

RUSCHETTI, CRISTIAN
Diseño de generadore

2012

71118

71118



UNIVERSIDAD NACIONAL DE RÍO CUARTO

FACULTAD DE INGENIERÍA



Creer... Crear... Crecer...

**Diseño de Generadores Sincrónicos de Imanes
Permanentes de Velocidad Variable para Turbinas
Eólicas**

Disertación presentada

por

Cristian Roberto Ruschetti

para la obtención del grado de
Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Director: Dr.Ing. Guillermo O. García

Co-Director: Dr.Ing. Guillermo R. Bossio

Río Cuarto, Córdoba, Argentina Abril de 2012

71118

71118

REF:
Clasif:
T-722

DISEÑO DE GENERADORES SINCRÓNICOS DE IMANES PERMANENTES DE VELOCIDAD VARIABLE PARA TURBINAS EÓLICAS

Por

Cristian Roberto Ruschetti



Dr. Ing. Guillermo O. García
Director

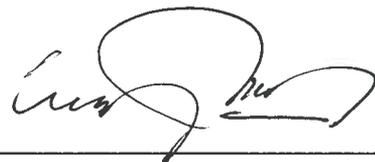


Dr. Ing. Guillermo R. Bossio
Co-director

Aprobada por:



Dr. Ing. Juan Carlos Gómez
Targarona



Dr. Ing. Enrique Mombello



Dr. Ing. Renato Carlson

Dr. Ing. Luis Aromataris



PhD. Ing. Leonardo Molisani
Secretario de Posgrado de la
Facultad de Ingeniería



M. Sc. Jorge Barra
Secretario de Posgrado y
Cooperación Internacional de la UNRC

Río Cuarto, Abril de 2012

Dedicada a Gabriela, por su amor y apoyo incondicional.

A mis hijas, Fiorella y Sofía.

A mis padres, Nélica y Roberto.

A mis suegros, Lidia y Rubén.

A toda mi familia y a amigos.

Resumen

En este trabajo de tesis, en una primera parte, se analizan y desarrollan modelos para el diseño de máquinas eléctricas de imanes permanentes (MIP) con el objetivo de aumentar la densidad de potencia y evaluar su desempeño ante eventuales fallas por desmagnetización de los imanes permanentes. En la segunda parte se presenta el diseño analítico de un generador de imanes permanentes de 33,5 kW, la verificación del diseño usando el método de los elementos finitos y la correspondiente validación experimental mediante un prototipo destinado a formar parte de un sistema de generación electro-eólica, desarrollado como parte de los trabajos de tesis, en el marco de un proyecto de transferencia entre el GEA-UNRC, el INTELYMEC-UNICEN y la empresa INVAP Ing.

En primer lugar se analiza la incidencia de las formas de onda de fuerza electromotriz inducida y corriente sobre la potencia de una MIP genérica. Tomando como base los resultados de este análisis se proponen modelos analíticos para representar la fuerza electromotriz inducida y el par de reluctancia en MIP de paso fraccionario y bobinados concentrados de simple capa.

Se analiza el efecto de la desmagnetización parcial del rotor para distintas conexiones de los bobinados del estator. Se propone un modelo básico para el análisis, posteriormente se efectúa un análisis por el método de los elementos finitos y se proponen factores para cuantificar la severidad de la falla. Finalmente se obtienen resultados experimentales usando una máquina experimental de 3 kW con el objetivo de validar la metodología de análisis propuesta en esta tesis.

En la segunda parte de la tesis se presenta el diseño analítico de una MIP de

33,5 kW, el cual se evalúa y verifica mediante un análisis por el método de los elementos finitos. Posteriormente se presentan ensayos experimentales, realizados con un prototipo construido específicamente según el diseño y análisis previo, que permiten validar la metodología de diseño utilizada.

Los principales aportes teóricos de este trabajo de tesis están relacionados con el desarrollo de modelos para el diseño de MIP y el análisis del desempeño ante una desmagnetización del rotor. El desarrollo y transferencia de un prototipo de generador de 33,5 kW a una empresa, para su producción, se considera un aporte tecnológico de interés nacional.

Abstract

Models for the design of permanent magnet synchronous machines (PMSM) are analyzed in the first part of this thesis in order to improve power density and evaluate their performance in presence of demagnetization faults. In the second part, the analytical design of a 33,5 kW PMSM is presented. In addition, a verification of that design using the Finite Element Method is carried out as well as an analysis and experimental validation using an experimental prototype. This prototype is developed as part of the thesis work and is intended to be part of a developing project of a wind-power system among GEA-UNRC, INTELYMEC-UNICEN and INVAP.

In the first place, the incidence of the induced electromotive force (EMF) and currents on the power of a generic PMSM is analyzed. Based on the results of this analysis, analytical models are suggested to represent the induced EMF and the reluctance torque in PMSM with fractional-slot and single-layer concentrated windings.

The effects of partial rotor demagnetization for different connections of the stator windings are analyzed. First, a basic model is proposed for the analysis. Then, the analysis is carried out using the Finite Element Method and fault severity factors are proposed. Finally, in order to validate the analytical methodology proposed, experimental results using a 3 kW PMSM are also presented.

The analytical design of a 33,5 kW PMSM, which can be evaluated and validated using the Finite Element Method is presented in the second part of this thesis. Then, experimental tests using a prototype are carried out in order to validate the proposed design methodology. The latter was built based on the design and analysis used to validate the methodology previously mentioned.

The main theoretical contributions of this work are related to the development of models for the design of PMSMs and the analysis of the behavior of them for rotor demagnetization conditions. The development and transfer of the 33,5 kW PMSM prototype for a national company is considered a technological contribution of national interest.

Agradecimientos

El trabajo realizado en esta tesis fue posible gracias a las becas y subsidios otorgados por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), por el Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MinCyT), por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y por la escuela de posgraduación de la UNRC.

Agradezco a la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional del Centro de la Provincia de Buenos Aires por su constante apoyo y su disposición para permitirme completar mi formación académica y continuar con actividades de docencia dentro de la institución.

Agradezco a mis directores de tesis por su continua orientación, apoyo incondicional y amistad. A mis compañeros de trabajo por su amistad, colaboración y constante apoyo y a todos los integrantes del Grupo de Electrónica Aplicada de la UNRC.

Índice general

Página de título	I
Dedicatoria	V
Resumen	VII
Abstract	IX
Agradecimientos	XI
Índice general	XIII
Índice de figuras	XVII
Índice de tablas	XXI
1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Desarrollo tecnológico	2
1.3. Descripción del problema	3
1.4. Antecedentes y discusión de los temas tratados	12
1.4.1. Análisis de la FEM y par de reluctancia	12
1.4.2. Análisis del efecto de la desmagnetización del rotor	14
1.5. Objetivos	16
1.5.1. Objetivo general	16
1.5.2. Objetivos específicos	16
1.6. Aportes realizados durante este trabajo de tesis	17
1.7. Organización de la tesis	18
2. Análisis de la FEM y el par de reluctancia	21
2.1. Introducción	21
2.2. Potencia eléctrica a partir de las formas de onda de FEM y corriente	24
2.2.1. Formas de onda de FEM inducida	25
2.2.2. Análisis con corrientes de igual valor eficaz	27
2.2.3. Análisis con corrientes de igual valor pico	32
2.3. Distribución de bobinados y FMM	36
2.3.1. Distribución sinusoidal de bobinados	36
2.3.2. Distribución no sinusoidal de bobinados	38

2.4.	Modelado de la FEM inducida	40
2.4.1.	Distribución de bobinados	41
2.4.2.	Distribución de flujo	45
2.4.3.	Modelo de la FEM inducida	48
2.4.4.	Sumario del modelo de FEM	56
2.5.	Modelo analítico del par de reluctancia	56
2.5.1.	Validación del modelo con resultados obtenidos por EF	65
2.5.2.	Sumario del modelo de par de reluctancia	67
2.6.	Discusión y conclusiones	68
3.	Análisis del efecto de la desmagnetización del rotor	71
3.1.	Introducción	71
3.2.	Modelo básico de desmagnetización	76
3.3.	Modelo de desmagnetización por el MEF	79
3.4.	Análisis de la desmagnetización por EF	82
3.4.1.	Bobinados Serie	82
3.4.2.	Bobinados Paralelo	84
3.5.	Resultados experimentales	90
3.6.	Demérito producido por la desmagnetización del rotor	97
3.7.	Discusión y conclusiones	99
4.	Diseño analítico de la máquina	101
4.1.	Introducción	101
4.2.	Especificaciones básicas del generador	105
4.3.	Dimensionamiento de la geometría del generador	106
4.3.1.	Determinación del número de polos y ranuras	107
4.3.2.	Dimensionamiento del entrehierro	108
4.3.3.	Verificación del paso de ranura	112
4.3.4.	Dimensionamiento de los imanes	114
4.3.5.	Dimensiones de rotor y estator	117
4.4.	Cálculo del devanado del estator	119
4.4.1.	Dimensionamiento del bobinado	120
4.4.2.	Verificación de la densidad de corriente en los devanados	122
4.4.3.	Cálculo de la resistencia del bobinado	122
4.4.4.	Cálculo de la inductancia del bobinado	123
4.4.5.	Cálculo de caída de tensión	124
4.5.	Cálculo de las pérdidas y el rendimiento	125
4.5.1.	Cálculo de las pérdidas eléctricas	125
4.5.2.	Cálculo de las pérdidas magnéticas	125
4.5.3.	Rendimiento estimado	127
4.6.	Cálculo del par de reluctancia	128
4.7.	Verificación de la desmagnetización de los imanes	129

4.8. Resumen de los parámetros calculados	130
4.9. Sumario	132
5. Verificación numérica por el método de los elementos finitos	133
5.1. Introducción	133
5.2. Pre-proceso	135
5.2.1. Diseño del dominio de análisis	135
5.2.2. Selección de las características del material y mallado	136
5.2.3. Definición de las fuentes	138
5.2.4. Definición de las condiciones de contorno del modelo	140
5.3. Solución	141
5.3.1. Tipo de análisis	141
5.3.2. Resolución del sistema de ecuaciones	142
5.4. Post-proceso	142
5.4.1. Cálculo en vacío	143
5.4.2. Cálculo con carga resistiva	148
5.5. Cálculo con carga RL	156
5.6. Sumario	157
6. Ensayos experimentales sobre el generador de 33.5 kW	159
6.1. Introducción	159
6.2. Banco de ensayos	160
6.3. Medición de los parámetros del generador	162
6.3.1. Medición de resistencia estatórica	162
6.3.2. Medición de inductancia estatórica	163
6.4. Ensayos en vacío del generador	164
6.4.1. Análisis termográfico	169
6.5. Ensayos con carga	171
6.5.1. Ensayos con carga resistiva	171
6.6. Análisis de la dinámica térmica	179
6.7. Sumario	183
7. Conclusiones y trabajos futuros	185
7.1. Conclusiones	185
7.2. Propuestas para trabajos futuros	191
Bibliografía	193
A. Características de los materiales utilizados en el diseño	205
A.1. Aceros eléctricos utilizados en el prototipo: características magnéticas.	205
A.2. Acero al silicio de grano no-orientado M530-50 - Surahammar Bruks	207
A.3. Imanes permanentes de NdFeB N44H: características magnéticas . . .	208

B. Resumen de los resultados software de diseño.	209
C. Ensayos experimentales generador IVS4500	215
Resumen	216
C.1. Introducción	217
C.2. Modelo de Elementos Finitos	218
C.3. Medición de la resistencia estatórica	220
C.4. Ensayo en vacío	221
C.5. Ensayo con carga resistiva	225
C.6. Análisis de la dinámica térmica del bobinado y los imanes	230
C.7. Apéndice A: Sistema de medición de par.	232

Índice de figuras

1.1. Esquema del sistema electro-eólico.	2
1.2. Sistema utilizado por Enercon.	4
1.3. Generador Enercon.	5
1.4. Sistema UNIPower - IMPSA Wind.	5
1.5. Sistema utilizado por General Electric.	6
1.6. Topologías de máquinas de IP	8
1.7. Posibles topologías de bobinados de MIP.	9
2.1. Formas de onda de FEM analizadas.	26
2.2. Formas de onda de corrientes.	28
2.3. Potencia instantánea con FEM sinusoidal.	28
2.4. Potencia instantánea con FEM cuadrada.	29
2.5. Potencia instantánea con FEM Trapezoidal.	29
2.6. Formas de onda de corrientes con igual valor pico	33
2.7. Potencia instantánea con FEM sinusoidal.	33
2.8. Potencia instantánea con FEM cuadrada.	34
2.9. Potencia instantánea con FEM Trapezoidal.	34
2.10. Distribución de la FMM con corriente de secuencia positiva.	38
2.11. Distribución de FMM para el tercer armónico	40
2.12. Bobinados concentrados no superpuestos.	42
2.13. Esquema simplificado de la máquina y distribución de bobinados.	42
2.14. Distribución de bobinados para la fase a	43
2.15. Distribución de densidad de flujo para $T_m = 0,9\pi$ y $\gamma = 0,05$	46
2.16. Distribución de densidad de flujo, calculada con la ec. (2.23)	47
2.17. Contenido armónico de la densidad de flujo.	48
2.18. FEM inducida para $q = 0,5$	50
2.19. FEM inducida para $\beta = \pi/6$	50
2.20. FEM inducida para $\beta = \pi/6$ y $0,2857 \leq q \leq 0,5$	52
2.21. Valor eficaz de FEM inducida para $\pi/6 \leq \beta \leq \pi/4$ y $0,25 \leq q \leq 0,5$	53
2.22. Valor eficaz de FEM inducida.	54

2.23. Valor eficaz de FEM inducida para la restricción ec. 2.34.	55
2.24. Geometría de una ranura y longitud del camino magnético.	59
2.25. Permeancia relativa del entrehierro al cuadrado para un paso de ranura.	61
2.26. Resultados del modelo de par de reluctancia para $0 \leq \delta \leq 0,2$	64
2.27. Amplitud máxima del par de reluctancia para $0 \leq \delta \leq 0,2$	65
2.28. Modelo de elementos finitos para $\delta = 0,2$	66
2.29. Comparación resultados de los modelos	67
2.30. Máximo del par de reluctancia para $0 \leq \delta \leq 0,2$	68
3.1. Conexión de bobinados.	75
3.2. Circuitos básicos.	77
3.3. Espectro en frecuencia de la corriente de fase, con bobinado serie.	80
3.4. FFT de las corrientes de fase y rama. Bobinados en paralelo.	80
3.5. Esquema utilizado para el cálculo por el MEF.	81
3.6. Conexiones de bobinados para la simulación por el MEF.	82
3.7. Corriente de fase de la MIP con bobinado serie.	83
3.8. Espectro de frecuencia de las corrientes con bobinado serie.	83
3.9. Forma de onda de corriente del circuito 1 de la fase A.	84
3.10. Forma de onda de corriente de fase y rama.	85
3.11. FFT corriente de rama con $B_r = 100\%$	85
3.12. FFT corriente de rama para carga $P = 55\%$ y fallas.	86
3.13. FFT corriente de fase para carga $P = 55\%$ y fallas.	87
3.14. FFT corriente de rama para carga $B_r = 83,3\%$ y carga variable.	87
3.15. F_{sf} en función de la pérdida de B_r . Simulación.	88
3.16. F_{sfN} en función de la pérdida de B_r . Simulación.	89
3.17. Espectro en frecuencia del T_e	90
3.18. Prototipo de MIP usada para los resultados experimentales.	91
3.19. Forma de onda de corriente de fase A y rama A1, con $P = 55\%$	91
3.20. Imagen del imán fragmentado.	92
3.21. Espectro de frecuencia de las corrientes de rama A1.	92
3.22. Espectro en frecuencia de las corrientes de fase A.	93
3.23. Espectro en frecuencia de las corrientes de rama A1.	94
3.24. Espectro en frecuencia de las corrientes de rama A1.	95
3.25. F_{sf} en función de la pérdida de B_r . Experimental.	95
3.26. F_{sfN} en función de la pérdida de B_r . Experimental.	96
3.27. Factor de severidad de falla.	96
3.28. Tensión en función de la corriente con desmagnetización. Experimental.	97
3.29. Corriente de rama en función de la corriente de carga. Experimental.	98
3.30. Factor de demérito en función de la desmagnetización. Experimental.	98
4.1. Geometría básica de la máquina a diseñar.	106
4.2. Esquema de las dimensiones mecánicas del generador.	109

4.3. Esquema de un sector del devanado de 81 ranuras, 36 polos.	119
4.4. Esquema completo del devanado del generador.	120
4.5. Dimensiones aproximadas de una bobina.	122
4.6. Diagrama fasorial de fase del generador.	124
4.7. Resultado del modelo analítico del par de reluctancia.	128
4.8. Dimensiones finales del diseño	131
5.1. Dominio utilizado para el cálculo por el MEF.	136
5.2. Curvas de características magnéticas de los aceros utilizados.	137
5.3. Malla del dominio de estudio.	138
5.4. Esquema de un sector del bobinado.	139
5.5. Esquema circuital para carga R.	140
5.6. Condiciones de contorno.	141
5.7. FEM inducida por fase.	143
5.8. Diagrama fasorial de la FEM inducida.	144
5.9. FFT vectorial de la FEM inducida de fase.	145
5.10. FFT de la FEM inducida de fase.	145
5.11. Par de reluctancia en función de la posición del rotor.	146
5.12. Distribución de la densidad de flujo magnético.	148
5.13. Distribución de flujo magnético.	149
5.14. Tensión a bornes del generador.	150
5.15. Corriente a bornes del generador, con carga máxima.	151
5.16. Espectro armónico de la corriente de carga.	151
5.17. Pérdidas en el hierro del estator.	152
5.18. Pérdidas en el hierro del rotor, por corrientes inducidas.	153
5.19. Pérdidas en el hierro del estator en función de la potencia de carga.	154
5.20. Pérdidas en el hierro del rotor en función de la potencia de carga.	154
5.21. Pérdidas en los bobinados estáticos, en función de P	155
5.22. Rendimiento del generador.	155
5.23. Regulación de tensión del generador.	156
6.1. Banco de ensayos.	161
6.2. Generador montado en el banco de ensayos.	161
6.3. Circuito utilizado para la medición de las inductancias.	163
6.4. Forma de onda de la FEM inducida.	164
6.5. Diagrama fasorial de la FEM inducida.	165
6.6. Espectro armónico de la FEM inducida.	166
6.7. FEM inducida en función de la velocidad.	167
6.8. Constante de FEM del generador.	167
6.9. Curva de pérdidas en vacío.	168
6.10. Termografía en vacío	170
6.11. Esquema de conexión de la carga.	172

6.12. Rendimiento del generador.	174
6.13. Detalle del rendimiento del generador.	174
6.14. Regulación de tensión a bornes del generador.	175
6.15. Tensiones de línea del generador.	176
6.16. Corrientes de fase del generador.	176
6.17. Representación fasorial de tensiones y corrientes.	177
6.18. FFT vectorial de la corriente, con carga nominal.	179
6.19. Evolución de la temperatura dentro de la ranura del estator.	180
6.20. Disminución de la FEM inducida por efecto de la temperatura.	181
6.21. Termografía con carga	182

Índice de tablas

2.1. Valores eficaces de las FEMs analizadas	26
2.2. Potencias medias en <i>p.u.</i> para corriente con igual valor eficaz.	30
2.3. Pulsación de potencia para corriente con igual valor eficaz.	31
2.4. Potencias medias en <i>p.u.</i> para corriente con igual valor pico	35
2.5. Pulsación de potencia para corriente con igual valor pico.	35
2.6. Desfasaje de la FEM inducida.	55
2.7. Puntos para el cálculo aproximado de la permeancia	61
2.8. Características de un generador 5kW.	64
3.1. Características de la máquina utilizada para el análisis.	76
3.2. Amplitudes de la componente 1X de las corrientes con bobinado serie.	84
4.1. Especificaciones básicas del diseño.	105
4.2. Resumen de los parámetros calculados.	130
5.1. Materiales utilizados en el modelo del MEF.	137
5.2. Contenido armónico de la FEM obtenido por EF.	146
5.3. Pérdidas magnéticas del generador.	147
5.4. Potencias y valores de resistencia de fase para el cálculo por el MEF	149
6.1. Resistencia del bobinado.	162
6.2. Contenido armónico.	165
6.3. Resultados del ensayo en vacío.	168
6.4. Resumen de los resultados de los ensayos con carga resistiva.	173
6.5. Contenido armónico de la corriente.	178
A.1. Característica magnética acero SAE1008	206
A.2. Característica magnética acero al silicio E230 - Arcelor Mittal.	206

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

La motivación de este trabajo tesis surgió del interés del tesista en profundizar sus conocimientos en temas relacionados con el diseño de máquinas eléctricas.

La obtención por parte del tesista de una beca doctoral del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), en coincidencia con la concreción de un proyecto de desarrollo tecnológico entre INVAP Ing. S.A. y el GEA-UNRC, subsidiado por el Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MinCyT), hicieron posible financiar los trabajos de tesis, los que incluyeron el desarrollo de un generador especial de 30kW y su transferencia.

La motivación personal del tesista, sumada a la oportunidad de trabajar en el citado proyecto de desarrollo tecnológico, hizo que los estudios e investigaciones relacionados con la presente tesis se orientase a temas específicos vinculados con los sistemas de generación electro-eólica y en particular los generadores eléctricos aplica-

bles a estos sistemas.

1.2. Desarrollo tecnológico

El proyecto en el cual participa el tesista tiene como objetivo desarrollar un sistema de generación electro-eólico de 30kW (Figura 1.1).

El sistema está compuesto por un generador eléctrico trifásico, el cual es acoplado directamente a la turbina eólica. El generador es conectado a una barra de corriente continua por medio de un convertidos CA-CC que permite controlar el flujo potencia. Conectados a la barra de CC se encuentran un banco de baterías y un convertidor de frente activo que vincula el sistema con las cargas y permite la interconexión y sincronización con otros sistemas de generación existentes.

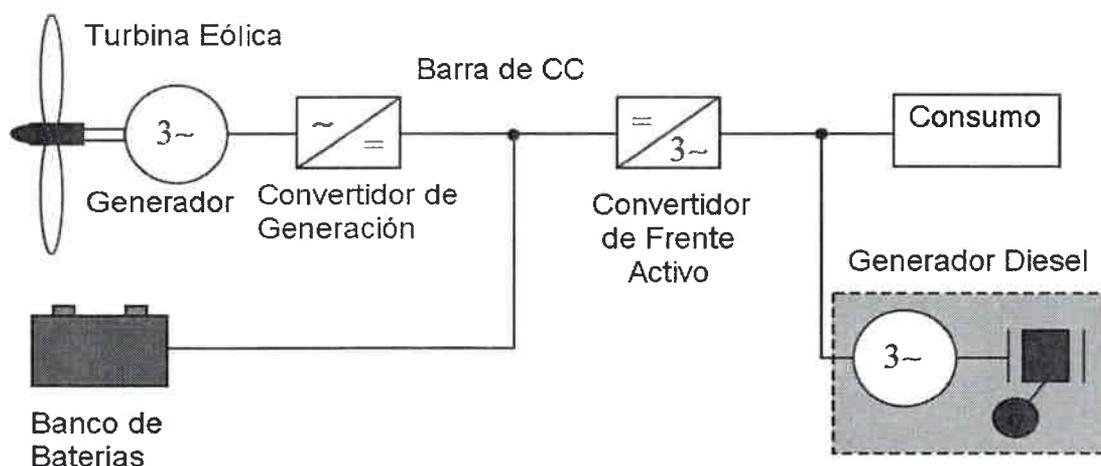


Figura 1.1: Esquema del sistema electro-eólico.

1.3. Descripción del problema

Como se mencionó en la Sección 1.1, los estudios e investigaciones relacionados con la presente tesis se orientaron a temas específicos enfocados a generadores eléctricos para sistemas de generación electro-eólico. A pesar de esto, los resultados obtenidos son validos para máquinas eléctricas de imanes permanentes en general.

