos de electrónica de potencia con programas externos como Simulink y PSIM utilizando los datos de resultados del análisis de FEM en JMAG, permitiendo obtener el diagrama de bloques representativo del modelo diseñado, para analizar su comportamiento dinámico.
- JMAG VTB: Herramienta de análisis basado en escenarios.
- JMAG for Catia: Enlaza el entorno de dibujo de CATIA con el de simulación JMAG.
- JMAG- Express: Herramienta de diseño preliminar de maquinas eléctricas y análisis de modelos 2D, realiza de forma rápida el diseño aproximado de la máquina eléctrica.

En nuestro trabajo de investigación el producto empelado es JMAG-Designer ver 17.0 (ver Fig. 4.4), donde se llevaron a cabo las simulaciones de elementos finitos en condiciones de vacío y carga del RF-PMSG de 10 kW para la determinación del diseño final.



Figura 4.4. JMAG-Designer ver 17.0.