Los sistemas actualmente utilizados para la generación de energía eléctrica a partir de la energía eólica, llamados aerogeneradores, se encuentran compuestos principalmente por una turbina y un generador eléctrico. Los aerogeneradores transforman la energía cinética del viento en energía eléctrica. La energía generada puede almacenarse en acumuladores o inyectarse a un subsistema o sistema eléctrico interconectado.

Los generadores destinados a formar parte de los aerogeneradores normalmente son diseñados para sastifacer determinadas especificaciones, propias de la aplicación. En primer lugar hay que compatibilizar el régimen de velocidad de las turbinas y de los generadores.

La velocidad angular de las turbinas eólicas oscila entre 10 y 300 rpm, dependiendo de su tamaño. Estas velocidades resultan menores a las velocidades necesarias para el funcionamiento eficiente de los generadores convencionales, la cual se encuentra en torno a 1500 rpm. Por lo mencionado anteriormente es necesario utilizar cajas mecánicas multiplicadoras de velocidad entre las turbinas y los generadores. Estas cajas mecánicas elevan el costo del sistema, producen una disminución en el rendimiento global del mismo, exigen mayor mantenimiento, son una de las principales causas de fallas en aerogeneradores y producen ruido indeseados durante la operación [1].

A partir de la década del 90 algunos diseñadores comenzaron a proponer genera-

dores directamente acoplados a las turbinas [1, 2, 3, 4, 5, 6], para lo cual es necesario construir generadores de baja velocidad, con un número elevado de polos magnéticos. Como ejemplos de sistemas con acoplamiento directo entre turbina y generador se pueden mencionar algunas empresas, que han adoptado este tipo de tecnología, como Enercon (Figuras 1.2 y 1.3), IMPSA (Fig. 1.4) y General Electric (Fig. 1.5).

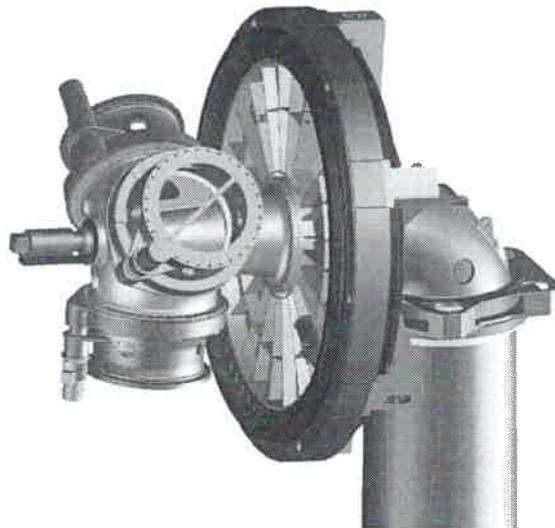


Figura 1.2: Sistema utilizado por Enercon.

Una alternativa para la construcción de generadores de baja velocidad es la utilización de máquinas eléctricas de imanes permanentes, con imanes de tierras raras de alta energía, como por ejemplo las aleaciones de NdFeB (Neodimio-Hierro-Boro), SmCo (Samario-Cobalto) o SmFeN (Samario-Hierro-Nitrógeno). Una de las principales ventajas de las máquinas de imanes permanentes (MIP) radica en la reducción del volumen y peso (mayor densidad de potencia) en comparación con las máquinas tradicionales. Además, con máquinas de imanes permanentes se logran mayores

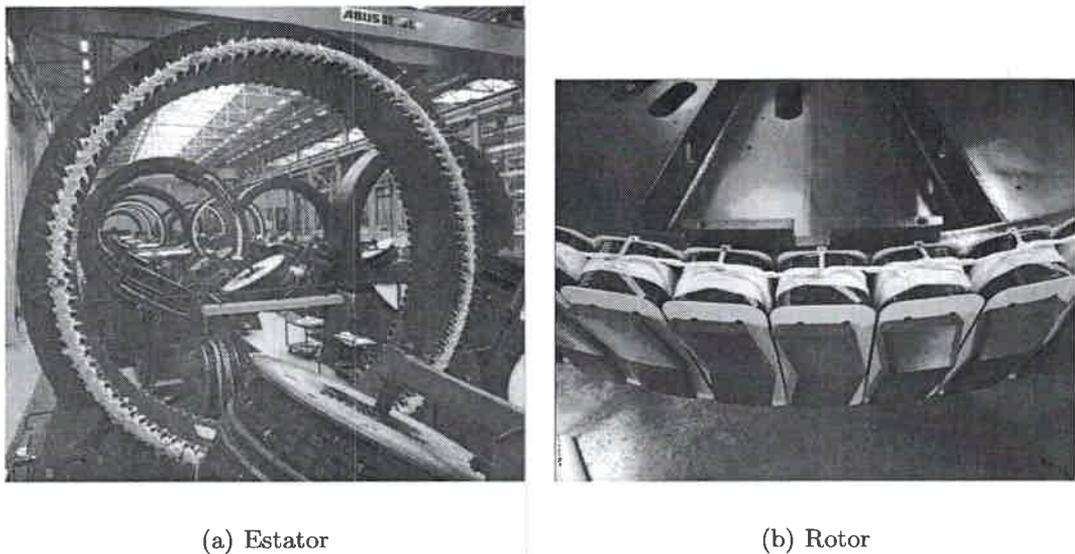


Figura 1.3: Generador sincrónico con excitación eléctrica - Enercon.

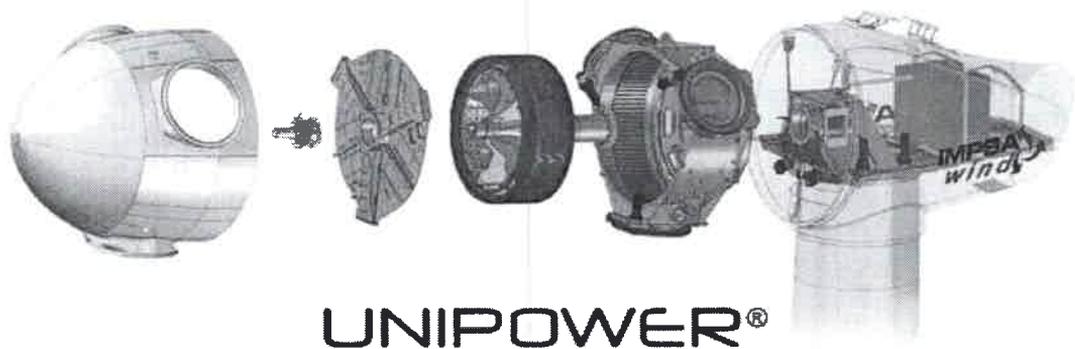


Figura 1.4: Sistema UNIPOWER - IMPASA Wind.

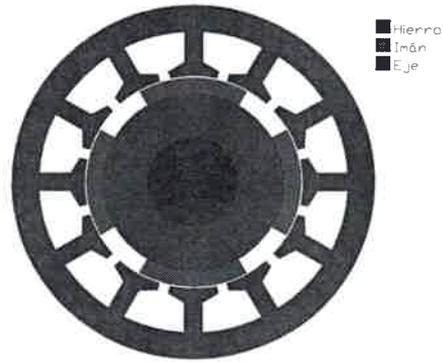
rendimientos [7].

Los actuales grandes generadores eólicos están montados en torres de unos 100m de altura. Estas torres tienen que soportar el peso de los generadores, por lo que cuanto más livianos estos sean menor podrá ser la estructura de la torre, incidiendo

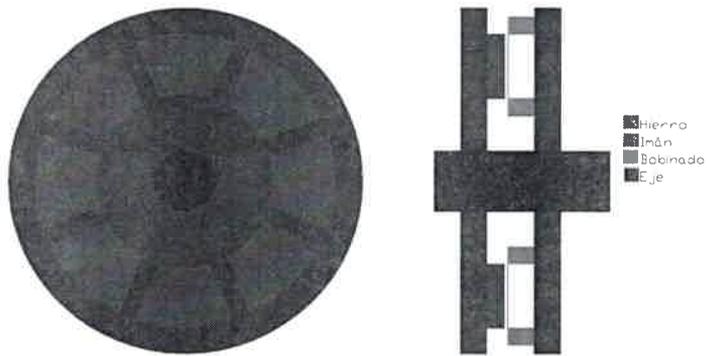
máquinas modulares. Éstas poseen una disposición de estator conformada por módulos individuales que integran una parte del núcleo magnético con su correspondiente bobinado (fig. 1.6(d)). De este modo es posible lograr un mejor aprovechamiento de los espacios del generador, debido a que las bobinas pueden montarse individualmente y por ende con un mejor aprovechamiento de las ranuras, facilitando además la construcción de la máquina [17, 18].

Además de las diferentes opciones en lo que se refiere a los aspectos constructivos descriptos anteriormente, también existen diferentes opciones en cuanto al tipo de bobinado a utilizar en los devanados del generador. Existen bobinados denominados clásicos o distribuidos (fig. 1.7(a)) y bobinados denominados concentrados, los cuales pueden subdividirse en superpuestos (fig. 1.7(b)) y no superpuestos de doble capa (figuras 1.7(c)) y de simple capa (1.7(c)). Estos últimos fueron utilizados por su simplicidad constructiva y por la estrecha relación con el desarrollo de máquinas eléctricas modulares. Otras ventajas son la reducción del volumen de cobre utilizado, la disminución de las pérdidas por efecto Joule, el aumento del rendimiento y una mayor densidad de potencia con respecto a las máquinas tradicionales [19, 10, 20, 21]. Si bien se plantea la posibilidad de obtener diseños más compactos, es posible conseguir también menores costos, mayor simplicidad y practicidad para la fabricación automatizada cuando se trata de máquinas con bobinados concentrados [22, 23]. Este es uno de los temas específicos que se investigó en esta tesis.

En las máquinas de imanes permanentes se manifiesta un fenómeno conocido como par de reluctancia o “*cogging torque*”. Tal fenómeno está originado por la tendencia de los imanes a alinearse con los dientes del estator de manera tal de minimizar la



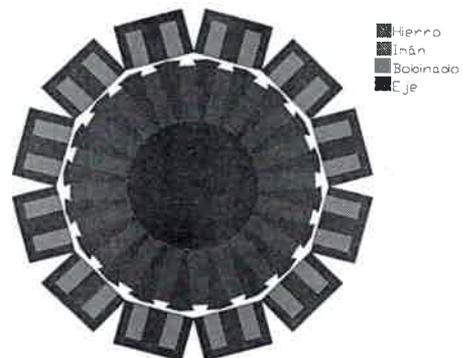
(a) Radial con rotor interior



(b) Axial

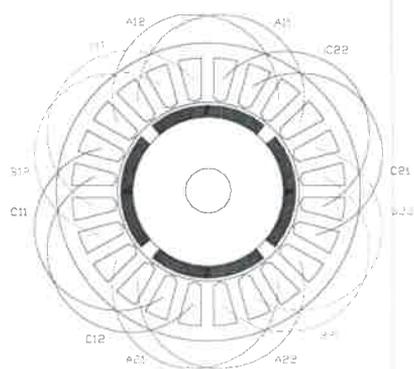


(c) Radial con rotor exterior

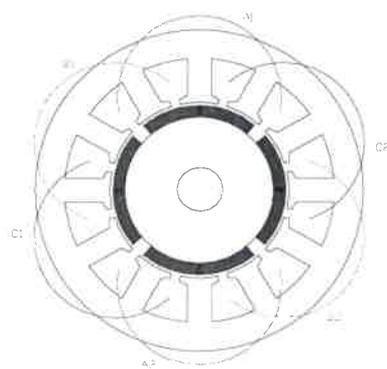


(d) Modular

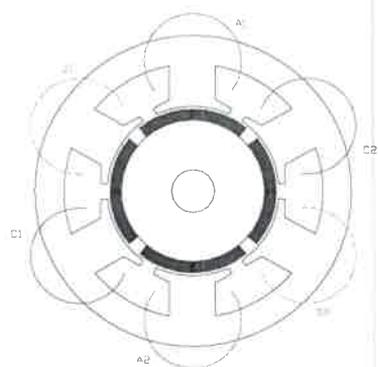
Figura 1.6: Topologías de máquinas de imanes permanentes.



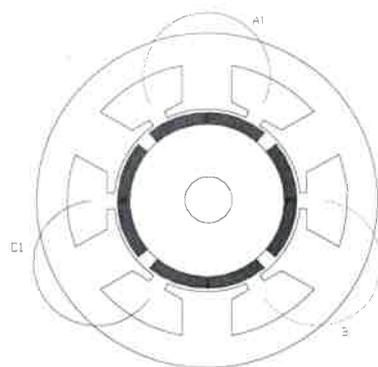
(a) Bobinados distribuidos



(b) Bobinados concentrados superpuestos



(c) Bobinados concentrados no sup. de doble capa



(d) Bobinados concentrados no sup. de simple capa

Figura 1.7: Posibles topologías de bobinados de MIP.

reluctancia del circuito magnético. De esta manera, existen tantas posiciones como ranuras de estator tenga la máquina en las que el rotor tiende a posicionarse porque el par de retención es máximo. Si bien el valor medio del par de reluctancia es nulo, su presencia puede derivar en elevados pares de arranque e importantes niveles de vibraciones, por lo que resulta recomendable mantener acotados los valores de par de reluctancia. Para ello, varias soluciones fueron propuestas, entre las cuales se plantea modificar el perfil de los imanes o fraccionarlos en secciones longitudinales [24, 25, 26]. Este es otro de los temas específicos en los que se trabajó durante el desarrollo de esta tesis [24].

Es posible efectuar un diseño inicial de la máquina a través de ecuaciones, derivadas de las ecuaciones de Maxwell, de las relaciones constitutivas de los materiales a ser empleados y de las geometrías adoptadas. A partir de cálculos analíticos es posible obtener una primera aproximación del diseño de la máquina eléctrica [27, 28, 29, 30, 31, 32, 33].

El método de los elementos finitos (MEF) es una herramienta muy utilizada en el análisis de máquinas eléctricas, porque permite considerar las propiedades del material magnético, como no linealidad y anisotropía, la distribución geométrica de los bobinados y la geometría de la máquina. De este modo es posible obtener, en geometrías complejas, un conocimiento preciso de las variables físicas de interés y las prestaciones de la máquina antes de la construcción del prototipo, posibilitando una reducción en los tiempos de desarrollo y los costos asociados al mismo. Por lo tanto, el MEF es una herramienta ideal como complemento de las técnicas de diseño tradicionales [29, 34]. Ambas técnicas fueron utilizadas intensivamente en el trabajo de

tesis.

Existen muchas aplicaciones donde la robustez del sistema y la tolerancia a fallas de las máquinas de IP es fundamental, por ejemplo en aplicaciones de aviónica, vehículos y también en generación electro-eólica, especialmente en sistemas autónomos que operan en regiones remotas, de difícil acceso. A partir de la utilización de modelos para la aplicación del MEF, se puede evaluar el efecto que producen determinadas fallas, como por ejemplo la desmagnetización parcial del rotor sobre las variables eléctricas de la máquina. Este es otro de los temas específicos de investigación tratados en los trabajos de esta tesis [35, 36].

Uno de los principales objetivos en el desarrollo de una máquina eléctrica es la realización de un diseño óptimo, en función de algún criterio propuesto, a partir del cual se elabora una función objetivo que deberá ser minimizada o maximizada según corresponda [31, 37, 38, 39]. El criterio propuesto puede estar relacionado con factores como el rendimiento de la máquina, la relación costo-beneficio o la densidad de potencia. En este trabajo de tesis se propuso como criterio a aumentar la densidad de potencia, planteando como función objetivo incrementar el valor eficaz de la fuerza electromotriz (FEM) inducida, acotando el valor pico del par de reluctancia.

También existe la posibilidad de aprovechar la interacción entre la máquina y la electrónica de potencia asociada para obtener una mayor potencia [40]. Conociendo la FEM de la máquina es posible diseñar una estrategia de control que no produzca ondulaciones de par en el eje de la máquina. Este tipo de estrategias es fundamental para prolongar la vida de algunos elementos del sistema ya que disminuye considerablemente las solicitaciones mecánicas y envejecimiento por vibración a la que se

ven sometidos estos elementos durante el funcionamiento continuo del sistema, lo que también fue analizado durante el desarrollo de esta tesis [41, 42, 43]. El contenido de los mismos no forman parte de la presente tesis por exceder los límites establecidos por la temática abordada.

Los trabajos de tesis se realizaron en el marco de un proyecto de desarrollo tecnológico y de transferencia, lo que permitió al tesista adquirir una importante experiencia relacionada con los aspectos de diseño y constructivos, lo que culminó con la construcción de dos (2) prototipos de generadores de $33,5\text{ kW}$ que fueron diseñados según especificaciones y transferidos a la empresa INVAP Ing. S.A.

1.4. Antecedentes y discusión de los temas tratados

1.4.1. Análisis de la FEM y par de reluctancia

Dentro de los temas tratados en el desarrollo de esta tesis se estudiaron las condiciones de diseño que permitan aumentar la densidad de potencia de la máquina a partir de la forma de onda de FEM inducida y corriente.

La forma usual para transmitir energía eléctrica es mediante el uso de un sistema simétrico trifásico con voltajes y corrientes sinusoidales. Para las MIP que se encuentran conectadas a un convertidor electrónico, el requisito de forma de onda sinusoidal de FEM no es estrictamente necesario.

Dependiendo de la FEM inducida, es posible aumentar el potencia posible de ser extraída de la máquina por medio de la inyección/extracción de corriente con

componentes de secuencia homopolar [40, 44]. Sin embargo, los algoritmos propuestos producen ondulaciones en el par.

Utilizando la teoría de potencia reactiva instantánea [45] se consigue, haciendo nula la potencia reactiva, reducir las pérdidas en el cobre. De esta forma, si se limita el valor de las pérdidas en el cobre a su valor nominal, se logra aumentar la potencia extraída. Esto fue propuesto inicialmente para motores de imanes permanentes en [46]. Posteriormente se aplicó para el control de generadores de imanes permanentes en [42, 43].

Existen también propuestas que utilizan la inyección de tercer armónico o componentes de secuencia cero en general para elevar la potencia disponible en los motores eléctricos polifásicos [47, 48, 49].

Una propuesta presentada en [41] describe una metodología que, por medio de la extracción de corriente con componentes de secuencia homopolar, maximiza la transferencia de energía en MIP sin producir oscilaciones en el par electromagnético.

Las máquinas de imanes permanentes de paso fraccionario y bobinados concentrados resultan una alternativa conveniente por su densidad de potencia, la sencillez para la construcción del bobinado y principalmente con la reducción de pérdidas por efecto Joule, por la reducción del volumen de las cabezas de bobina respecto a bobinados distribuidos [20]. Además, utilizando distribución no uniforme de los dientes del estator se consigue aumentar el valor eficaz de la FEM inducida y obtener mayor contenido armónico [19, 20, 50, 51, 52]. Esto la convierte en una opción interesante para aumentar la densidad de potencia de la máquina e implementar un control como el propuesto en [41].

1.4.2. Análisis del efecto de la desmagnetización del rotor

Existen factores externos, que de acuerdo a la topología y conexionado de bobinados, afectan en mayor o menor medida el desempeño de una máquina eléctrica, como es el caso de una falla. En el desarrollo de esta tesis se abordó el estudio de los efectos de la desmagnetización del rotor en MIP.

Las MIP son notablemente utilizadas en la industria, para tracción eléctrica y en generación electro-eólica. Una falla en la máquina produce elevados costos por mantenimiento y paradas no programadas. Existen diversos estudios sobre las técnicas de monitoreo de aerogeneradores, relacionados con la detección de fallas insipientes de origen eléctrico y/o mecánico [53, 54, 55], destinadas a reducir los costos de mantenimiento.

Se busca realizar un diseño robusto y tolerante a fallas, capaz de operar en regiones de difícil acceso o en forma aislada, con bajo mantenimiento.

Las posibles fallas en MIP pueden clasificarse en fallas de estator, de rotor y de rodamientos. Para máquinas conectadas a un accionamiento eléctrico, pueden acontecer fallas en las llaves de potencia y circuitos de disparo o envejecimiento del capacitor electrolítico de la malla de corriente continua [56].

Las fallas asociadas al rotor pueden deberse a excentricidades, deterioro de las piezas polares, asimetrías y soldaduras mecánicas.

La excentricidad en el rotor se debe a una distribución no uniforme del entrehierro y puede ser clasificada en estática o dinámica. La excentricidad produce un desequilibrio de las fuerzas radiales y puede originar el contacto entre rotor y estator, provocando deterioro en ambas piezas.

La posición de mínimo entrehierro para excentricidad estática es fija respecto a la posición del estator, mientras que para excentricidad dinámica se modifica junto con la posición del rotor.

La existencia de defectos en los imanes del rotor puede originar efectos en la MIP similares a los producidos por la excentricidad dinámica [57, 58, 59].

Para determinar el efecto producido por una falla sobre las corrientes de la máquina se utilizó el método de la firma de corriente. Este método es ampliamente utilizado para la detección de fallas en máquinas de inducción [60, 61, 62], como así también para la detección de excentricidad dinámica en máquinas sincrónicas [63]. Además, fue empleado para la detección de fallas en los bobinados y excentricidad dinámica de máquinas sincrónicas de imanes permanentes [64, 65, 66].

El análisis por el MEF es una herramienta muy eficiente para el análisis de fallas en MIP [67, 68, 69]. Este método permite una evaluación precisa de las variables utilizadas en el diagnóstico de fallas sin necesidad de contar con un prototipo experimental.

Al igual que la excentricidad dinámica, la desmagnetización de una pieza polar modifica la distribución de campo magnético en el entrehierro. Esto origina en la corriente nuevas componentes de frecuencia. La posición del armónico de menor frecuencia es dada por $2/p$, donde p es el número de polos de la máquina. Esta componente caracteriza el tipo de fallas analizadas [57, 66, 70, 71].

En [72], utilizando el MEF, se analizan los efectos producidos por la excentricidad del rotor sobre las corrientes y FEM inducida, para una MIP con conexión de bobinados en paralelo.

Una alternativa diferente, propuesta en [73], presenta la aplicación de un análisis

utilizando la FFT junto con la distribución Wigner-Ville para la detección de fallas en el rotor, cuando la máquina opera en condiciones no estacionarias.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Se definió como objetivo general realizar nuevos aportes en temas relacionados con el diseño de máquinas eléctricas especiales destinadas a ser usadas como generadores eólicos de mediana potencia.

1.5.2. Objetivos específicos

- Diseñar máquinas eléctricas especiales para trabajar con velocidad variable.
- Proponer una metodología para el diseño de máquinas de imanes permanentes, para incrementar la densidad de potencia de la máquina.
- Analizar los efectos producidos por una desmagnetización parcial en el rotor.
- Validar el diseño de máquinas eléctricas con un análisis por el MEF.
- Desarrollar prototipos experimentales para validar los diseños.
- Transferir los resultados a una empresa regional.

1.6. Aportes realizados durante este trabajo de tesis

Los aportes más significativos realizados durante la evolución de este trabajo de tesis son:

- Publicaciones en revistas internacionales.

Rotor demagnetization effects on permanent magnet synchronous machines [En evaluación] [74].

- Publicaciones en revistas nacionales.

Estrategias de control de torque en generadores de imanes permanentes para turbinas eólicas [42].

- Publicaciones en congresos internacionales.

Effects of partial rotor demagnetization on permanent magnet synchronous machines [36].

Energy Transference Maximization in Permanent Magnet Synchronous Generators [41].

- Publicaciones en congresos nacionales.

Una alternativa para la reducción del par de reluctancia en máquinas eléctricas de imanes permanentes [24].

Diseño de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes por medio de Elementos Finitos [27]

Detección de fallas en el rotor de máquinas eléctricas de imanes permanentes [35]

Control de Torque para GSIP basado en la Teoría de Potencia Activa-Reactiva Instantánea [43]

1.7. Organización de la tesis

El presente trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera. En la introducción, presentada en el Capítulo 1, se establece la motivación para el desarrollo del tema de tesis. Posteriormente se describe la problemática abordada y se realiza una breve descripción del estado de arte de los temas que se encuentran involucrados en la misma.

En el Capítulo 2 se realiza un estudio de las diferentes formas de onda de FEM inducida en máquinas eléctricas y se evalúa la posibilidad de aumentar la potencia extraída de la máquina a partir de la interacción entre la forma de onda de FEM de la máquina y el control de la corriente de la misma. Se analiza cual es la geometría que maximiza el valor eficaz de FEM con el objetivo de incrementar la densidad de potencia. Para alcanzar este objetivo se propone un modelo analítico para caracterizar la FEM y el par de reluctancia (*“cogging torque”*) en máquinas de imanes permanentes de paso fraccionario y bobinados concentrados.

En el Capítulo 3 se efectúa un análisis del efecto producido por la desmagnetización parcial de uno de los polos del rotor y su incidencia en el desempeño de la máquina. Para dicho análisis se estudia cual es el efecto producido por esta falla para los dos tipos de conexión de bobinados mayormente utilizados en máquinas eléctricas de producción en serie y la robustez de cada una de ellas ante la citada falla.

En el Capítulo 4 se presenta y describe la metodología utilizada para el diseño de un generador sincrónico de imanes permanentes de 33,5 kW, utilizando cálculo analítico.

En el Capítulo 5 se realiza la verificación del diseño analítico realizado en el

capítulo anterior, a partir del análisis por medio de la aplicación del método de los elementos finitos.

Posteriormente, en el Capítulo 6 se presentan resultados experimentales obtenidos con el prototipo de 33,5 kW, realizados sobre un banco de ensayos construido especialmente para esta aplicación. Los resultados permiten validar el procedimiento de cálculo utilizado durante el proceso de diseño.

Finalmente, en el Capítulo 7 se describen las conclusiones del trabajo de tesis y se establecen propuestas de trabajos futuros como continuación de los temas desarrollados.

Capítulo 2

Análisis de la FEM y el par de reluctancia

2.1. Introducción

En este capítulo se desarrollan herramientas para el modelado analítico de la FEM y el par de reluctancia en máquinas de imanes permanentes (MIP). Estos modelos permiten ajustar ciertos parámetros de diseño para evaluar distintas configuraciones que aumenten la potencia de la máquina y limiten o reduzcan el par de reluctancia.

Los sistemas de generación y transmisión de energía eléctrica son generalmente sistemas trifásicos equilibrados, con tensiones y corrientes sinusoidales. Las máquinas de imanes permanentes que funcionan con velocidad variable necesariamente deben conectarse a través de un convertidor electrónico, que lo vincule con el resto del sistema. Por esta razón, la forma de onda de FEM inducida puede ser arbitraria, no existiendo un requisito estricto sobre la misma.

Dependiendo de la forma de onda de la FEM inducida, se consigue aumentar la potencia extraída de la máquina por medio de la inyección/extracción de corriente con componentes de secuencia homopolar [40, 44]. Sin embargo, los algoritmos propuestos no eliminan las ondulaciones de par.

Utilizando un sistema de control adecuado, aplicando la teoría de potencia reactiva instantánea [45] se consigue, haciendo nula la potencia reactiva, reducir las pérdidas en el cobre. De esta forma, si se limita el valor de las pérdidas en el cobre a su valor nominal, se logra aumentar la potencia extraída. Esto fue propuesto inicialmente para motores de imanes permanentes en [46]. Una propuesta análoga se aplicó para el control de generadores de imanes permanentes en [42, 43].

Existen también propuestas que utilizan la inyección de tercer armónico o componentes de secuencia homopolar para elevar la potencia disponible en los motores eléctricos polifásicos [47, 48, 49].

Una propuesta presentada en [41], en la cual participó el tesista, describe una metodología que, por medio de la extracción de corriente con componentes de secuencia homopolar, maximiza la transferencia de energía en MIP y elimina las pulsaciones en el par electromagnético.

La opción, que surge del estudio de la bibliografía, respecto a la elección de la máquina eléctrica apropiada para utilizar la propuesta efectuada en [41], corresponde al uso de máquinas de imanes permanentes de paso fraccionario y bobinados concentrados. Estas resultan una alternativa conveniente por su densidad de potencia, la sencillez para la construcción del bobinado y principalmente con la reducción de pérdidas por efecto Joule, por la reducción del volumen de las cabezas de bobina

respecto a bobinados distribuidos [20]. Además, utilizando distribución no uniforme de los dientes del estator se consigue aumentar el valor eficaz de la FEM inducida y obtener mayor contenido armónico[19, 20, 50, 51, 52].

En este capítulo se efectúa un análisis simplificado, en variables *abc*, sobre diferentes formas de onda de FEM y corrientes asociadas a máquinas eléctricas de imanes permanentes para determinar la opción más conveniente. Se analiza la incidencia de la forma de onda de FEM y la forma de onda de corriente sobre la potencia instantánea y la potencia media generada. Con este análisis se busca determinar cual es la forma de onda que permita maximizar la potencia extraída de la máquina.

Del análisis realizado surge que la forma de onda más conveniente desde el punto de vista de la máxima transferencia de energía no es sinusoidal. Por tal razón se decidió modelar, de forma analítica, máquinas de imanes permanentes con paso fraccionario y bobinados concentrados no superpuestos, para evaluar la posibilidad de obtener, a partir de la estrategia de control propuesta en [41], un aumento de la densidad de potencia. El modelo analítico de FEM inducida permite evaluar fácilmente el efecto del número de ranuras por fase por polo “*q*”, la distribución de la densidad de flujo y la modificación de paso del bobinado alterando el ancho de los dientes (dientes desiguales).

Otro modelo realizado corresponde a la caracterización del par de reluctancia considerando los parámetros utilizados en la FEM inducida y además incorpora las dimensiones de abertura de ranura y entrehierro para caracterizar la permeancia relativa del mismo.

Finalmente, a partir de los resultados obtenidos del modelado analítico, se efectuó

un análisis para determinar la topología y geometría de la máquina que permita aumentar la potencia eléctrica y a su vez limitar el par de reluctancia a un valor admisible.

2.2. Potencia eléctrica a partir de las formas de onda de FEM y corriente

Con el objetivo de evaluar la energía eléctrica que es posible transferir entre una máquina eléctrica y el sistema al cual esta está conectada (carga, red eléctrica o electrónica de potencia), se propone un análisis basado en la interacción entre las formas de onda de la fuerza contra electromotriz inducida de la máquina (FEM) y las corrientes que por ella circulan.

La forma de onda de la FEM depende básicamente del diseño de la máquina, mientras que las formas de onda de las corrientes dependen del sistema al cual esta está conectada.

Dado que esta tesis está relacionada con el diseño de máquinas eléctricas especiales, la forma de onda de FEM de la máquina es una de las especificaciones que se pretende definir y obtener a través de una metodología de diseño apropiada.

En lo que se refiere a las formas de onda de las corrientes, se asumirá en este estudio que pueden ser impuestas, dentro de ciertos rangos admisibles, a través de una electrónica de potencia adecuada, funcionando como interface para controlar el flujo de energía entre la máquina, trabajando como generador o motor, y el sistema al cual esta se conecta. A pesar de que el desarrollo de esta interface de potencia no está in-

cluido en los temas tratados en esta tesis, su autor está actualmente participando en este estudio [41].

Para realizar la citada evaluación se consideraron formas de ondas de FEM típicas de máquinas eléctricas de imanes permanentes y una serie de formas de onda de corriente que se pueden imponer usando un inversor trifásico fuente de tensión con un lazo de control de corriente. Además, se consideró un desfase nulo entre la FEM y la corriente, con el objetivo de anular la potencia reactiva y con ello las pérdidas en el cobre de la máquina. Esto es posible controlando adecuadamente al citado inversor.

La potencia electromagnética instantáneamente convertida en mecánica en la máquina puede calcularse según la siguiente ecuación [75, 76],

$$P_{3\phi} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = T_e \omega \quad (2.1)$$

2.2.1. Formas de onda de FEM inducida

Fueron evaluadas las formas de ondas de FEM sinusoidal, cuadrada y trapezoidal con una meseta de 120 eléctricos, tal como se grafican en la Fig. 2.1. En esta figura solo se presenta la fase a , las restantes se generaron aplicando un desfase de 120 grados eléctricos entre ellas.

En la Tabla 2.1 se presentan las formas de onda de FEM y sus correspondientes valores eficaces, considerando que todas tienen el mismo valor pico. Se definió el mismo valor pico de tensión para todas las formas de onda de FEM, en 1 *p.u.*, para generar el mismo esfuerzo sobre el dieléctrico y la electrónica de potencia en los tres casos.

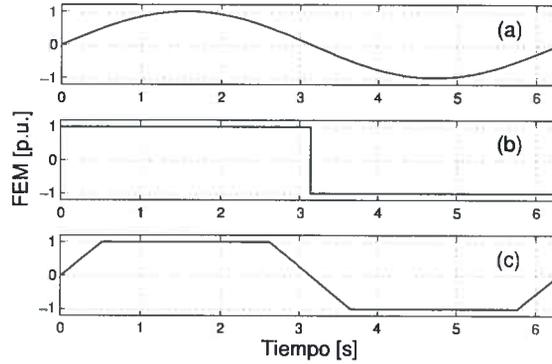


Figura 2.1: Formas de onda de FEM analizadas.

Tabla 2.1: Valores eficaces de FEM de las formas de onda presentadas en la Fig. 1.1.

Sinusoidal	0.707
Cuadrada	1
Trapezoidal (120°)	0.882

La FEM cuadrada es la que posee mayor contenido armónico, siendo compuesta por infinitos armónicos impares. La misma puede caracterizarse por medio de una serie de Fourier como se muestra en la ec. 2.2.

$$e_a = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^n \frac{1}{(2n-1)} \text{sen}((2n-1)2\pi ft) \quad (2.2)$$

De acuerdo a lo presentado anteriormente, es claro que la forma de onda con mayor valor eficaz es la cuadrada y a medida que se reducen los armónicos el valor eficaz disminuye, como sucede para las formas de onda trapezoidal y sinusoidal.

2.2.2. Análisis con corrientes de igual valor eficaz

Para un primer análisis se efectuó el cálculo de la potencia desarrollada en la máquina utilizando una serie de formas de onda de corriente con valor eficaz 1 [p.u.]. Esta restricción fue impuesta con el objetivo de mantener constantes las pérdidas por efecto Joule considerando que la resistencia del bobinado es igual en los tres casos. Las formas de onda de las corrientes analizadas se muestran en la figura 2.2. En primer lugar se presenta una forma de onda sinusoidal, posteriormente trapezoidal, 4 escalones, 6 escalones y cuadrada. Estas corrientes corresponden a la fase a , las restantes se generaron desfasando esta corriente de $\pm \frac{2\pi}{3}$.

La forma de onda de la figura 2.2.(d) corresponde a una señal cuadrada a la cual se le suprimieron todos los armónicos múltiplos de 3 (armónicos de secuencia homopolar). Esta forma de onda resulta de mucho interés, ya que se logra con un inversor convencional de 3 piernas, sin necesidad de hacer circular la corriente de neutro.

En las figuras 2.3, 2.4 y 2.5 se presenta la potencia trifásica instantánea calculada, para cada una de las combinaciones de FEM inducida y corriente.

A partir de la potencia instantánea, se calculó el valor de la potencia media para cada uno de los casos expuestos, los cuales se presentan en la Tabla 2.2. Los valores son expuestos en p.u. y la potencia base utilizada para el cálculo es la correspondiente a FEM y corriente sinusoidales.

Los resultados de la interacción entre las diferentes formas de onda de FEM y corrientes que fueron analizadas son presentados en la Tabla 2.2. De estos datos puede concluirse que con formas de onda de FEM/corriente cuadrada/cuadrada podría

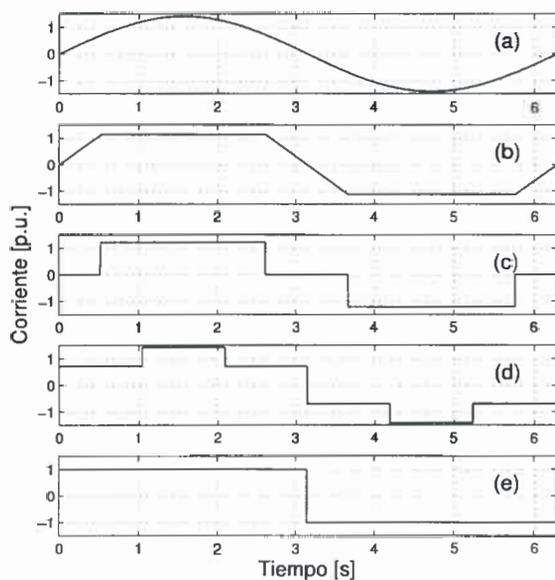


Figura 2.2: Formas de onda de corrientes a) sinusoidal, b) trapezoidal, c) 4 escalones, d) 6 escalones y e) cuadrada.

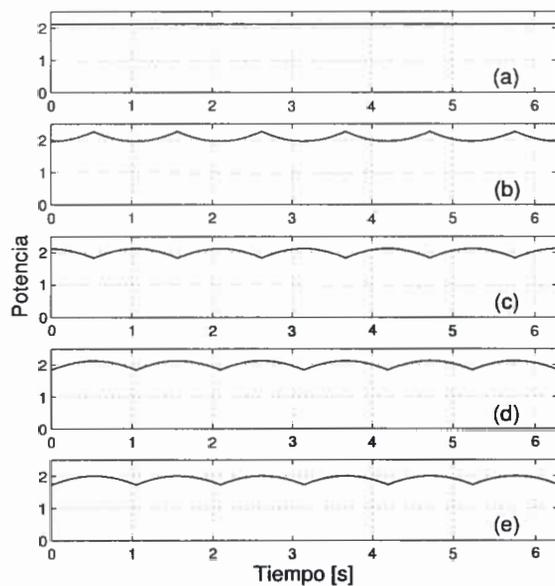


Figura 2.3: Potencia instantánea con FEM sinusoidal y corrientes a) sinusoidal, b) trapezoidal, c) 4 escalones, d) 6 escalones y e) cuadrada.

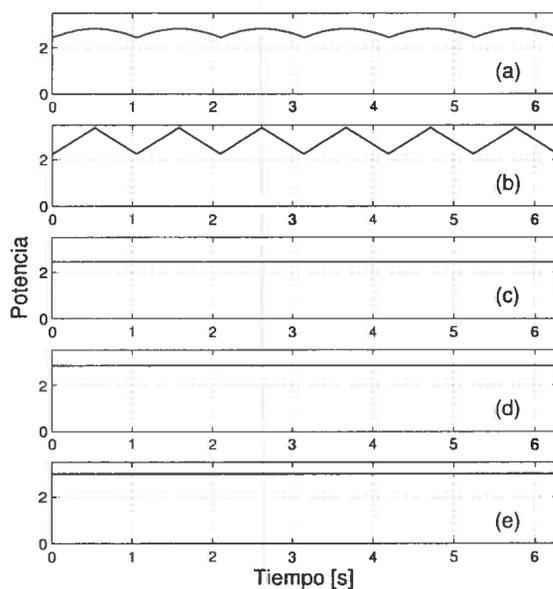


Figura 2.4: Potencia instantánea con FEM cuadrada y corrientes a) sinusoidal, b) trapezoidal, c) 4 escalones, d) 6 escalones y e) cuadrada.

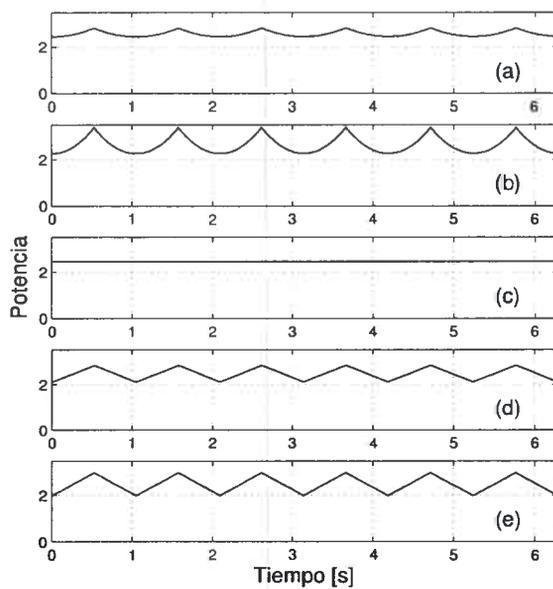


Figura 2.5: Potencia instantánea con FEM trapezoidal y corrientes a) sinusoidal, b) trapezoidal, c) 4 escalones, d) 6 escalones y e) cuadrada.

Tabla 2.2: Potencias medias en *p.u.* para corriente con igual valor eficaz.

Corriente	FEM sinusoidal	FEM cuadrada	FEM trapezoidal
sinusoidal	1	1,2732	1,2159
trapezoidal	0,9749	1,3363	1,2473
4 escalones	0,9549	1,1547	1,1547
6 escalones	0,9549	1,3333	1,1667
cuadrada	0,9003	1,4142	1,1785

transferirse una potencia media 41 % mayor que en el caso de formas de onda sinusoidales con el mismo valor pico de FEM e igual valor eficaz de corrientes. Si bien es cierto que las formas de onda cuadradas son imposibles de obtener en la práctica, es interesante hacer el ejercicio de investigar en cuanto se podría aproximar a esta condición teórica una máquina real.

Por otro lado, debe considerarse que la imposición de formas de onda de corrientes tendiendo a cuadrada impone la necesidad de diseñar e implementar inversores especiales, de 4 piernas, conectadas a las 3 fases y al neutro de la máquina. Esto implica una mayor complejidad y costo. Además, es necesario evaluar el rendimiento de estos inversores de 4 piernas en conjunto con la máquina, lo que sin dudas reduciría en un determinado porcentaje el rendimiento global del conjunto, comparado con el caso sinusoidal.

También puede concluirse, de los datos presentados en la Tabla 2.2, que son interesantes las combinaciones de las forma de onda de FEM/corriente cuadrada/ trapezoidal y también cuadrada/6 escalones, donde se gana un 33 % de potencia, y cuadrada/sinusoidal, donde se gana 27 % de potencia, comparado con el caso sinusoidal/sinusoidal, inclusive este caso no requiere usar inversores de 4 piernas asociado a la máquina.

La otra combinación de formas de onda de FEM/corriente interesante de evaluar es la trapezoidal/trapezoidal, con la que se ganaría un 24 % de potencia.

De lo anterior puede concluirse que es interesante tratar de obtener una forma de onda de FEM lo más cuadrada posible ya que con esta FEM y cualquier forma de onda de corriente se puede aumentarse la potencia transferida entre la máquina y el sistema, comparado con el caso de FEM sinusoidal.

Otro de los efectos a tener en cuenta dentro de este análisis corresponde a la verificación de la ondulación en la potencia, la cual se ve directamente transferida al par electromagnético de la máquina. Para ello se realizó la comparación con los mismos casos estudiados, del valor pico a pico de la pulsación de la potencia respecto al valor medio de la misma. Estos resultados se presentan en la Tabla 2.3. De los datos mostrados en esta Tabla puede deducirse que de las combinaciones que se concluyó eran interesantes al analizar los datos de la Tabla 2.2, solo las combinaciones de FEM/corriente cuadrada/ cuadrada y cuadrada/6 escalones no producen pulsaciones de potencia, por lo que son las que continúan siendo de mayor interés.

En algunas aplicaciones donde sea posible soportar la pulsación de potencia, con la consecuente pulsación de par en la máquina, también pueden ser interesantes otras combinaciones de formas de onda.

Tabla 2.3: Pulsación de potencia para corriente con igual valor eficaz.

Corriente	FEM sin. [%]	FEM cuad. [%]	FEM trap. [%]
sinusoidal	0	14,03	14,69
trapezoidal	14,70	40	42,86
4 escalones	14,02	0	0
6 escalones	14,02	0	28,57
cuadrada	14,03	0	40

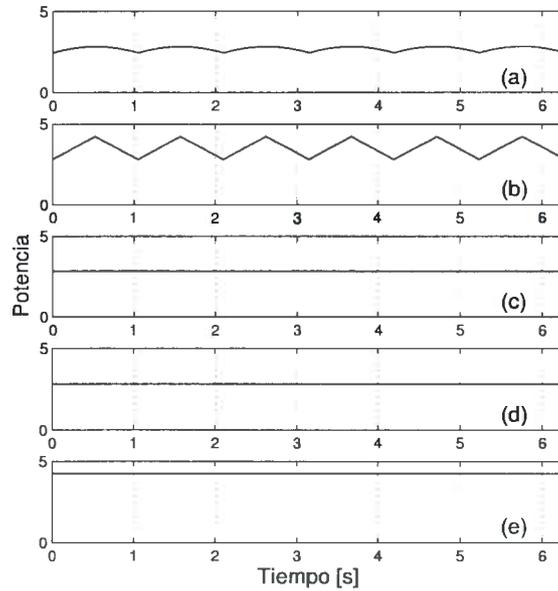


Figura 2.8: Potencia instantánea con FEM cuadrada y corrientes a) sinusoidal, b) trapezoidal, c) 4 escalones, d) 6 escalones y e) cuadrada.

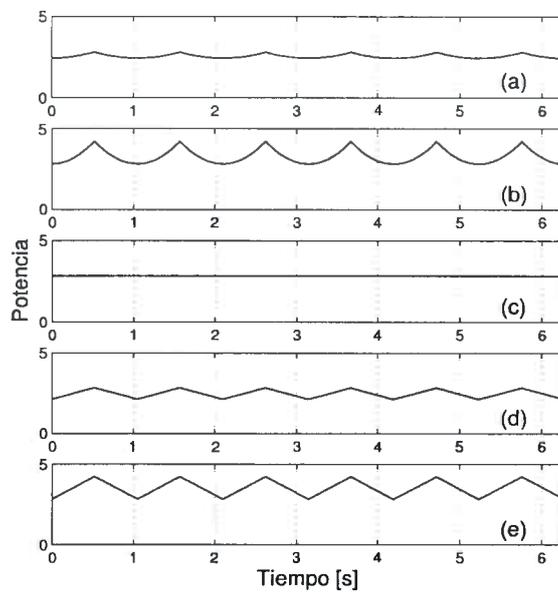


Figura 2.9: Potencia instantánea con FEM Trapezoidal y corrientes a) sinusoidal, b) trapezoidal, c) 4 escalones, d) 6 escalones y e) cuadrada.

Tabla 2.4: Potencias medias en $p, u.$ para corriente con igual valor pico

Corriente	FEM sinusoidal	FEM cuadrada	FEM trapezoidal
sinusoidal	1	1,2732	1,2159
trapezoidal	1,2159	1,6667	1,5556
4 escalones	1,1027	1,3333	1,3333
6 escalones	0,9549	1,3333	1,1667
cuadrada	1,2732	2	1,6667

Tabla 2.5: Pulsación de potencia para corriente con igual valor pico.

Corriente	FEM sin. [%]	FEM cuad. [%]	FEM trap. [%]
sinusoidal	0	14,03	14,69
trapezoidal	14,69	40,02	42,88
4 escalones	14,02	0	0
6 escalones	14,02	0	28,57
cuadrada	14,03	0	40,02

cuadrada/cuadrada podría transferirse una potencia 100 % mayor que en el caso de formas de onda sinusoidales con el mismo valor pico de FEM y de corrientes. Son también interesantes las otras combinaciones de forma de onda de FEM cuadrada donde la potencia transferida puede incrementarse entre un 27 % y un 66 %.

Como corolario del análisis realizado se puede inferir que la forma de onda de FEM de la máquina que permite maximizar la potencia extraída es la cuadrada, en combinación con una corriente de la misma forma. Para conseguir una forma de onda de corriente cuadrada es necesario la circulación de las componentes de armónicas de secuencia homopolar.

Motivado por la anterior conclusión es que se decidió estudiar en este capítulo el modelado de bobinados, su distribución de flujo y correspondiente FEM, con el objetivo de proponer una metodología para diseñar bobinados estáticos que produzcan

formas de onda de FEM tendiendo a cuadrada.

2.3. Distribución de bobinados y FMM

La inyección de componentes de secuencia homopolar permiten aumentar la potencia disponible en los motores eléctricos polifásicos [47, 48]. En esta sección se evalúa cual debe ser la distribución de bobinado para, a partir de la extracción de una corriente con componentes de secuencia cero, obtener potencia adicional de la máquina.

2.3.1. Distribución sinusoidal de bobinados

La distribución de espiras de un bobinado trifásico simétrico, distribuido sinusoidalmente puede representarse a través de las siguientes ecuaciones [78],

$$\begin{aligned} n_a(\theta_s) &= N_s \sin(\theta_s) \\ n_b(\theta_s) &= N_s \sin\left(\theta_s - \frac{2}{3}\pi\right) \\ n_c(\theta_s) &= N_s \sin\left(\theta_s + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \tag{2.3}$$

donde n_a , n_b , y n_c son el número de espiras en cada punto del entrehierro para las fases a , b y c , respectivamente; N_s es el valor pico de la densidad de espiras y θ_s es la posición angular respecto de un punto fijo al estator.

Un conjunto de corrientes trifásicas balanceadas, de secuencia positiva, puede

definirse a través de las siguientes ecuaciones,

$$\begin{aligned}i_a(t) &= I_p \sin(\omega t) \\i_b(t) &= I_p \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\i_c(t) &= I_p \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right)\end{aligned}\tag{2.4}$$

donde i_a , i_b , e i_c son las corrientes en cada una de las fases a , b y c , respectivamente; I_p es el valor pico de las corrientes; ω es la frecuencia eléctrica.

La FMM producida por los bobinados puede representarse por la siguiente ecuación [47],

$$FMM(\theta_s, t) = n_a(\theta_s) i_a(t) + n_b(\theta_s) i_b(t) + n_c(\theta_s) i_c(t)\tag{2.5}$$

Reemplazando 2.3 y 2.4 en 2.5 se obtiene,

$$FMM(\theta_s, t) = \frac{3}{2} N_s I_p \cos(\theta_s - \omega t)\tag{2.6}$$

Puede deducirse de la ecuación anterior que la distribución sinusoidal de los bobinados produce, cuando se alimenta con una corriente de secuencia positiva, una FMM rotante como la que se ha representado en la Fig. 2.10. Este campo rotante permite producir un par constante en la máquina [79].

En cambio, si se aplica al motor una corriente de secuencia homopolar, que puede representarse por las siguientes ecuaciones,

$$\begin{aligned}i_a(t) &= \frac{I_0}{3} \sin(n\omega t) \\i_b(t) &= \frac{I_0}{3} \sin(n\omega t) \\i_c(t) &= \frac{I_0}{3} \sin(n\omega t)\end{aligned}\tag{2.7}$$

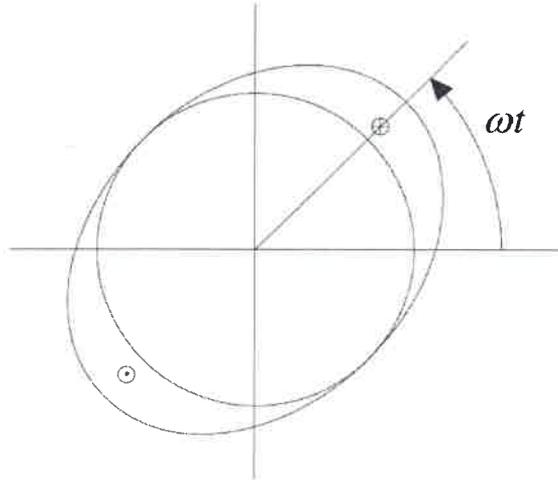


Figura 2.10: Distribución de la FMM con distribución sinusoidal de bobinados y corriente de secuencia positiva

donde I_0 es el valor pico de las corrientes de secuencia homopolar y $n = 3, 9, 15, 21, \dots$

Reemplazando 2.3 y 2.7 en 2.5 se obtiene

$$FMM(\theta_s, t) = 0 \quad (2.8)$$

De lo anterior se desprende que en las máquinas con distribución sinusoidal de bobinados las componentes de secuencia homopolar de las corrientes no contribuyen a la FMM resultante de las tres fases y por tal motivo no generan par.

2.3.2. Distribución no sinusoidal de bobinados

Considerese ahora un bobinado trifásico con una distribución de bobinados no sinusoidal. Para simplificar el análisis solo se considera, además de la componente fundamental, un tercer armónico en la distribución de bobinados, tal como el repre-

sentado por las siguientes ecuaciones,

$$\begin{aligned}
 n_a(\theta_s) &= N_s \sin(\theta_s) + N_3 \sin(3\theta_s) \\
 n_b(\theta_s) &= N_s \sin\left(\theta_s - \frac{2}{3}\pi\right) + N_3 \sin(3\theta_s) \\
 n_c(\theta_s) &= N_s \sin\left(\theta_s + \frac{2}{3}\pi\right) + N_3 \sin(3\theta_s)
 \end{aligned}
 \tag{2.9}$$

donde N_3 es el valor pico del tercer armónico de la densidad de espiras.

Si se inyecta una corriente de secuencia cero como la propuesta en la ec. 2.7, con $n = 3$, la FMM producida por los tres bobinados puede representarse por,

$$FMM(\theta_s, t) = N_3 I_0 \sin(3\theta_s) \sin(3\omega t) \tag{2.10}$$

Esta FMM no genera un campo rotante como el que produce la corriente de secuencia positiva en una máquina trifásica pero si produce un campo “pulsante” tal como el producido en una máquina monofásica. Por este motivo, la inyección de las componentes de secuencia homopolar permiten obtener par mecánico del motor/generador. Este par, a diferencia del principal de la máquina, no es constante sino que tiene una de oscilación cuya frecuencia es del doble de la componente de secuencia homopolar.

De la ec. 2.10 puede deducirse que el tercer armónico de la distribución de bobinados genera una distribución de FMM equivalente a tres pares de polos. Esta distribución de bobinados se muestra en la figura 2.11

Por lo tanto, cuanto mayor es el contenido de armónicos de secuencia homopolar en la distribución de bobinados, mayor será la potencia que puede ser extraída de la máquina con la aplicación de una corriente con forma de onda cuadrada.

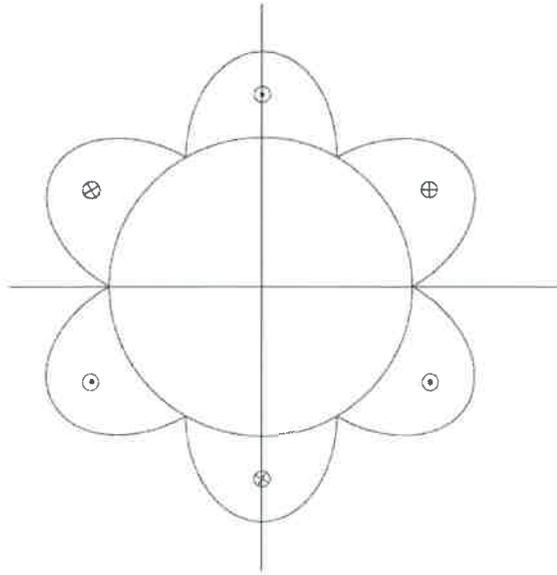


Figura 2.11: Distribución de FMM para el tercer armónico de la distribución de bobinados

2.4. Modelado de la FEM inducida

Si bien es predecible que la máxima potencia se obtiene con formas de onda de FEM y corriente cuadradas, en la realidad las restricciones tecnológicas no permiten construir un generador con esta forma de onda. Sin embargo, se puede mejorar la forma de onda trapezoidal para aumentar el ancho de la meseta y con esto alcanzar un valor eficaz de FEM más cercano a la unidad. Esta característica se puede lograr utilizando máquina de paso fraccionario y bobinados concentrados no superpuestos e incluso modificando el ancho de los dientes del estator para magnificar el ancho de la meseta [80, 81].

Para modelar la FEM de la máquina es necesario caracterizar la distribución de bobinados y la distribución de flujo, temas que serán desarrollados en esta sección.

2.4.1. Distribución de bobinados

Para desarrollar el modelo se determinó la distribución de bobinado para las dos configuraciones típicas de paso fraccionario y bobinado concentrado no superpuesto (fig. 2.12). Como puede deducirse de esta figura, para obtener un bobinado de simple capa trifásico equilibrado son necesarias como mínimo 6 ranuras, mientras que para un bobinado de doble capa el número mínimo de ranuras es de 3. De esta manera es posible ubicar una bobina por cada una de las fases, con un desfase de 120° eléctricos.

En lo que respecta al número de polos (p), este está acotado por la relación de ranuras por fase por polo $q = \frac{Q}{mp}$, donde Q es el número de ranuras y m es el número de fases. Para obtener bobinados concentrados equilibrados, en máquinas trifásicas, es necesario que $q \leq 0,5$ [20, 52]. De acuerdo a lo expuesto anteriormente el número de polos es $p \geq 4$ para máquinas con bobinados de simple capa, mientras que para máquinas con bobinados de doble capa no existe una limitación en la elección del número de pares de polos.

Para los casos presentados en la figura 2.12 se realizó un modelo simplificado, en el cual se presenta la distribución del número de espiras de cada una de las fases en función de la posición relativa al estator θ_s . El detalle de ambas topologías se muestra en la figura 2.13.

La función que caracteriza la distribución de bobinados posee valor $n(\theta_s) = N_s$ siempre y cuando θ_s este en el rango de cobertura de la ranura. Para los casos presentados este valor corresponde a $\pi/3$. Para el resto del dominio de la función, el valor de $n(\theta_s)$ es cero.

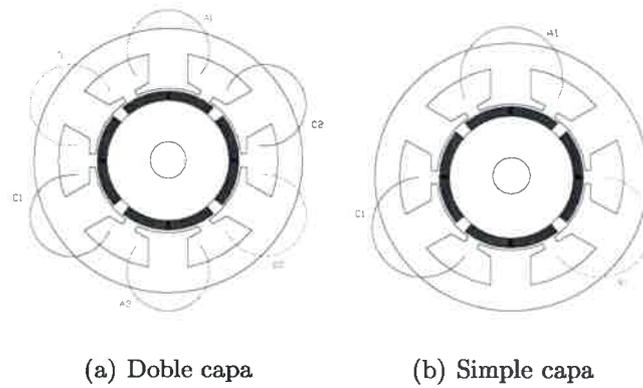


Figura 2.12: Bobinados concentrados no superpuestos.

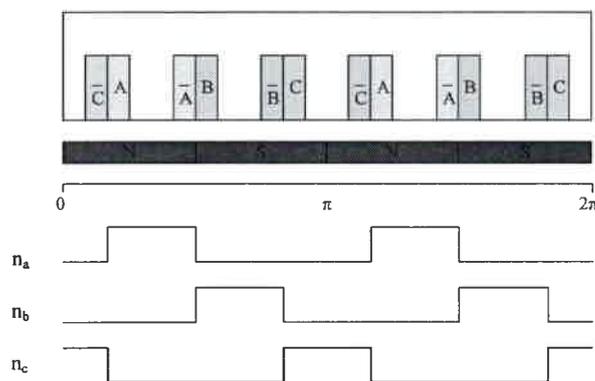
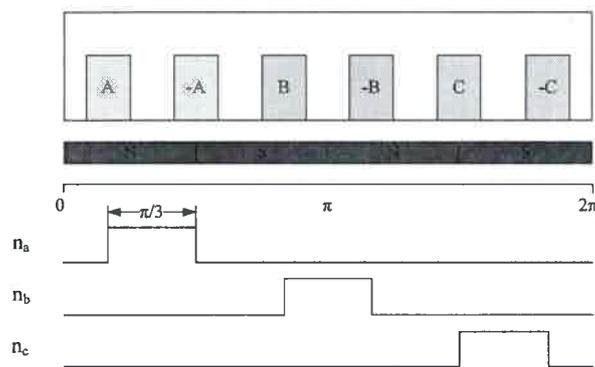


Figura 2.13: Esquema simplificado de la máquina y distribución de bobinados.

Con el objetivo de obtener un modelo analítico, se representa mediante series de Fourier la distribución de bobinados de simple capa. Una vez determinada la serie para este bobinado se extenderá el modelo para el caso de bobinados de doble capa.

Para simplificar la representación de la función en serie de Fourier se tomó como origen el punto central de la meseta con valor N_s , como se representó en la figura 2.14. Siendo 2β el ancho de la meseta que en una máquina con distribución de dientes uniforme corresponde a,

$$2\beta = \frac{\pi}{3}, \quad (2.11)$$

mientras que para el caso de dientes desiguales toma el valor,

$$2\beta = \frac{\pi}{3} (1 + \delta), \quad (2.12)$$

donde δ es el ancho diferencial del diente principal respecto al diente de una máquina con dientes igualmente distribuidos.

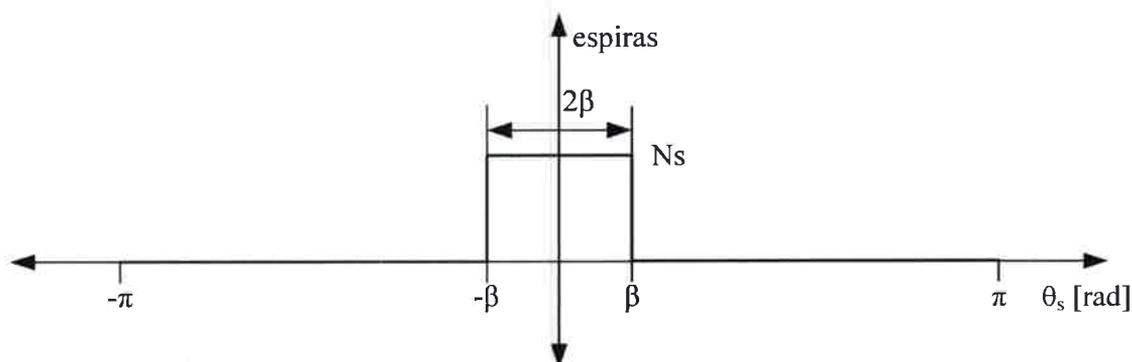


Figura 2.14: Distribución de bobinados para la fase a .

La función que representa la distribución de bobinados puede expresarse de la siguiente manera,

$$n(\theta_s) = \frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^{\infty} a_n \cos(i\theta_s) \quad (2.13)$$

donde los coeficientes de la serie se calculan como,

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\beta} n(\theta_s) d\theta_s \quad (2.14)$$

$$a_i = \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\beta} n(\theta_s) \cos(i\theta_s) d\theta_s \quad (2.15)$$

que resulta en,

$$a_0 = \frac{2\beta N_s}{\pi} \quad (2.16)$$

$$a_i = \frac{2N_s}{i\pi} \text{sen}(i\beta) \quad (2.17)$$

Finalmente, la distribución de bobinados para cada una de las fases expresada en series de Fourier resulta,

$$n_a(\theta_s) = \frac{\beta N_s}{\pi} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2N_s}{i\pi} \text{sen}(i\beta) \cos(i\theta_s),$$

$$n_b(\theta_s) = \frac{\beta N_s}{\pi} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2N_s}{i\pi} \text{sen}(i\beta) \cos(i(\theta_s - \frac{2\pi}{3})), \quad (2.18)$$

$$n_c(\theta_s) = \frac{\beta N_s}{\pi} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2N_s}{i\pi} \text{sen}(i\beta) \cos(i(\theta_s + \frac{2\pi}{3})).$$

Como se mencionó anteriormente, se puede desarrollar la representación de la distribución de bobinados de doble capa de igual manera que se obtuvo la ecuación 2.18. Para ello solo es necesario recalcular los términos a_0 y a_n . Se elimina la variable β , debido a que para este tipo de bobinados no resulta factible utilizar dientes desiguales. De esta manera, la distribución de bobinados en series resulta ser,

$$\begin{aligned} n_a(\theta_s) &= \frac{N_s}{3} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2N_s}{i\pi} \text{sen}(i(\frac{\pi}{3}))\text{cos}(2i\theta_s), \\ n_b(\theta_s) &= \frac{N_s}{3} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2N_s}{i\pi} \text{sen}(i(\frac{\pi}{3}))\text{cos}(2i(\theta_s - \frac{2\pi}{3})), \\ n_c(\theta_s) &= \frac{N_s}{3} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2N_s}{i\pi} \text{sen}(i(\frac{\pi}{3}))\text{cos}(2i(\theta_s + \frac{2\pi}{3})). \end{aligned} \quad (2.19)$$

2.4.2. Distribución de flujo

Para calcular la forma de onda de la densidad de flujo se utilizó una expresión propuesta en [82], la cual se obtuvo a partir de un análisis bidimensional por elementos finitos y posteriormente fue aproximada mediante una expresión empírica.

Según esta aproximación, la densidad de flujo magnético producida por los imanes puede expresarse como,

$$B_m(\theta) = B_0(1 - e^{(-\frac{2\theta}{\pi\gamma})} - e^{(-\frac{2(\pi-\theta)}{\pi\gamma})} + e^{(-\frac{2}{\gamma})}), \quad (2.20)$$

siendo

$$B_0 = \frac{B_{max}}{1 - e^{(-\frac{1}{\gamma})} - e^{(-\frac{2}{\gamma})}}, \quad (2.21)$$

donde B_{max} es el valor máximo de la densidad de flujo, θ la posición angular y γ es un parámetro que depende de los imanes y su dirección de magnetización y determina la forma de la distribución de la densidad de flujo.

La ecuación 2.20 considera un ancho de polo fijo de πrad y el ángulo θ se mide desde el extremo del polo. En [75] se propuso un cambio sobre la ecuación que permite determinar la distribución de flujo, para utilizar un ancho de polo arbitrario T_m diferente de πrad y que el valor máximo coincida con la posición $\theta = 0$. La expresión anterior se modifica de la siguiente manera,

$$B_m(\theta) = \begin{cases} 0 & -\frac{\pi}{2} < \theta < -\frac{T_m}{2} \\ B_0 \left(1 - e^{-\frac{2(\theta+T_m/2)}{T_m\gamma}} - e^{-\frac{2(T_m/2-\theta)}{T_m\gamma}} + e^{-\frac{2}{\gamma}} \right) & -\frac{T_m}{2} < \theta < \frac{T_m}{2} \\ 0 & \frac{T_m}{2} < \theta < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.22)$$

La figura 2.15 representa la distribución de densidad de flujo determinada a partir de la ecuación 2.22.

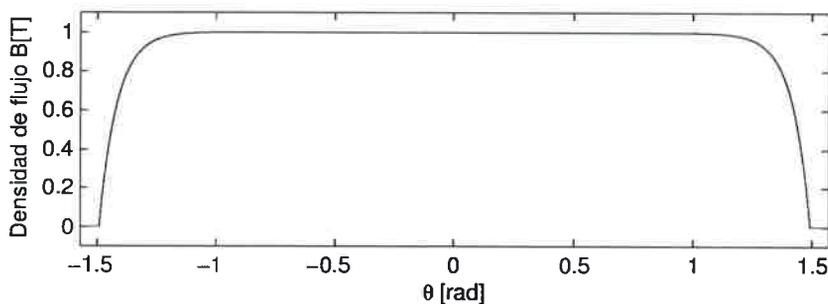


Figura 2.15: Distribución de densidad de flujo para $T_m = 0,9\pi$ y $\gamma = 0,05$.

Partiendo de la ec. 2.22, la densidad de flujo en el entrehierro, producida por los

imanes, puede aproximarse utilizando series de Fourier de la siguiente manera,

$$B_{mf}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} B_{2n-1} \cos\left(\frac{1}{q}(2n-1)\theta\right), \quad (2.23)$$

donde los coeficientes de la serie son determinados como,

$$B_{2n-1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} B_m(\theta) \cos((2n-1)\theta) d\theta \quad (2.24)$$

que resulta en,

$$B_{2n-1} = \frac{16B_0 e^{-2/\gamma} \left(\frac{(e^{2/\gamma}-1)}{2} (2n-1) T_m \gamma \cos\left(\frac{T_m}{2}(2n-1)\right) - (e^{2/\gamma}+1) \sin\left(\frac{T_m}{2}(2n-1)\right) \right)}{\pi(2n-1) (4 + (2n-1)^2 T_m^2 \gamma^2)} \quad (2.25)$$

Como ejemplo de esta aproximación se muestra en la Figura 2.16 la distribución de densidad de flujo en el entrehierro en función de la posición, considerando la serie hasta $n = 20$ para $\gamma = 0,0632$.

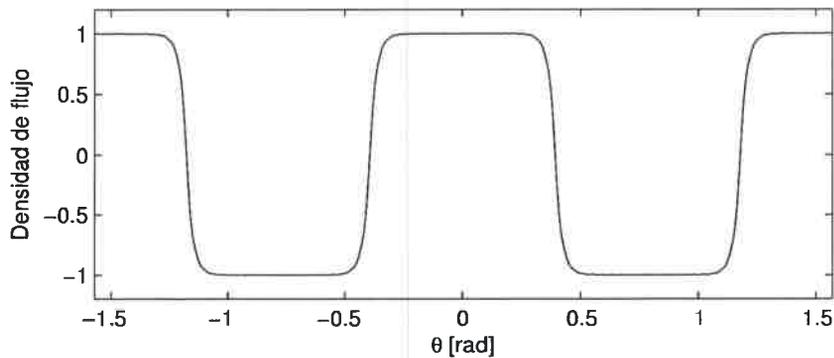


Figura 2.16: Distribución de densidad de flujo para $T_m = \pi$, $p = 4$ y $\gamma = 0,0632$, calculada con la ec. (2.23)

Se realizó un análisis de los 10 primeros armónicos de la distribución de densidad de flujo, para dos condiciones de magnetización. Para estos casos se consideraron los parámetros presentados en [82] para máquinas de 4 polos y se utilizaron imanes de 180° eléctricos. En la figura 2.17 se presenta la composición armónica de la distribución de densidad de flujo para ambos casos en valores en *p.u.* donde la base utilizada es la amplitud de la componente fundamental obtenida para cada caso.

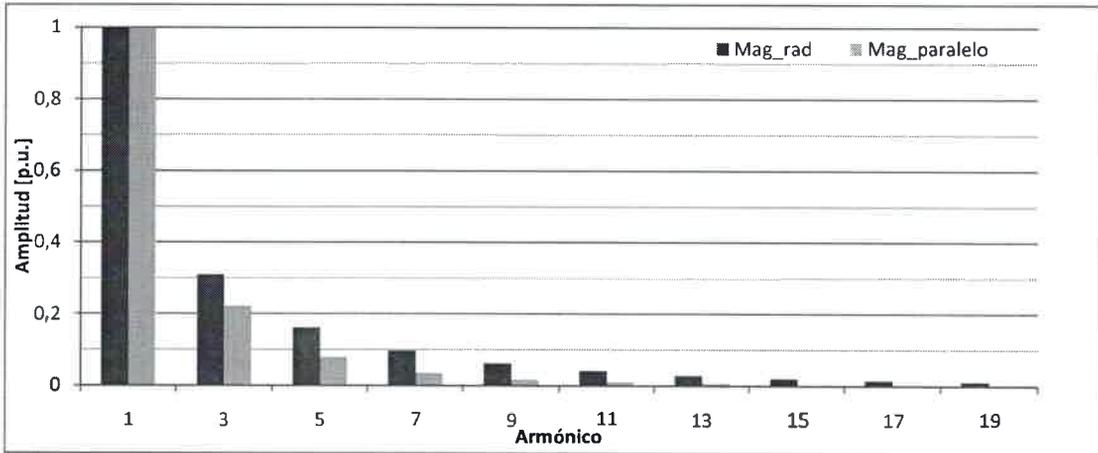


Figura 2.17: Contenido armónico de la densidad de flujo con $T_m = \pi$, para magnetización radial $\gamma = 0,0632$ y magnetización paralela $\gamma = 0,1655$.

2.4.3. Modelo de la FEM inducida

Para el cálculo de la FEM inducida se pueden utilizar, a partir de las expresiones obtenidas en la secciones 2.4.1 y 2.4.2, dos metodologías que permiten obtener una aproximación analítica.

Un método para calcular el flujo concatenado en las bobinas del estator consiste en realizar la integral de la densidad de flujo, respecto a θ_s , entre $-\beta$ y β . Debido

a que la distribución de la densidad de flujo depende de la posición relativa entre el rotor y el estator, se define $\theta = (\theta_r - \theta_s)$, donde θ_r es la posición angular del rotor. El flujo concatenado $\psi(\theta_r)$ para las bobinas de cada una de las fases resulta,

$$\psi(\theta_r) = N_s r l \int_{-\beta}^{\beta} B m_f(\theta_r - \theta_s) d\theta_s, \quad (2.26)$$

donde N_s es el número de espiras del bobinado, r es el radio del entrehierro y l la longitud del rotor.

Luego, la fem inducida en las bobinas de cada fase se calcula como la derivada del flujo concatenado por el estator con respecto al tiempo,

$$e = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} = \varphi(\theta_r)\omega, \quad (2.27)$$

que resulta en,

$$e = N_s r l \omega \frac{d}{d\theta_r} \int_{-\beta}^{\beta} B m_f(\theta_r - \theta_s) d\theta_s. \quad (2.28)$$

Utilizando la distribución de densidad de flujo presentada en la figura 2.16, la FEM inducida (e) resulta,

$$e(\theta_r) = N_s r l \omega \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e_{2n-1} \operatorname{sen}\left(\frac{(2n-1)\beta}{q}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{(2n-1)\theta_r}{q}\right)}{q}, \quad (2.29)$$

siendo,

$$e_{2n-1} = -B_{2n-1} \quad (2.30)$$

Con el objetivo de evaluar gráficamente la influencia de la variación de q y β en la generación de FEM, se fijó, en primer lugar, $q = 0,5$ y se varió el parámetro β

en un rango entre $\pi/6$ y $\pi/4$. El resultado se presenta en la figura 2.18. En segunda instancia, se fijó $\beta = \pi/6$ y se utilizó para el parámetro q un rango entre 0,25 y 0,5. Esto se muestra en la figura 2.19.

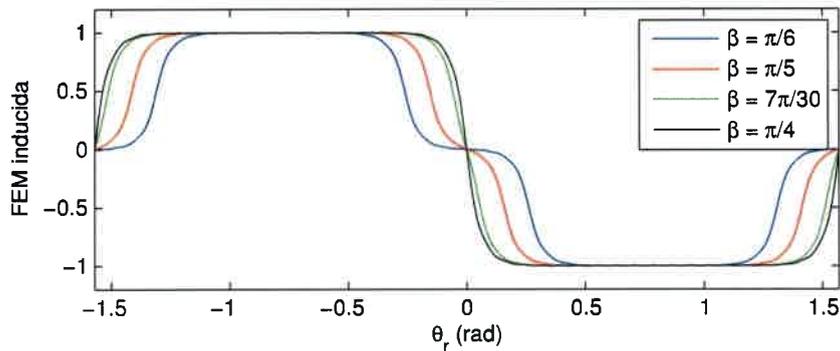


Figura 2.18: FEM inducida para $q = 0,5$.

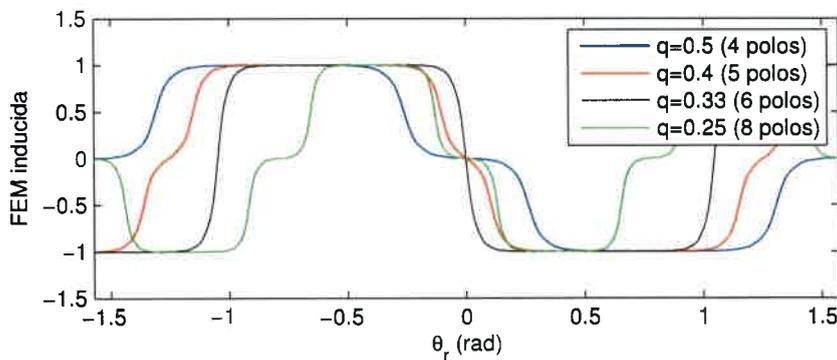


Figura 2.19: FEM inducida para $\beta = \pi/6$.

Observando la Fig. 2.18 se puede inferir que con un número de ranuras por fase por polo $q = 0,5$, el valor de β con el cual se consigue una forma de onda más cercana a la cuadrada es $\beta = \frac{\pi}{4}$. Esto implica aumentar el paso de ranura correspondiente al

diente principal hasta alcanzar el paso polar y, por consiguiente, reducir el ancho del diente auxiliar.

Analizando los resultados presentados en la Fig. 2.19, se deduce que sin modificar el ancho de los dientes del estator, manteniendo constante el valor de $\beta = \frac{\pi}{6}$, la geometría con la cual se obtiene un mayor valor eficaz de FEM inducida corresponde a igual número de ranuras y polos, en este caso 6. Tecnológicamente esta solución no es factible debido a que el par de reluctancia (*cogging torque*) es muy elevado, no obstante es posible utilizar un valor de q cercano a $1/3$ sin gran pérdida de valor eficaz [83].

Es posible obtener la FEM inducida a partir de otro método que considera, tanto la distribución de bobinados como la distribución de densidad de flujo representadas mediante series de Fourier. La FEM puede calcularse según la siguiente ecuación,

$$e = rl\omega \frac{d}{d\theta_r} \int_{-\pi}^{\pi} n(\theta_s) Bm_f((\theta_s - \theta_r)) d\theta_s, \quad (2.31)$$

donde $n(\theta_s)$ representa una distribución de bobinado genérico, correspondiendo $n_a(\theta_s)$, $n_b(\theta_s)$ y $n_c(\theta_s)$, a cada una de las fases.

A modo de ejemplo se presenta con mayor detalle solo la FEM inducida para la fase a , sustituyen las ecuaciones 2.18 y 2.23, se obtiene,

$$e_a = rl\omega N_s \frac{d}{d\theta_r} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{\beta}{\pi} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2}{i\pi} \text{sen}(i\beta) \cos(i\theta_s) \right) \left(\sum_{n=1}^{\infty} B_{2n-1} \cos\left(\frac{2n-1}{q}(\theta_s - \theta_r)\right) \right) d\theta_s \quad (2.32)$$

Los resultados de este método son iguales a los obtenidos anteriormente. En la figura 2.20 se presentan los resultados para un número de polos, por sección, que varía

entre 4 y 7.

Para evaluar la incidencia de las variables β y q sobre el valor eficaz de la FEM inducida se decidió construir una gráfica tridimensional. La cantidad de variables existentes en la ec. 2.29 dificultan el análisis, es por ello que se procedió a fijar los parámetros de la distribución de flujo $B_0 = 1$, $T_m = \pi$ y $\gamma = 0,0632$. A partir de las simplificaciones efectuadas, es posible representar el valor eficaz de la FEM inducida, en función de β y q , tal como se muestra en la Fig. 2.21.

Con los resultados obtenidos del modelo, presentados en la Fig. 2.21, se observa que la condición que hace máximo el valor eficaz de la FEM es cuando,

$$\beta = \frac{q\pi}{2} \quad (2.33)$$

esto se debe a que para esta condición, la sección ocupada por la ranura corresponde exactamente al paso polar del imán y por ende el flujo concatenado es máximo.

La relación existente entre las variables β y q se presenta en la ecuación 2.34 y se

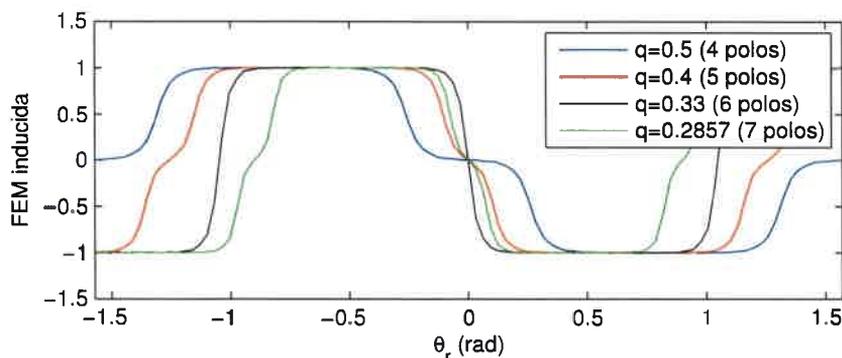


Figura 2.20: FEM inducida para $\beta = \pi/6$ y $0,2857 \leq q \leq 0,5$.

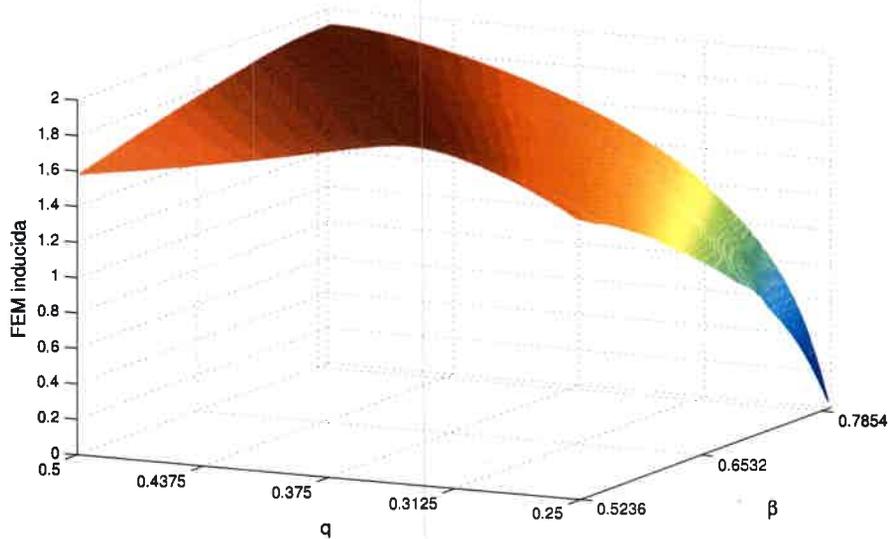


Figura 2.21: Valor eficaz de FEM inducida para $\pi/6 \leq \beta \leq \pi/4$ y $0,25 \leq q \leq 0,5$.

puede definir utilizando un dominio dividido en dos secciones,

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta = \frac{\pi}{6} \quad q \leq \frac{1}{3}, \\ \beta = \frac{qT_m}{2} \quad \frac{1}{3} < q < \frac{1}{2}. \end{array} \right. \quad (2.34)$$

La razón de sectorizar el dominio se debe a que para $q \leq \frac{1}{3}$ el ancho del diente (β) es mayor a $\frac{qT_m}{2}$ y por lo tanto incrementar dicho ancho no mejora las prestaciones de la máquina. Mientras que para el resto del dominio, β es menor en magnitud a $\frac{qT_m}{2}$ y por lo tanto aumentar el ancho del diente permite incrementar el flujo concatenado y por ende la FEM inducida. Este efecto se puede observar en la Fig. 2.22, donde la curva en línea de trazos muestra la variación del valor eficaz de la FEM inducida para $\beta = \pi/6$ (Distribución uniforme de ranuras), mientras que la curva en línea llena presenta la FEM inducida para la condición de máximo flujo concatenado (ec. 2.33),

utilizando distribución no-uniforme de ranuras.

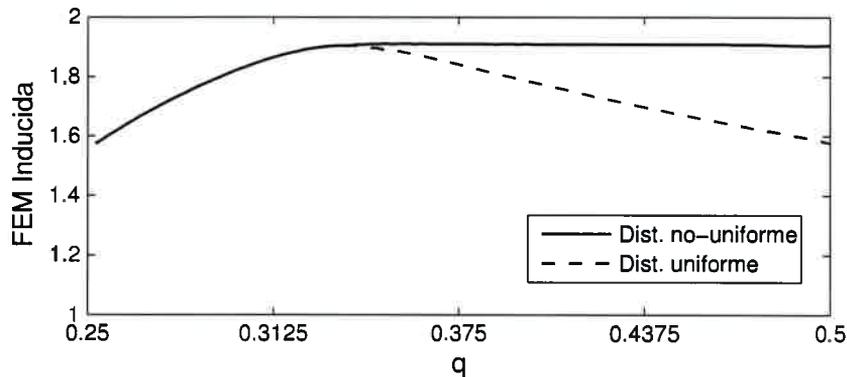


Figura 2.22: Valor eficaz de FEM inducida.

Ahora, aplicando la restricción presentada en la ecuación 2.34, se puede generar una nueva gráfica tridimensional que representa de manera precisa y concreta el dominio de trabajo propuesto. El resultado predicho anteriormente queda expresado con mayor claridad a partir de la visualización de la figura 2.23.

El modelo generado resulta suficientemente flexible para analizar la incidencia de diferentes parámetros sobre la forma de onda de la FEM inducida. Dentro de los parámetros de análisis se encuentran variables correspondientes a la geometría de la máquina, tales como el paso de ranura (β), el número de ranuras por polo y por fase (q), el ancho del polo (T_m) y γ que determina la forma de la densidad de flujo.

Cuando el número de polos, correspondiente al valor de q utilizado en el modelo, no es número entero, para extender la geometría a una máquina multipolo (p entero) debe modificarse la estructura del bobinado. En la misma, cada una de las bobinas concatena el máximo flujo en diferente instante de tiempo y por consiguiente la forma de onda de FEM de la máquina difiere de la correspondiente a una única bobina.

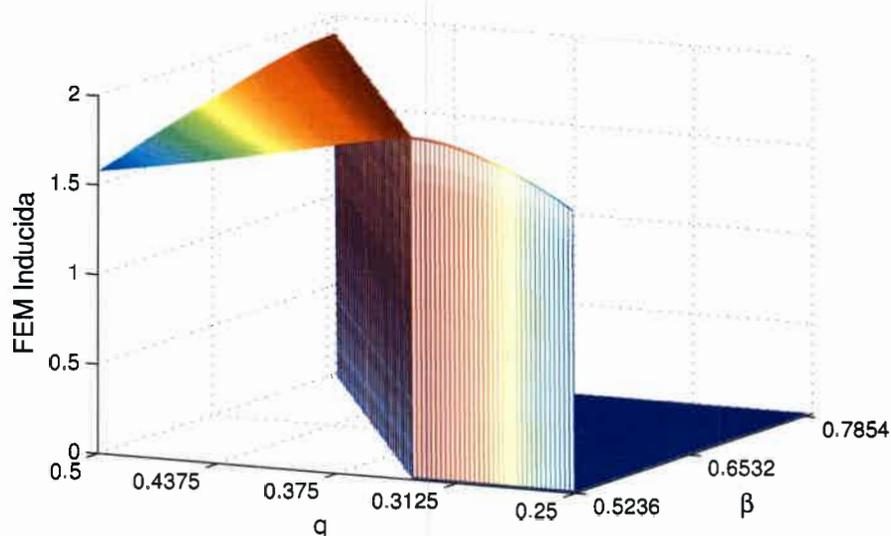


Figura 2.23: Valor eficaz de FEM inducida para la restricción propuesta en la ec. 2.34.

Tabla 2.6: Desfasaje de la FEM inducida.

Polos	desfasaje
4	$2\pi/3$
5	$\pi/3$
6	0
7	$-\pi/3$
8	$-2\pi/3$

El desfasaje entre las tres FEM inducidas, para el modelo presentado, se puede calcular como,

$$\xi = \frac{\pi(Q - p)}{m}, \tag{2.35}$$

donde Q es el número de ranuras, p es número de polos y m en número de fases.

En la Tabla 2.6 se presentan los desfasajes para los casos de números enteros de polos.

La FEM inducida por fase, cuando se utiliza igual número de polos que ranuras ($q = 1/3$), es la más próxima a una forma de onda cuadrada. Sin embargo, resulta tecnológicamente inviable porque el desfase entre las tensiones de fase es nulo, no conformando una terna trifásica equilibrada.

2.4.4. Sumario del modelo de FEM

Se obtuvo un modelo analítico que permite cuantificar el valor eficaz de la FEM inducida en función de las variables de diseño de la máquina. Con este modelo se pretende obtener la topología de máquina que, a partir del uso de la estrategia propuesta en [41], permita maximizar la densidad de potencia.

Como se mencionó en el desarrollo de esta sección, el modelo permite obtener para cualquier valor de q , el correspondiente valor de β que maximiza el valor eficaz de la FEM inducida. Para completar el análisis se debe evaluar el par de reluctancia y en función de este concluir cual de las opciones es la que resulta más favorable. Este análisis se efectúa en la sección propuesta a continuación.

2.5. Modelo analítico del par de reluctancia

El par de reluctancia o en inglés “*cogging torque*”, que también se conoce como par de retención o de corriente cero, es el par generado en las máquinas de imanes permanentes debido a la interacción entre la distribución de flujo del rotor y la reluctancia variable del entrehierro por el efecto de las aberturas de las ranuras. Al girar el rotor se producen fuerzas que tienden a mantener alineado el polo del rotor con el/los dientes del estator en las posiciones correspondientes a la mínima reluctancia

del circuito magnético.

Este par depende de la posición del rotor (θ_r) y su periodicidad por revolución se puede calcular como el mínimo común múltiplo (mcm) entre el número de polos (p) y de ranuras (Q) [84]. El par de reluctancia es indeseable, especialmente a bajas velocidades, dando como resultado ondulaciones de par y consecuentemente de velocidad. A altas velocidades el efecto del par de reluctancia es menos notable debido a que la inercia de la máquina tiende a filtrar su efecto en la velocidad.

En la mayoría de las aplicaciones es deseable acotar el par de reluctancia con el objetivo de minimizar las ondulaciones de par y de velocidad. Desde el punto de vista del diseño de las máquinas es importante disponer de un modelo que permita analizar dicho par y determinar cuales son las variables de diseño que permiten minimizar, o al menos limitar, su efecto.

Existen diferentes propuestas en la literatura para realizar el cálculo analítico del par de reluctancia, entre ellas se cita la variación de energía en el entrehierro a partir de la caracterización de la variación de la permeancia por las aberturas de ranuras [85] y la aplicación del tensor de maxwell en el camino circular del entrehierro [86], donde la distribución de densidad de flujo se obtiene utilizando un modelo de subdominio [86, 87, 88].

Para el cálculo del par de reluctancia en esta Tesis se decidió utilizar un enfoque que cuantifica la variación de la co-energía. Para simplificar el cálculo, se supone que el núcleo de hierro es ideal, es decir, la energía magnética almacenada en el núcleo es igual a cero. Por lo tanto, el par de reluctancia puede cuantificarse por medio de la variación de la co-energía magnética en el volumen del entrehierro como una función

de la posición del rotor, como se expresa en la siguiente ecuación,

$$T_{cog}(\theta_r) = -\frac{\partial W_{eh}(\theta_r)}{\partial \theta_r} = \frac{\partial}{\partial \theta_r} \left[\frac{1}{2\mu_0} \int_V \lambda^2(\theta_s) B^2(\theta_s, \theta_r) dV \right], \quad (2.36)$$

donde θ_r es la posición angular del rotor, W_{eh} la energía magnética en el entrehierro, μ_0 la permeabilidad del aire, θ_s es la posición angular sobre la circunferencia del estator, $\lambda(\theta_s)$ es la permeancia relativa del entrehierro y $B(\theta_s, \theta_r)$ es la distribución equivalente de la densidad de flujo magnético en el entrehierro para la máquina sin ranuras.

Si la permeancia relativa y la distribución de densidad de flujo en el entrehierro son aproximadas utilizando series de Fourier [84, 89, 51], el par de reluctancia puede expresarse como,

$$T_{cog}(\theta_r) = -\frac{\pi N_L l}{4\mu_0} (r_m^2 - r_s^2) \sum_{i=1}^{\infty} i \lambda_{iN_L} B_{iN_L} \sin(iN_L \theta_r), \quad (2.37)$$

siendo r_m el radio del rotor, limitado por la superficie de los imanes permanentes, r_s el radio del estator, λ_{iN_L} los coeficientes de la serie de Fourier de la permeancia relativa del entrehierro al cuadrado ($\lambda^2(\theta_s)$), B_{iN_L} los coeficientes de la serie de Fourier de la distribución de flujo al cuadrado ($B^2(\theta_s, \theta_r)$) y N_L el mínimo común múltiplo entre el número de polos (p) y ranuras (Q).

Para realizar el cálculo se utiliza la distribución de la densidad de flujo presentada en la sección 2.4.2, aproximada por la ecuación 2.22 y se desarrolla la función que caracteriza la variación de la permeancia del entrehierro.

La variación de la permeancia del entrehierro se puede calcular como la inversa de la reluctancia, a partir del cálculo del camino magnético. En la figura 2.24 se presenta

una modelo simplificado de la abertura de la ranura, donde se puede realizar una aproximación del camino magnético de las líneas de flujo, en la sección de la abertura de la ranura, con un arco de circunferencia. Esto se especifica en la figura con los arcos de circunferencia de radio b_1 y b_2 que varían entre cero y $b_s/2$.

La función que aproxima la longitud del camino magnético (l_{cmm}), situando el origen del eje de abscisas en el centro de la ranura, puede expresarse como,

$$\left\{ \begin{array}{ll} l_{cmm} = g + \frac{l_m}{\mu_r} + \frac{\pi b_s}{4} + \frac{\pi}{2} \theta_s & -\frac{b_s}{2} \leq \theta_s \leq 0 \\ l_{cmm} = g + \frac{l_m}{\mu_r} + \frac{\pi b_s}{4} - \frac{\pi}{2} \theta_s & 0 \leq \theta_s \leq \frac{b_s}{2} \\ l_{cmm} = g + \frac{l_m}{\mu_r} & \forall \theta_s \text{ fuera de la ranura} \end{array} \right. \quad (2.38)$$

A partir de lo expuesto anteriormente, la permeancia relativa se puede calcular

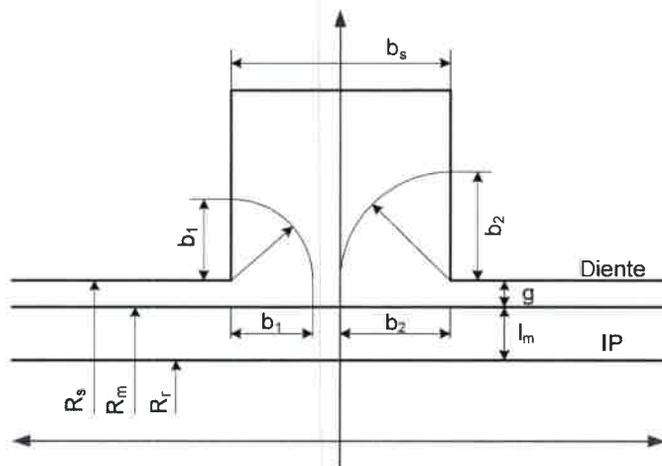


Figura 2.24: Geometría de una ranura y longitud del camino magnético.

conforme a,

$$\lambda(\theta_s) = \frac{g + \frac{l_m}{\mu_r}}{l_{cmr}(\theta_s)}. \quad (2.39)$$

Para caracterizar la variación de la permeancia como una función de la posición θ_s , se comenzó por evaluar la función de la permeancia relativa (ec. 2.39). El objetivo de esta caracterización es proveer una función que permita calcular la permeancia $\lambda(\theta_s)$ tanto para distribución uniforme como no-uniforme de ranuras. Para ello se realizó una modificación que permite, mediante la incorporación del factor δ , modificar el paso de ranura. Siendo δ es el ancho diferencial del diente principal respecto al diente de una máquina con dientes igualmente distribuidos, definido previamente en la ec. 2.12. Entonces, la permeancia relativa puede expresarse como,

$$\left\{ \begin{array}{ll} \lambda(\theta_s) = 1 & 0 \leq \theta_s \leq \frac{(\frac{\pi r_s(1+\delta)}{Q} - \frac{b_s}{2})}{r_s} \\ \lambda(\theta_s) = \frac{g + \frac{l_m}{\mu}}{\frac{\pi r_s \theta_s}{2} + g + \frac{l_m}{\mu} - \frac{\pi}{2} \left(\left(\frac{\pi r_s(1+\delta)}{Q} - \frac{b_s}{2} \right) \right)} & \frac{(\frac{\pi r_s(1+\delta)}{Q} - \frac{b_s}{2})}{r_s} \leq \theta_s \leq \left(\frac{\pi(1+\delta)}{Q} \right) \\ \lambda(\theta_s) = \frac{g + \frac{l_m}{\mu}}{-\frac{\pi r_s \theta_s}{2} + g + \frac{l_m}{\mu} + \frac{\pi}{2} \left(\left(\frac{\pi r_s(1+\delta)}{Q} + \frac{b_s}{2} \right) \right)} & \left(\frac{\pi(1+\delta)}{Q} \right) \leq \theta_s \leq \frac{(\frac{\pi r_s(1+\delta)}{Q} + \frac{b_s}{2})}{r_s} \\ \lambda(\theta_s) = 1 & \frac{(\frac{\pi r_s(1+\delta)}{Q} + \frac{b_s}{2})}{r_s} \leq \theta_s \leq \tau_s \end{array} \right. \quad (2.40)$$

donde el paso de ranura $\tau_s = (2\pi/Q)$. Esta función es periódica y simétrica respecto del origen de coordenadas.

La integral correspondiente al cálculo de λ_{nNL} , utilizando la función presentada en la ec. 2.40, resulta muy compleja, con funciones del tipo “coseno integral” ($Ci(\theta)$).

Tabla 2.7: Puntos de la geometría de la ranura para el cálculo aproximado de la permeancia.

θ_s	$f_s(\theta_s)$
$\frac{(\frac{\pi r_s(1+\delta)}{Q} - \frac{b_s}{2})}{r_s}$	1
$\left(\frac{\pi(1+\delta)}{Q}\right)$	$\frac{(g + \frac{l_m}{\mu})^2}{(g + \frac{l_m}{\mu} + \frac{b_s\pi}{4})^2}$
$\frac{(\frac{\pi r_s(1+\delta)}{Q} + \frac{b_s}{2})}{r_s}$	1

Por este motivo, se optó por aproximar la función dentro de la abertura de ranura como una función cuadrática. Dicha función fue calculada considerando que el vértice de la parábola descrita coincide con el valor de la función en el centro de la abertura. En la Tabla 2.7 se presentan los tres puntos que describen la parábola.

En la figura 2.25 se presenta la permeancia relativa del entrehierro en línea continua y la aproximación cuadrática para la abertura de ranura en línea de trazos.

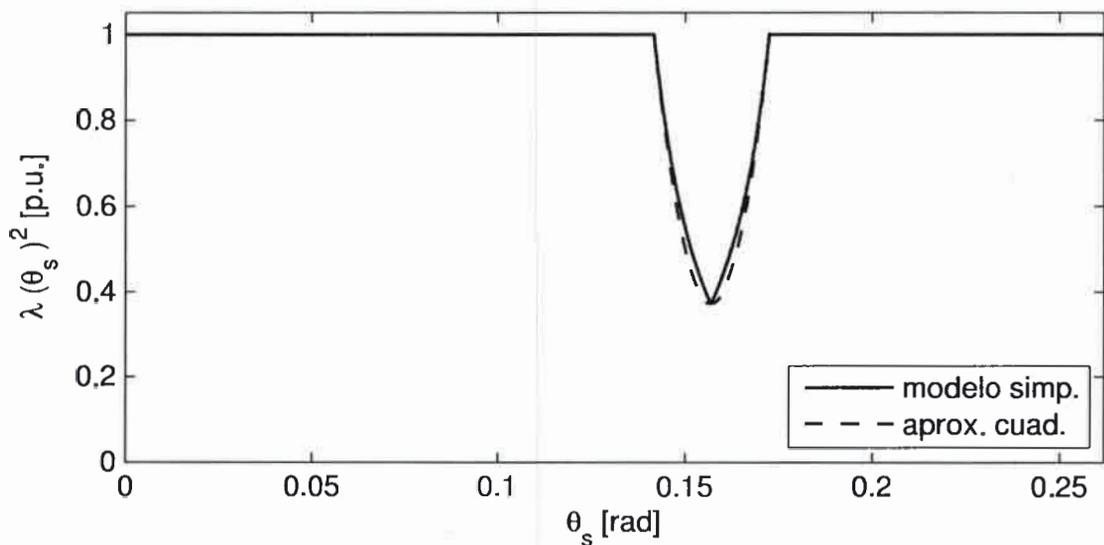


Figura 2.25: Permeancia relativa del entrehierro al cuadrado para un paso de ranura.

Calculando el coeficiente λ_n de la serie de Fourier de la permeancia como,

$$\lambda_n = \frac{Q}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{Q}} \lambda(\theta_s)^2 \cos\left(\frac{nQ}{2}\theta_s\right), \quad (2.41)$$

se obtiene como resultado,

$$\lambda_n = \left(\frac{16\mu k_\delta}{n^2 Q k_\lambda^2} \cos\left(\frac{nb_s Q}{4r_s}\right) - \frac{64r_s^2 \mu k_\delta}{n^3 Q^2 b_s k_\lambda^2} \sin\left(\frac{nb_s Q}{4r_s}\right) + \frac{2k_\lambda^2}{n\pi k_\lambda^2} \sin(n\pi) \right) \quad (2.42)$$

donde n es el índice de la serie de Fourier correspondiente a la permeancia $\lambda^2(\theta_s)$,

$$k_\lambda = \left(\left(g + \frac{b_s \pi}{4} \right) \mu + l_m \right), \quad (2.43)$$

$$k_\delta = \left(\left(g + \frac{b_s \pi}{8} \right) \mu + l_m \right) \left(\cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi\delta}{2}\right) - \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi\delta}{2}\right) \right).$$

Una vez calculado λ_n , se debe obtener el coeficiente de la serie de Fourier de la distribución de la densidad de flujo como,

$$B_v = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} B_m(\theta)^2 \cos(2v\theta) d\theta \quad (2.44)$$

que resulta en,

$$B_v = B_{max}^2 \frac{Ba_n + Bb_n + Bc_n}{\pi v (v^2 \gamma^2 T_m^2 + 4) (v^2 \gamma^2 T_m^2 + 1) \left(-\frac{e^{\frac{4}{\gamma}}}{4} + e^{\frac{1}{\gamma}} - \frac{3e^{\frac{2}{\gamma}}}{2} + e^{\frac{3}{\gamma}} - \frac{1}{4} \right)} \quad (2.45)$$

siendo v el índice de la serie de Fourier correspondiente a la distribución de flujo $B^2(\theta_s, \theta_r)$,

$$Ba_n = (-2(v^2 \gamma^2 T_m^2 + 1) \sin\left(\frac{vT_m}{2}\right) \cos\left(\frac{vT_m}{2}\right) + (v^2 \gamma^2 T_m^2 - 1) \sin(vT_m)) (v^2 \gamma^2 T_m^2 + 4) e^{\frac{2}{\gamma}},$$

$$Bb_n = (v^2 \gamma^2 T_m^2 - 2) \sin(vT_m) \left(e^{\frac{4}{\gamma}} + 1 \right),$$

$$Bc_n = 3v\gamma T_m \cos(vT_m) \left(e^{\frac{4}{\gamma}} - 1 \right).$$

(2.46)

Una vez obtenidos los coeficientes se evaluó el par de reluctancia utilizando la ec. 2.37. Se efectuó una modificación sobre el argumento de la función sinusoidal, sustituyendo N_L por $\frac{N_L}{2}$, debido a que la distribución no uniforme de ranuras reduce a la mitad la frecuencia de la componente fundamental de $\lambda(\theta_s)$, modificando de esta manera la frecuencia del par de reluctancia. Además, se reemplazó el valor correspondiente al radio de los imanes (r_m) por el valor de $r_s + g$, considerando que se evaluará una máquina de rotor exterior. La ecuación para calcular el par de reluctancia resulta,

$$T_{cog}(\theta_r) = -\frac{\pi N_L l}{4\mu_0} ((r_s + g)^2 - r_s^2) \sum_{i=1}^{\infty} i \lambda_{iN_L} B_{iN_L} \sin\left(\frac{iN_L}{2}\theta_r\right), \quad (2.47)$$

Para incorporar los coeficientes de las series de Fourier de la permeancia y la densidad de flujo se deben evaluar,

$$\begin{aligned} v &= \frac{iN_L}{p}, \\ n &= \frac{2iN_L}{Q}, \end{aligned} \quad (2.48)$$

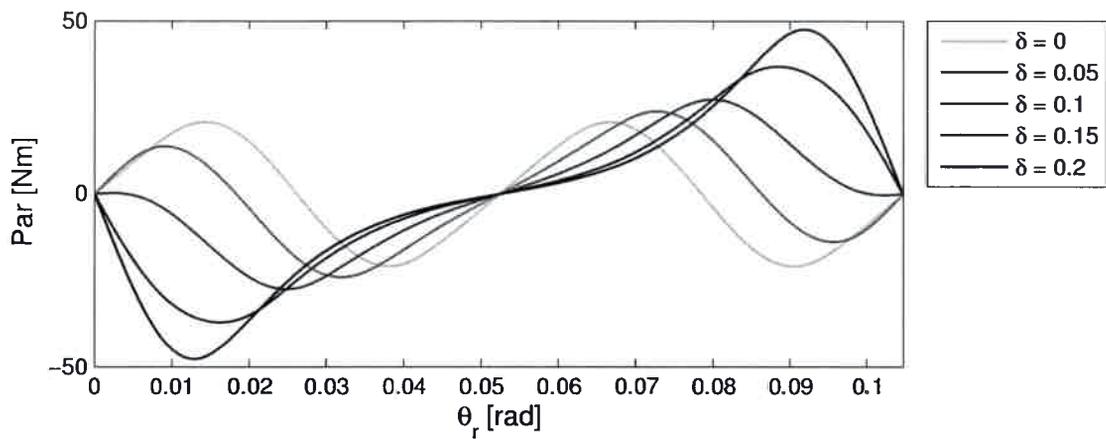
para obtener los coeficientes λ_{iN_L} y B_{iN_L} que integran la ec. 2.37.

Para el análisis del modelo efectuado y su posterior validación se considero como caso de estudio una máquina con las características presentadas en la Tabla 2.8.

Los resultados del modelo para los parámetros especificados en la Tabla 2.8 se presentan en las Figuras 2.26 y 2.27

Tabla 2.8: Características de un generador 5kW.

Potencia	5kW
velocidad	250rpm
Par nominal	191Nm
g	1mm
l_m	4mm
b_s	4mm
r_s	130mm
l	135mm
Q	24
p	20
q	0,4
γ	0,065
B_{max}	0,989
T_m	π
μ	1,0206

Figura 2.26: Resultados del modelo de par de reluctancia para $0 \leq \delta \leq 0,2$.

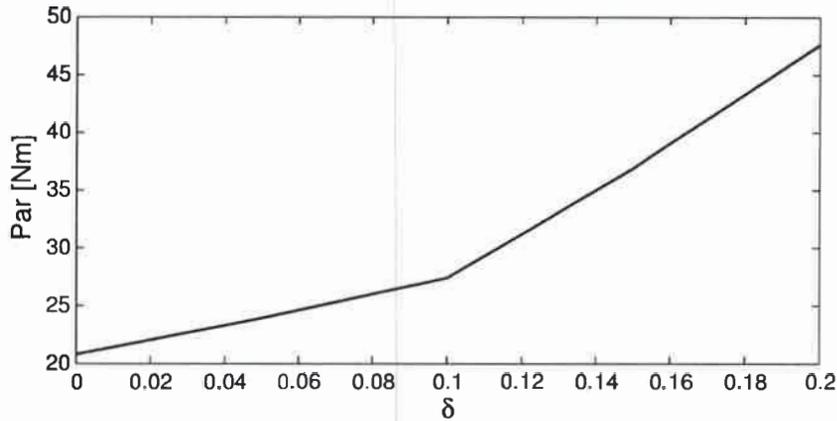


Figura 2.27: Amplitud máxima del par de reluctancia para $0 \leq \delta \leq 0,2$.

2.5.1. Validación del modelo con resultados obtenidos por EF

Para la validación del modelo se realizó una comparación entre los resultados obtenidos y el par de reluctancia calculado a partir de un análisis por el método de los elementos finitos. Para la construcción del modelo de EF se respetaron todas las dimensiones y consignas presentadas en la Tabla 2.8. Siendo necesaria la construcción de 5 modelos, correspondientes a los valores de $\delta = 0$, $\delta = 0,05$, $\delta = 0,1$, $\delta = 0,15$ y $\delta = 0,2$ respectivamente. En la Fig. 2.28 se presenta a modo de ejemplo el modelo del generador para $\delta = 0,2$.

Los resultados del modelo analítico comparados con los obtenidos del modelo de EF se presentan en las figuras 2.29 y 2.30

Como se puede observar, el modelo analítico permite obtener de manera rápida una estimación tanto de amplitud como de forma de onda del par de reluctancia. Este resultado es comparable al obtenido por medio de un análisis por el método de los

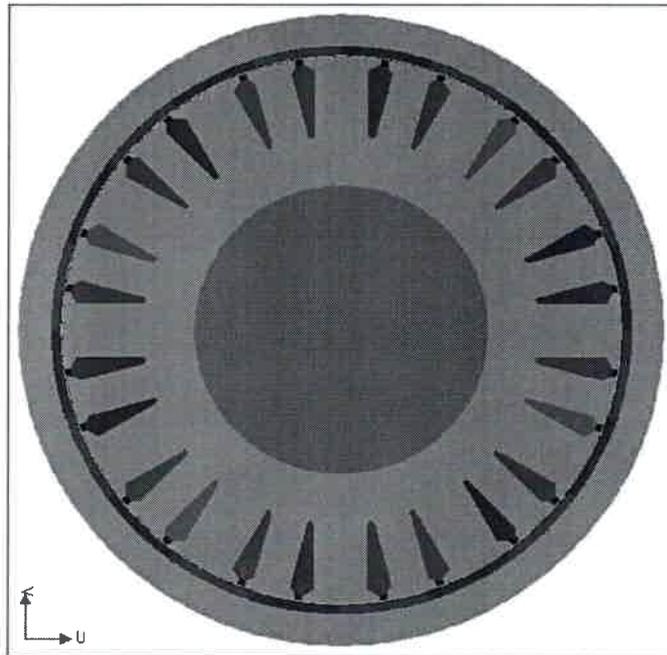
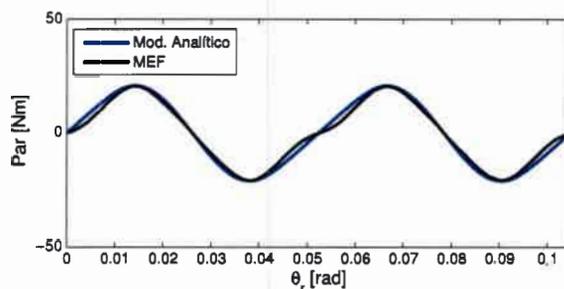


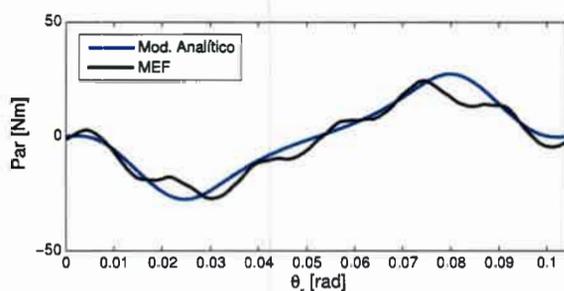
Figura 2.28: Modelo de elementos finitos para $\delta = 0,2$.

elementos finitos. La diferencia en la forma de onda está principalmente asociada al hecho que el modelo analítico no considera la saturación magnética del núcleo y posee una serie de simplificaciones, las cuales se detallaron al comienzo de la sección 2.5.

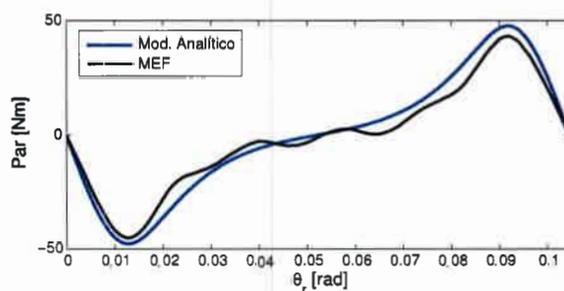
También se observa que para $\delta = 0,1$ el par solo se incrementa en magnitud un 31,5% respecto al par con $\delta = 0$, mientras que para $\delta = 0,2$ el incremento es del 128,9%. Además, es mucho más importante la pendiente de crecimiento en el rango de $0,1 \leq \delta \leq 0,2$. Se puede concluir que modificando el ancho de diente hasta un 10% no se provoca una alteración importante en la magnitud del par de reluctancia.



(a) Ancho de dientes iguales



(b) $\delta = 0,1$



(c) $\delta = 0,2$

Figura 2.29: Comparación de resultados del modelo analítico y de EF.

2.5.2. Sumario del modelo de par de reluctancia

Se obtuvo un modelo analítico que permite obtener una buena aproximación de la amplitud del par de reluctancia. Además, se obtiene una aproximación de la forma de onda del par con un esfuerzo computacional muy inferior al necesario para el análisis

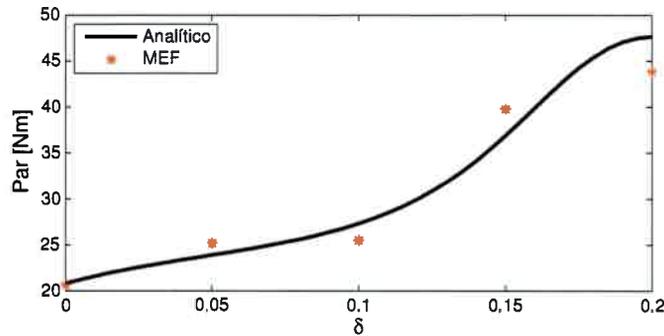


Figura 2.30: Máximo del par de reluctancia para $0 \leq \delta \leq 0,2$.

por el MEF.

El modelo aporta una manera de restringir variables de diseño, a partir de una restricción sobre la amplitud del par.

2.6. Discusión y conclusiones

Del análisis efectuado en las secciones 2.2.2 y 2.2.3 surge claramente que la forma de onda de FEM que permite una máxima extracción de potencia es la cuadrada. Debido a limitaciones del tipo constructivo no es posible obtener una forma de onda cuadrada ideal. Sin embargo, resulta interesante obtener una forma de onda de FEM tan próxima a la cuadrada como sea posible, ya que con esta FEM se puede aumentar la potencia transferida entre la máquina y el sistema.

A partir de los resultados obtenidos del análisis de las formas de onda de FEM inducida, se obtuvo un modelo que permite determinar, en forma precisa y simple, la FEM inducida para finalmente obtener la potencia instantánea de la máquina. Este modelo es lo suficientemente flexible para permitir cuantificar variaciones de la

topología del bobinado, forma de los imanes permanentes, como también dirección de magnetización.

En los casos en que $q = 1/4$ y $q = 1/2$, el desfase es el correcto para una señal trifásica. Mientras que para $q = 2/5$ y $q = 2/7$, si se invierte la distribución de bobinado de la fase a , también se logra conformar un sistema trifásico equilibrado con un desfase de 120° .

De los casos mencionados previamente solo para $q = 1/4$ y $q = 2/5$ resulta interesante utilizar una distribución no-uniforme de ranuras para aumentar el valor eficaz de la FEM inducida y aproximarse a la forma de onda pretendida.

Se realizó el análisis para $q = 2/5$, porque permite extender por simetría la geometría de la máquina, manteniendo la forma de onda obtenida en el modelo básico. Por otra parte, el ancho diferencial del diente principal (δ) respecto al caso de $q = 1/4$ es menor. Para este caso, la máquina a diseñar debe tener 12 ranuras y 10 polos o múltiplos de estos valores, con ancho de dientes desigual.

Se desarrolló un modelo que permite cuantificar el par de reluctancia en amplitud y forma de onda, el cual se validó con resultados obtenidos del análisis por el MEF para una máquina con $q = 2/5$, siendo $p = 20$ y $Q = 24$ respectivamente. A partir de los resultados obtenidos del modelo analítico para calcular el par de reluctancia se puede concluir que hasta un valor de $\delta = 0,1$, la amplitud del par de reluctancia no se modifica de manera importante, con lo cual es posible aumentar el valor eficaz de la FEM inducida sin modificar sustancialmente el par de reluctancia de la máquina.

Finalmente, se concluye que el desarrollo de los modelos analíticos presentados en este capítulo simplifican el análisis de la máquina eléctrica y aportan una alter-

nativa para el diseño, involucrando un número importante de variables asociadas al mismo, que de otra manera implicaría mayor tiempo de análisis y un mayor esfuerzo computacional.

Capítulo 3

Análisis del efecto de la desmagnetización del rotor

3.1. Introducción

Para la selección de la topología y conexionado de bobinados es necesario analizar cual es la alternativa más conveniente para el mejor desempeño de la máquina. Existen factores, que de acuerdo a las características constructivas de la máquina, afectan en mayor o menor medida su desempeño, como es el caso de una falla.

Las máquinas de imanes permanentes (MIP) son ampliamente utilizadas como motor en sistemas de automatización industrial y generadores en sistemas electro-
eólicos. En ambos casos, las fallas de la máquina producen altos costos tanto de reparación como por el tiempo de inactividad del sistema. El interés en la detección de fallas en MIP se hizo más notorio desde el impulso dado al desarrollo de fuentes de energía renovables y la creciente tendencia a utilizar los generadores de imanes

permanentes directamente acoplados a turbinas eólicas [1, 2]. Existen varios estudios sobre las técnicas de monitoreo de aerogeneradores, como por ejemplo, estudios sobre estrategias de detección y diagnóstico de fallas en los generadores eléctricos o en el sistema mecánico [53, 54, 55], que están principalmente destinadas a reducir los costos de mantenimiento.

Para máquinas trabajando en regiones de difícil acceso o en forma aislada, donde el mantenimiento debe ser bajo, es necesario el desarrollo de sistemas tolerantes a fallas. Por esta razón se realizó una revisión de las posibles fallas en máquinas de imanes permanentes y cual es la manera de hacer un diseño más robusto.

Las posibles fallas en las MIP pueden clasificarse en fallas de estator, de rotor y de rodamientos. Para el caso de máquinas conectadas a un inversor, también pueden acontecer fallas en el mismo tales como fallas en las llaves de potencia y sus circuitos de disparo o envejecimiento del capacitor electrolítico de la malla de corriente continua [56].

Las fallas asociadas al rotor pueden deberse a excentricidades, deterioro de alguna de las piezas polares, asimetrías y problemas de soldaduras mecánicas.

La excentricidad en el rotor se produce por una distribución no uniforme del entrehierro y puede clasificarse en estática o dinámica. La excentricidad produce un desequilibrio resultante de las fuerzas radiales, que puede causar el contacto entre rotor y estator, provocando deterioro en ambas partes. Para el caso de excentricidad estática, la posición de mínimo entrehierro es fija con respecto al estator, no obstante, para excentricidad dinámica el centro del rotor no está en el centro de rotación, y la posición de mínimo entrehierro gira con el rotor. Las excentricidades pueden

producirse por desbalances en la carga, desajustes, montaje inadecuado, o por flexión del eje del rotor.

La existencia de defectos en los imanes del rotor puede originar efectos en la MIP similares a los producidos por la excentricidad dinámica. Dentro de los defectos hallados en los imanes pueden citarse grietas microscópicas, virutas, desintegración por corrosión, o desmagnetización parcial [57, 58, 59].

Una de las estrategias más difundidas para el diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas es el análisis de la firma de corriente. Esta estrategia es ampliamente utilizada para la detección de fallas en máquinas de inducción, tales como barras rotas y excentricidades estáticas y dinámicas [90, 60, 91, 61, 62, 92, 93], como así también para la detección de excentricidad dinámica en máquinas sincrónicas [63]. Además, ha sido utilizado en el diagnóstico de fallas en rodamientos [94, 95]. Otra aplicación de este método corresponde a la detección de fallas en los bobinados y excentricidad dinámica de máquinas sincrónicas de imanes permanentes [64, 65, 66].

Una herramienta muy eficiente para el análisis de fallas en MIP es la utilización de modelos para la simulación por el método de los elementos finitos (MEF) [68]. El MEF permite conseguir una evaluación precisa de las variables utilizadas en el diagnóstico de fallas para diferentes configuraciones de MIP sin necesidad de contar con un prototipo experimental de cada una de ellas.

En [57] Le Roux *et al.* analizan excentricidades dinámicas y estáticas, y el efecto de la desmagnetización de una pieza polar. Esta propuesta consiste en realizar una serie de cálculos estáticos por el MEF, evaluando n pasos para lograr la rotación de los 360° mecánicos de la máquina. La forma de onda del flujo en el entrehierro

se obtiene a partir de los resultados del MEF. Una vez obtenida la distribución de campo magnético en el entrehierro, por medio de las ecuaciones que describen la MIP, se realiza el análisis de fallas. Del análisis de la transformada rápida de Fourier (FFT) de la corriente de la máquina, se observa claramente la aparición de las componentes a 0.5X y 1.5X de la frecuencia fundamental, remarcándose principalmente el análisis sobre la componente de 0.5X. La posición del armónico de menor frecuencia es dada por $2/p$, donde p es el número de polos de la máquina. Esta componente caracteriza el tipo de falla analizada [57, 66, 70, 71].

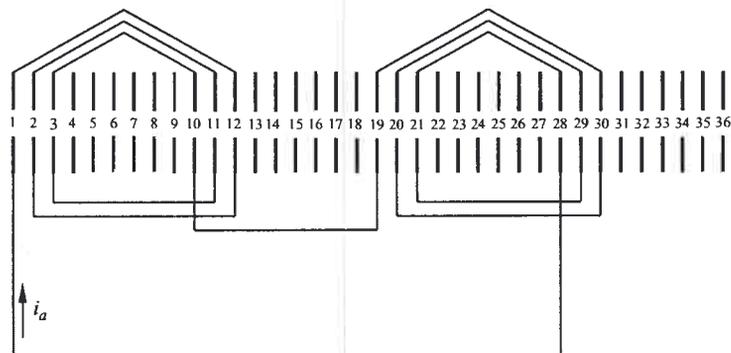
En [69] se presenta un modelo para la evaluación de excentricidad en MIP. La propuesta se valida con simulación por el MEF y resultados experimentales obtenidos por mediciones de vibraciones, como una alternativa al uso del espectro en frecuencia de la corriente.

Otra alternativa encontrada en la bibliografía es la aplicación de un análisis utilizando la FFT con la distribución Wigner-Ville para la detección de fallas en el rotor bajo condiciones no estacionarias de funcionamiento. En la misma son analizadas las componentes armónicas $2/3X$ y $4/3X$ para evaluar la presencia y evolución de la falla [73].

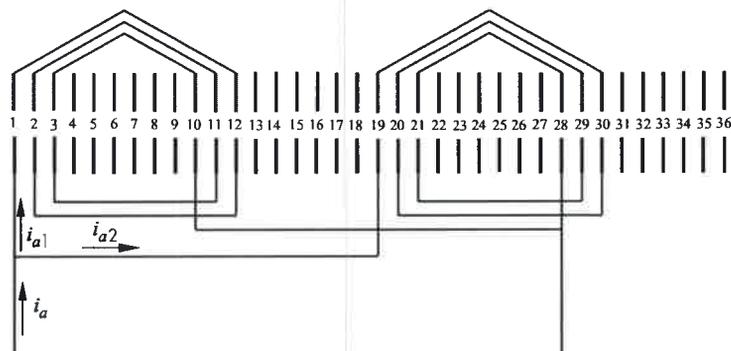
El efecto de la desmagnetización tanto uniforme como asimétrica sobre la FEM inducida en MIP con diferentes distribuciones de bobinado fue analizado en [67] utilizando el MEF en 2D. Los efectos producidos por la excentricidad del rotor, sobre las corrientes y FEM inducida en una MIP con conexión de bobinados en paralelo fue analizado utilizando el MEF en [72].

En este capítulo se presenta el análisis de los efectos manifestados en la MIP,

cuando se produce la desmagnetización de una de las piezas polares de la misma. Se evalúan los efectos producidos por la desmagnetización para distintas conexiones de los bobinados del estator. Se presentan resultados de simulación con dos modelos, uno básico y otro aplicando un análisis por el MEF. Posteriormente se realiza una validación experimental utilizando una MIP diseñada especialmente para tal fin a la que se le pueden extraer parte de los imanes que conforman uno de los polos de la máquina y sus bobinados se pueden conectar en serie o paralelo como se muestra en la figura 3.1. Las principales características de esta MIP se presentan en la Tabla 3.1.



(a) Bobinados en serie.



(b) Bobinados en paralelo.

Figura 3.1: Conexión de bobinados.

Por último se presenta una discusión de los resultados y las principales conclusiones del tema.

Los principales aportes de este capítulo fueron presentados en [35, 36, 74].

3.2. Modelo básico de desmagnetización

Para un análisis preliminar de los efectos de la desmagnetización se realizó un modelo básico, considerando solamente una distribución senoidal de los bobinados del estator. De esta manera solo se analizan los efectos de la desmagnetización sobre la componente fundamental de la fem. Se evaluaron los efectos sobre una MIP de cuatro polos y dos conexiones diferentes de bobinados. En la figura 3.2 se presentan las dos conexiones de bobinados analizadas, siendo (a) la conexión serie y (b) la conexión paralelo por par de polos. En estas figuras e_{a1} y e_{a2} representan la fem inducida en cada circuito del estator y R_1 , R_2 , L_1 y L_2 representan la resistencia e inductancia de dispersión de los bobinados 1 y 2 del estator respectivamente. R_L es la resistencia de carga conectada a los bornes de la MIP.

La fem inducida sobre cada circuito del estator se ve modulada por la desmagnetización de uno de los polos del rotor. Por este motivo la fem inducida en cada uno

Tabla 3.1: Características de la máquina utilizada para el análisis.

P_{nom}	3 [kW]
V_{nom}	200 [V]
I_n	5 [A]
p	4
n_{nom}	1500 [rpm]

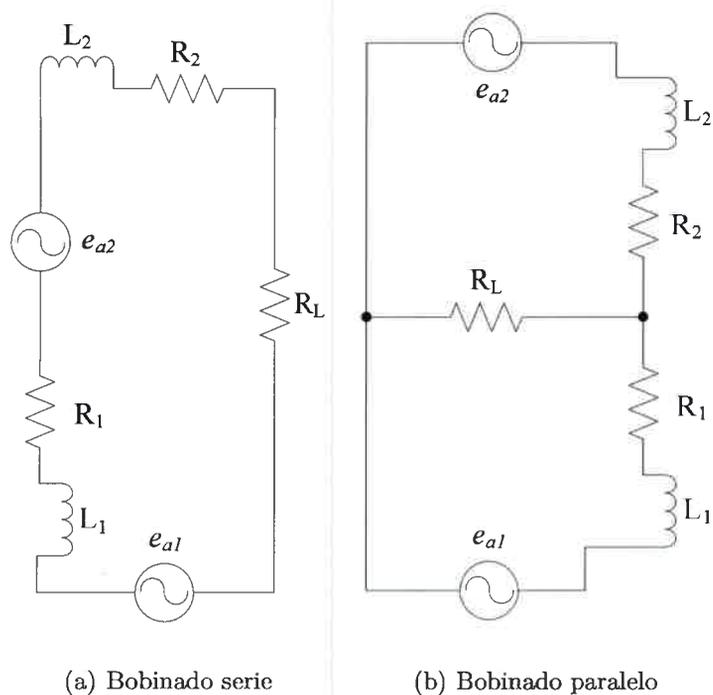


Figura 3.2: Circuitos básicos.

de los circuitos del estator se puede aproximar por:

$$e_{a1} = E \cos(\omega t) \left(1 - d \sin\left(\frac{\omega t}{2}\right) \right) \quad (3.1)$$

$$e_{a2} = E \cos(\omega t) \left(1 - d \sin\left(\frac{\omega t}{2} + \pi\right) \right) \quad (3.2)$$

donde E es la amplitud de la componente fundamental y d la amplitud de la moduladora. Mientras E se reduce en función de la desmagnetización d se incrementa en forma prácticamente lineal con la misma. El desplazamiento entre las moduladoras está originado por el desplazamiento mecánico de los circuitos del estator respecto al polo desmagnetizado del rotor.

Reordenando la eq. (3.2) queda

$$e_{a2} = E \cos(\omega t) \left(1 + d \operatorname{sen} \left(\frac{\omega t}{2} \right) \right) \quad (3.3)$$

donde se puede ver que el término adicional producido por la desmagnetización en el segundo par de polos es igual pero de signo contrario al producido en el primer par de polos. Por tal motivo, si los circuitos se encuentran conectados en serie existe una cancelación de estos términos resultando una fem a los bornes de la MIP de menor amplitud, producto de la desmagnetización, pero sin componentes adicionales a la fundamental.

Por otro lado, si los circuitos se encuentran conectados en paralelo queda como resultante sobre la malla interna de cada fase una fem dada por

$$e_{a2} - e_{a1} = 2E d \cos(\omega t) \operatorname{sen} \left(\frac{\omega t}{2} \right) \quad (3.4)$$

y reordenando la expresión anterior que corresponde a una señal modulada en amplitud con portadora suprimida queda

$$e_{a2} - e_{a1} = E d \left(\operatorname{sen} \left(\frac{3\omega t}{2} \right) - \operatorname{sen} \left(\frac{\omega t}{2} \right) \right) \quad (3.5)$$

donde se puede ver que sobre la malla interna de la fase quedan aplicadas dos componentes de fem de frecuencias $\frac{3\omega}{2}$ y $\frac{\omega}{2}$ es decir 1.5X y 0.5X de la componente fundamental respectivamente. Estas componentes inducen corrientes circulantes a la misma frecuencia dentro de la malla interna produciendo un incremento en el valor eficaz de la corriente en cada uno de los circuitos del estator. La amplitud de estas corrientes dependerá del nivel de desmagnetización y de los valores de la impedancia

de los circuitos del estator. Este efecto es en alguna manera similar al que se produce con las corrientes circulantes en los transformadores de potencia conectados en paralelo [96].

Es importante notar que si $R_1 = R_2$ y $L_1 = L_2$ existe una cancelación de las componentes de la tensión a $1.5X$ y $0.5X$ a los bornes de la MIP y por tal motivo estas componentes no aparecen en la corriente de carga del motor.

Para realizar el análisis por simulación se consideró una pérdida de flujo en un par de polos del 7.5 %, lo cual equivale a un 15 % de magnetismo remanente en una de las piezas polares ($B_r = 85\%$). En lo que respecta a los demás componentes del circuito, se utilizaron los mismos valores que posteriormente se utilizan en el modelo para el análisis por EF. Por lo tanto, para cada uno de los bobinados, los parámetros correspondientes son $L_i = 114,6[mH]$ y $R_i = 3,2[\Omega]$.

Se efectuó un análisis a partir de la transformada rápida de Fourier (FFT) sobre la corriente. Para el caso de bobinados en serie existe una única corriente (figura 3.3), mientras que para bobinados en paralelo son tres las corrientes que concurren al nodo de conexión entre la carga y la máquina. En este último caso, el análisis se realizó sobre la corriente aportada a la carga y una de las corrientes de las ramas del paralelo entre los bobinados (figura 3.4), donde (a) corresponde a la corriente de fase y (b) a la corriente en la rama del circuito interno de la máquina.

3.3. Modelo de desmagnetización por el MEF

La simulación se realizó utilizando un software de EF que permite el cálculo de estructuras con rotación. En la Fig. 3.5 se presenta el esquema de la máquina utilizada

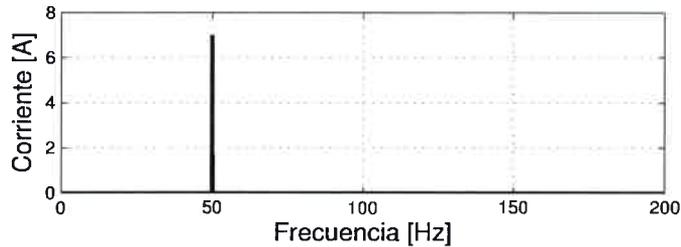
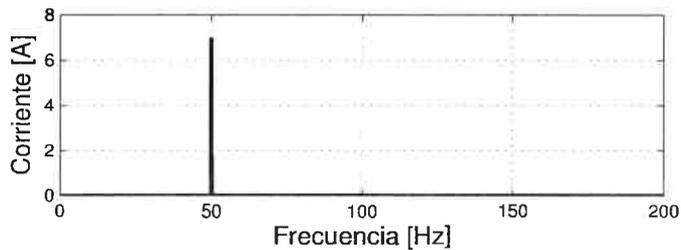
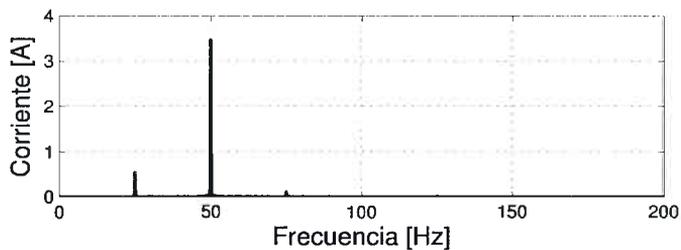


Figura 3.3: Espectro en frecuencia de la corriente de fase, con bobinado serie.



(a) Fase



(b) Rama

Figura 3.4: Espectro en frecuencia de las corrientes de fase y rama. Bobinados en paralelo.

en la simulación.

Para el modelo de EF de la máquina se utilizó una malla formada por elementos triangulares de primer orden. No obstante el software utilizado, antes de comenzar la simulación con rotación, incorpora elementos triangulares de segundo orden con el objetivo de mejorar la transición entre las posiciones calculadas. Además efectúa un



Figura 3.5: Esquema utilizado para el cálculo por el MEF.

refinamiento de la malla para obtener el resultado, respetando el error definido por el usuario.

Para la simulación no se consideró la dinámica mecánica de la máquina y por tal motivo la velocidad del rotor se tomó como un parámetro constante de entrada al modelo. Otros parámetros impuestos son el error máximo entre iteraciones, el tiempo total de análisis y el paso de cálculo. Todos estos se eligieron de manera tal que la forma de onda obtenida tuviese una óptima resolución.

Se implementaron dos esquemas de conexión de las bobinas de la máquina, con el objetivo de analizar el efecto de la falla en cada uno de ellos. Como primer circuito se consideró una conexión serie de las bobinas del estator, mientras que el segundo circuito corresponde a una conexión en paralelo como se muestra en la Fig. 3.6. En ambos casos se utilizó una carga resistiva trifásica. Los circuitos descritos anteriormente se muestran en las Figuras 3.6(a) y 3.6(b).

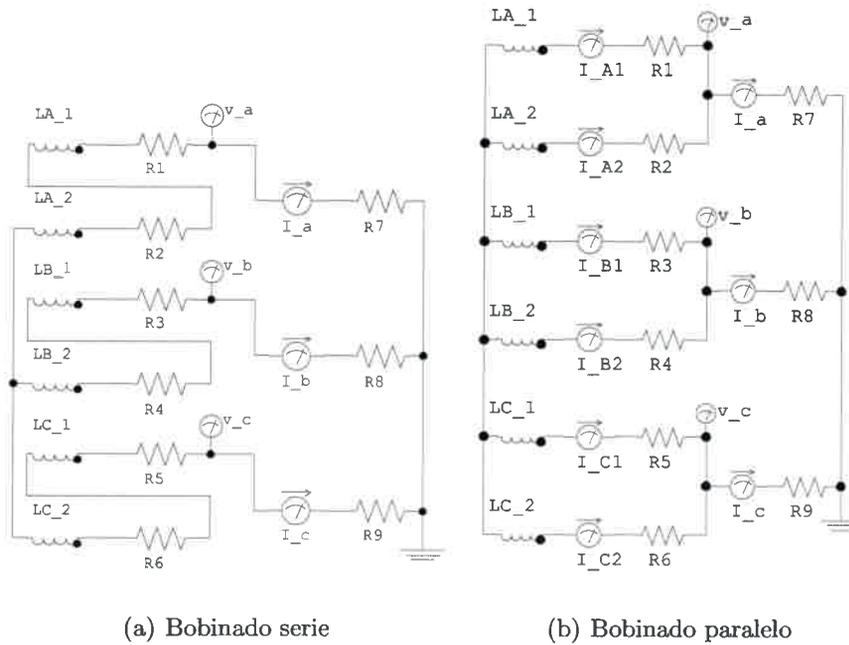


Figura 3.6: Conexiones de bobinados para la simulación por el MEF.

3.4. Análisis de la desmagnetización por EF

3.4.1. Bobinados Serie

Como primera etapa, se consideró una conexión en serie de las bobinas del estator y se realizaron dos simulaciones, una sin falla y la segunda reduciendo la inducción remanente B_r de una de las piezas polares al 83.3% de su valor nominal.

Las corrientes de una fase de la máquina para los dos casos simulados se presentan en la Fig. 3.7. Del análisis de ambas señales, se puede observar que si bien existe una disminución en la amplitud, la forma de onda no se modifica en gran medida. Analizando el espectro en frecuencia de ambas señales, mostrados en la Fig. 3.8, puede notarse que existe una variación de la amplitud de la componente fundamental, no

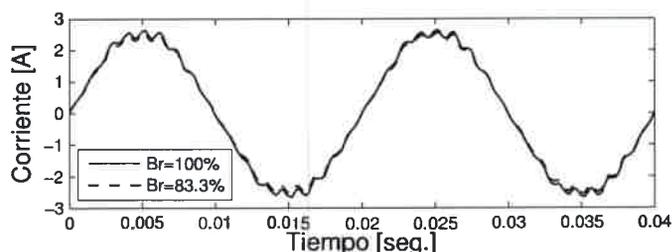


Figura 3.7: Corriente de fase de la MIP con bobinado serie.

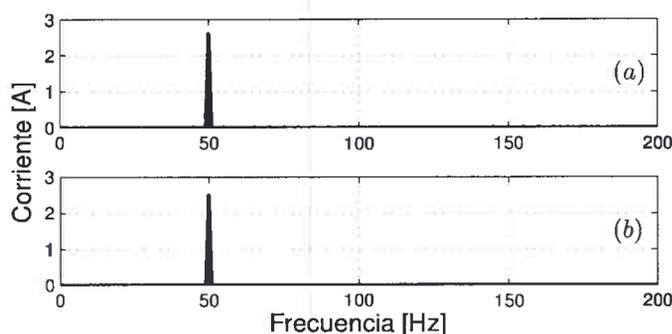


Figura 3.8: Análisis del espectro de frecuencia de las corrientes, (a) con $B_r = 100\%$, (b) con $B_r = 83,3\%$. Bobinado serie.

obstante no aparecen en el espectro otras componentes que caractericen a la falla estudiada. En la tabla 3.2 se presentan las amplitudes de la componente de frecuencia fundamental de la corriente para las condiciones de funcionamiento correspondientes a la figura 3.8.

En el caso de solicitar a la máquina una potencia igual al valor nominal, como se ve reducido el valor de la FEM inducida en los bobinados, la corriente será mayor al valor nominal y por ende la máquina experimentará una elevación de temperatura en sus devanados por el incremento en las pérdidas por efecto Joule.

Tabla 3.2: Amplitudes de la componente 1X de las corrientes con bobinado serie.

B_r	Corriente [A]
100 %	2,596
83,3 %	2,498

3.4.2. Bobinados Paralelo

En la etapa posterior se utilizó una conexión con dos circuitos en paralelo, donde fueron analizados cuatro casos, uno de ellos sin falla y los restantes con diferentes niveles de desmagnetización, con valores de inducción remanente entre el 50 % y el 83,3 % respecto al valor del resto de las piezas polares. De la simulación, para valores de inducción remanente dentro del rango establecido previamente, se obtuvieron las formas de onda de corriente presentadas en la Fig. 3.9, correspondientes a la rama 1 de la fase A.

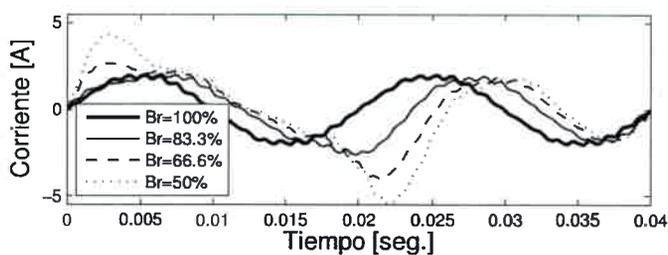


Figura 3.9: Forma de onda de corriente del circuito 1 de la fase A.

La figura 3.10 muestra la corriente en la fase A y en la rama 1 de la misma fase, para un $B_r = 83,3\%$. Es posible observar que ante la condición de falla la forma de onda de la corriente de fase no cambia, mientras que para la rama presenta una gran diferencia respecto de la máquina sin falla.

Para verificar las componentes producidas por la desmagnetización se realizó el

análisis del espectro en frecuencia de las corrientes. Para la máquina sin falla los resultados se muestran en la Fig. 3.11, mientras que para el caso de la máquina con falla se presentan en la Fig. 3.12 para las corrientes de la rama A1 y en la Fig. 3.13 para las corrientes de la fase A. La severidad de la falla es puesta de manifiesto por la magnitud de los armónicos 0.5X y 1.5X, los cuales se incrementan a medida que disminuye el magnetismo remanente (B_r), tal como se describió anteriormente mediante el modelo simplificado.

Todos los resultados expuestos hasta el momento corresponden a la máquina trabajando con una carga correspondiente a $P = 55\%$. Por esta razón, se realizaron simulaciones para una pérdida del magnetismo remanente del 83,3%, con 18% y 36% de la carga nominal de la máquina. De esta manera se consigue verificar cual es la incidencia de la carga respecto con las componentes asociadas a la falla. Los

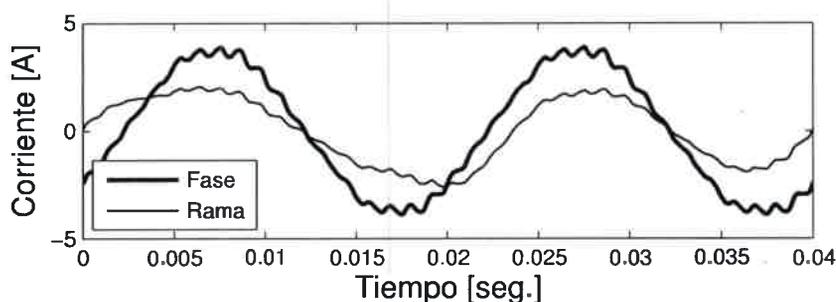


Figura 3.10: Forma de onda de la corriente de la fase A y rama A1 para $B_r = 83,3\%$, con $P = 55\%$.

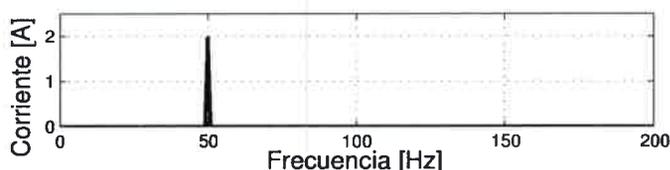


Figura 3.11: Espectro en frecuencia de la corriente de la rama A1 con $B_r = 100\%$.

resultados de la simulación se presentan en la Fig. 3.14.

En primera instancia se propuso un factor de severidad de falla [35], donde se realiza la comparación en porcentaje de la amplitud de la componente a $0.5X$ con el valor de la componente fundamental, afectando a este relación por el valor de la potencia de carga P en [p.u.], como se muestra en la ecuación (3.6). Esto es factible si consideramos que las componentes de falla sólo circulan dentro de los bobinados y por lo tanto la potencia en la carga no depende de ellas. Con este indicador se obtiene un valor aproximado de la inducción perdida en el imán.

$$F_{sf} = P \left(\frac{0.5X}{1X} \right) 100 [\%] \quad (3.6)$$

En la Figura 3.15 se presentan los valores obtenidos con el factor de severidad de falla F_{sf} para diferentes condiciones de carga en función de la pérdida de densidad de flujo (B_r). Estos porcentajes, calculados a partir de la ec. 3.6, son una aproximación

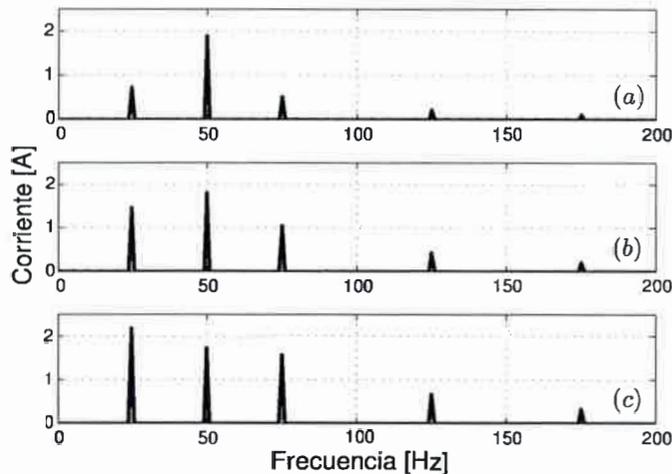


Figura 3.12: Espectros en frecuencia de las corrientes de rama A1, carga $P = 55\%$, (a) con $B_r = 83,3\%$, (b) con $B_r = 66,7\%$, (c) con $B_r = 50\%$

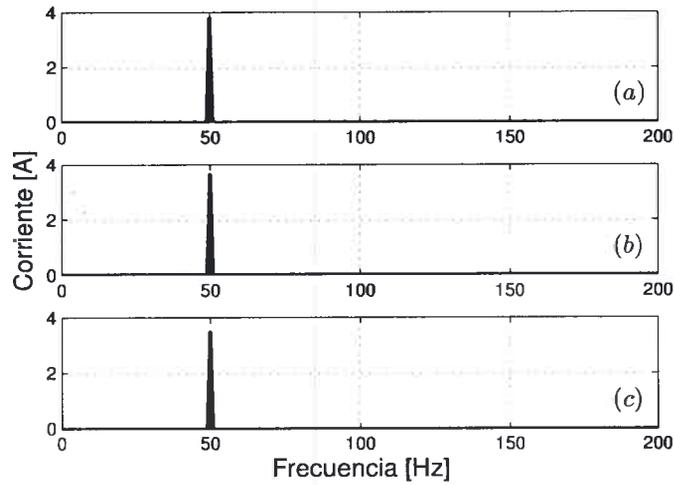


Figura 3.13: Espectros en frecuencia de las corrientes de la Fase A, carga $P = 55\%$, (a) con $B_r = 83,3\%$, (b) con $B_r = 66,7\%$, (c) con $B_r = 50\%$

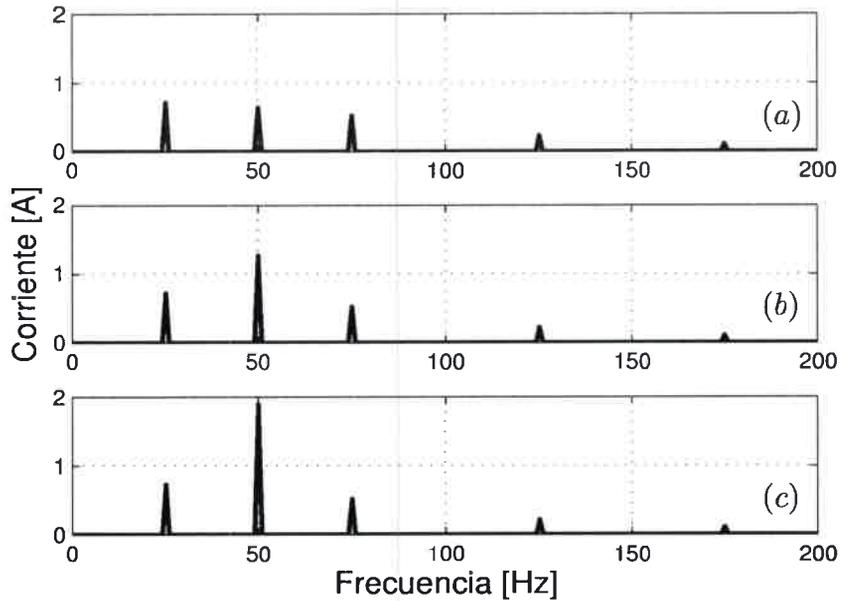


Figura 3.14: Análisis del espectro en frecuencia de las corrientes de rama A1 para $B_r = 83,3\%$, (a) con $P = 18\%$, (b) con $P = 36\%$, (c) con $P = 55\%$.

razonable de la pérdida de magnetismo en una pieza polar.

Cabe señalar que para el cálculo del factor de severidad de la falla (ec. 3.6),

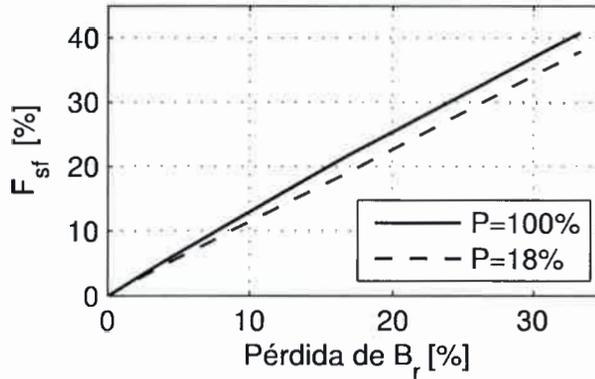


Figura 3.15: Factor de severidad de falla F_{sf} en función de la pérdida de B_r para diferentes condiciones de carga. Resultados de simulación.

es preciso conocer la potencia entregada a la carga y esto incrementa el costo de implementación asociado a la cantidad de sensores. Por lo tanto, se propuso un nuevo factor de severidad de falla, en función de la suma de amplitudes de las bandas laterales,

$$F_{sfN} = \left(\frac{0.5X + 1.5X}{I_N} \right) 100 [\%] \quad (3.7)$$

donde I_N es el valor pico de la corriente nominal de la máquina, $0.5X$ y $1.5X$ son los valores pico de las bandas laterales inferior y superior respectivamente.

Los resultados obtenidos utilizando el nuevo factor de severidad de falla propuesto (ec. 3.7) se presentan en la Fig. 3.16. Es importante señalar que este factor de severidad de falla es independiente de la condición de carga y solo es necesario conocer la corriente de una de las ramas de una única fase, con lo cual el costo de la implementación es menor. Además, los resultados obtenidos con F_{sfN} (ec. 3.7) estiman de manera igualmente precisa severidad de la falla simulada.

Otro análisis efectuado para la detección de fallas en máquinas eléctricas corres-

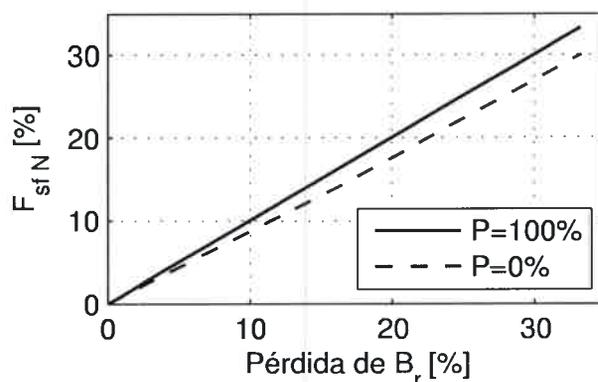


Figura 3.16: Factor de severidad de falla F_{sfN} en función de la pérdida de B_r para diferentes condiciones de carga. Resultados de simulación.

ponde al análisis de las componentes armónicas del par electromagnético (T_e). Para evaluar si la desmagnetización tiene incidencia sobre el T_e de la máquina se analizó la FFT del par, para el caso de la máquina sin falla y para el 16,67% de pérdida de magnetismo remanente en una pieza polar ($B_r = 83,33\%$), utilizando el modelo que considera la conexión con dos circuitos en paralelo. Los resultados se presentan en la Fig. 3.17. Realizando un análisis del espectro en frecuencia de ambas señales puede apreciarse que solo existe una variación de la amplitud del par medio y no surgen nuevas componentes que puedan ser asociadas a la falla.

Para el caso analizado, cuando se solicita a la máquina potencia nominal, la reducción de la FEM producida por la falla produce un incremento en el valor eficaz de la corriente en los bobinados. Además, para bobinados en paralelo, surgen las componentes de 0.5X y 1.5X y sus armónicos. Estos efectos aumentan la corriente eficaz en las bobinados, generando pérdidas adicionales por efecto Joule.

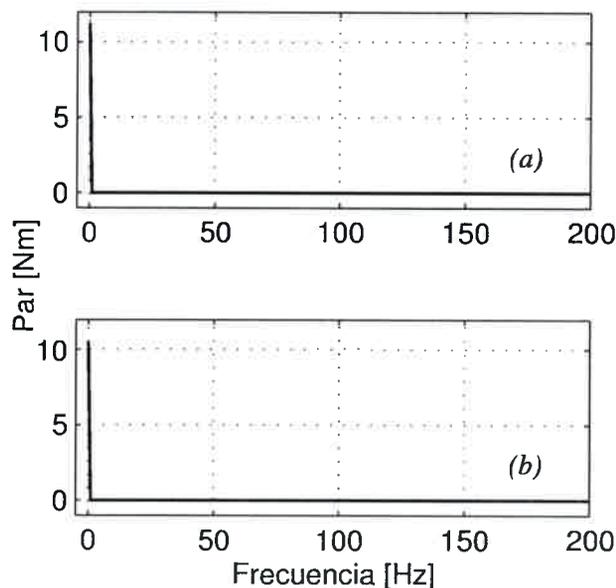


Figura 3.17: Espectro en frecuencia del T_e , (a) con $B_r = 100\%$, (b) con $B_r = 83,3\%$. Resultado de simulación.

3.5. Resultados experimentales

En esta sección se presentan resultados experimentales obtenidos a partir de un prototipo construido con la misma geometría que se analizó por simulación (Figura 3.18). Para la adquisición de datos se utilizó una placa de National Instrument con una resolución de 12 Bits. La frecuencia de muestreo se fijó en 10kS/S, de manera tal que se pueda apreciar el rizado (ripple) sobre la corriente, efecto producido por la variación del entrehierro en las ranuras del estator. En primera instancia se adquirió el valor de la corriente de una de las fases de la máquina y la de una de las ramas del circuito paralelo de la misma fase. La figura 3.19 presenta la forma de onda de la corriente obtenida en ambos puntos de medición.

Se efectuaron ensayos para cuatro condiciones de funcionamiento de la máquina,

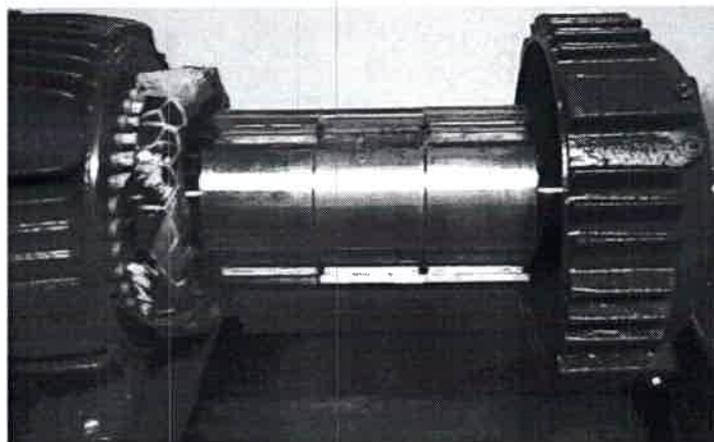


Figura 3.18: Prototipo de MIP usada para los resultados experimentales.

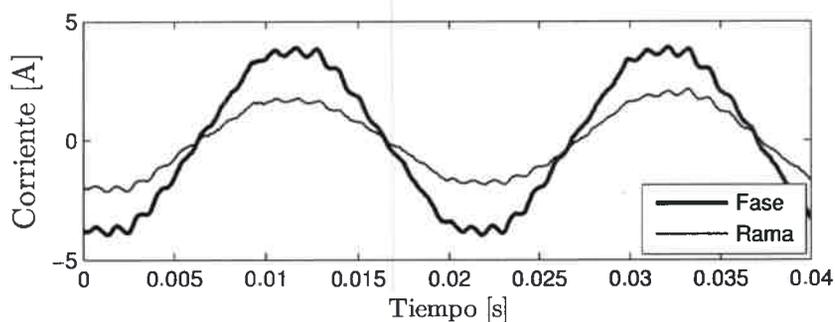


Figura 3.19: Forma de onda de corriente de fase A y rama A1, con $P = 55\%$.

correspondientes a funcionamiento normal, 16,67% , 33,33% y finalmente para 4% de pérdida de densidad de flujo en uno de los polos de la máquina. Para lograr una disminución en la densidad de flujo del 16,67% se retiró una de las 6 piezas que componen uno de los polos, mientras que para 33,33% se retiraron dos piezas. Por último, con el objetivo de analizar la eficiencia del indicador de falla con pérdida de magnetismo leve, se realizaron ensayos con un imán al cual se le retiró un fragmento, equivalente al 24% del imán (figura 3.20), que se traduce en una pérdida del 4% de

la densidad de flujo del polo, lo que corresponde a un $B_r = 96\%$. Para cada caso se efectuaron mediciones con 6 condiciones de carga P comprendidas entre el 15 y el 100% de carga nominal de la máquina. También se realizó la medición de la corriente en la rama A1 para la máquina en vacío.



Figura 3.20: Imagen del imán fragmentado.

Se presenta en la Fig. 3.21 la FFT de la corriente en la rama A1 para la máquina funcionando sin carga, donde se aprecian las bandas laterales, producto de diferencias en la magnetización de los imanes, pequeñas excentricidades y distribución no uniforme del entrehierro. En este caso, el factor de severidad de falla es inferior al 3%.

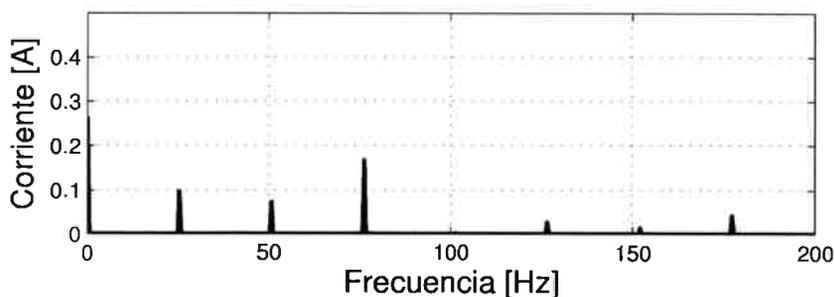


Figura 3.21: Análisis del espectro en frecuencia de las corrientes de rama A1, en vacío.

Las figuras 3.22, 3.23, y 3.24 presentan la FFT de las señales analizadas, para una desmagnetización del 33,33% y distintas condiciones de carga.

En las Figuras 3.25 y 3.26 se presentan los resultados obtenidos con los factores de

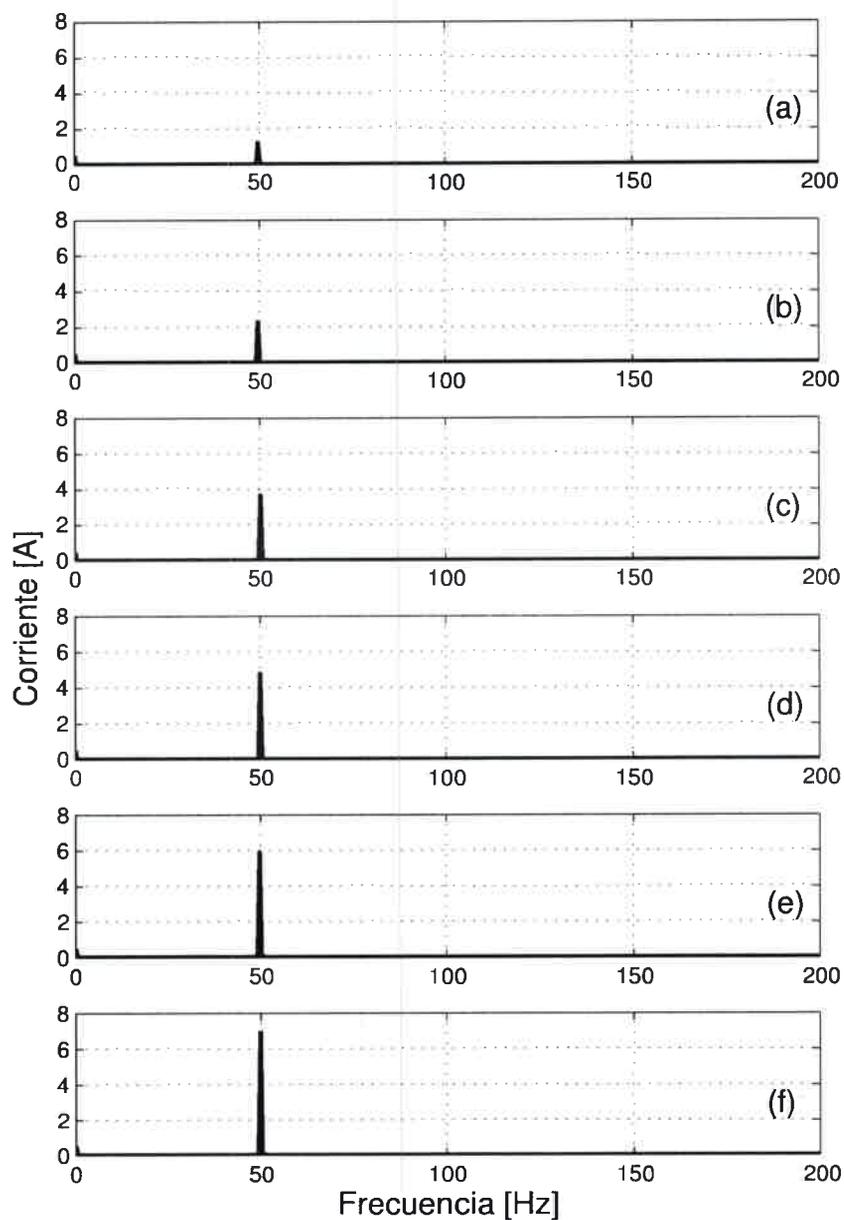


Figura 3.22: Análisis del espectro en frecuencia de las corrientes de fase A, (a) con $P = 0,185 p.u.$, (b) con $P = 0,335 p.u.$, (c) con $P = 0,51 p.u.$, (d) con $P = 0,65 p.u.$, (e) con $P = 0,787 p.u.$ y (f) con $P = 0,932 p.u.$

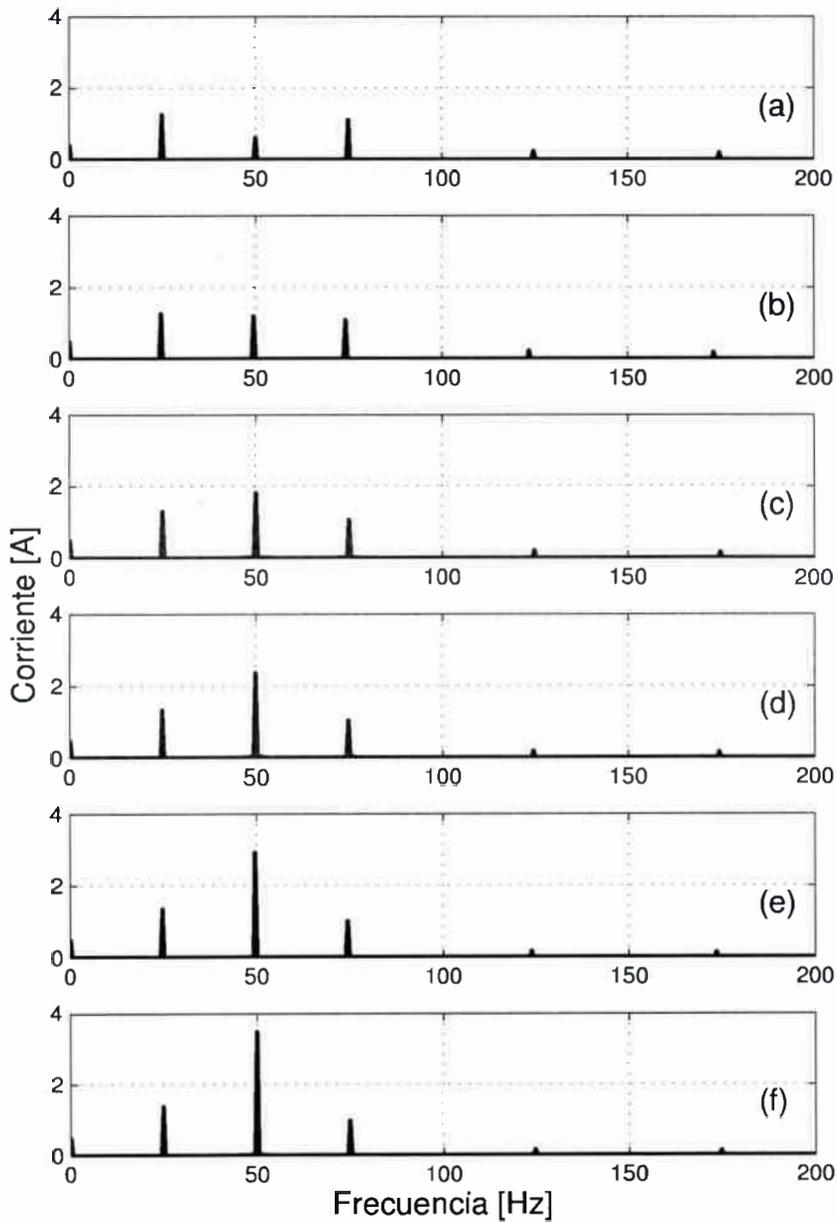


Figura 3.23: Análisis del espectro en frecuencia de las corrientes de rama A1, (a) con $P = 0,185 p.u.$, (b) con $P = 0,335 p.u.$, (c) con $P = 0,51 p.u.$, (d) con $P = 0,65 p.u.$, (e) con $P = 0,787 p.u.$ y (f) con $P = 0,932 p.u.$

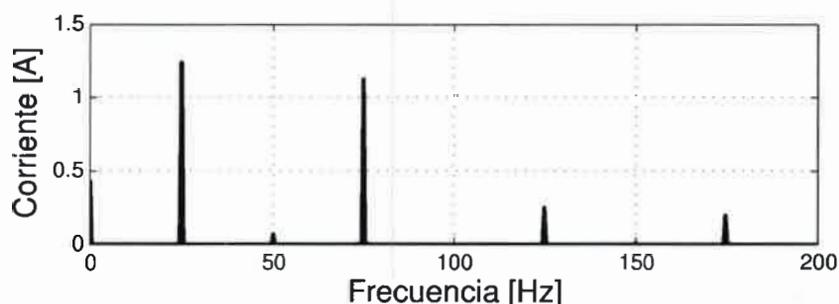


Figura 3.24: Análisis del espectro en frecuencia de las corrientes de rama A1, en vacío.

severidad de falla propuestos, para diferentes condiciones de carga, en función de la pérdida de densidad de flujo (B_r). En ambos casos, los resultados indican de manera precisa la severidad de la falla generada sobre el prototipo y son independientes de la condición de carga. Sin embargo, para calcular el factor F_{sfN} solo se requiere la medición de una de las corrientes de rama de la máquina.

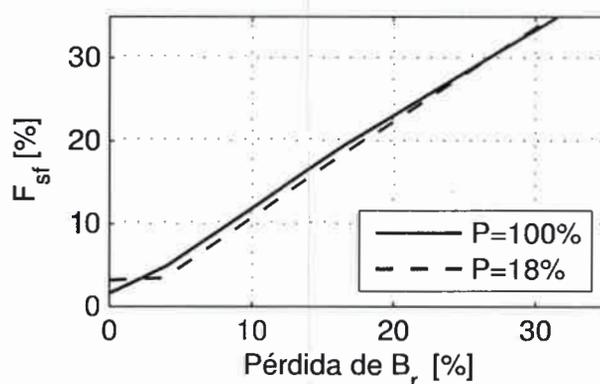


Figura 3.25: Factor de severidad de falla F_{sf} en función de la pérdida de B_r para diferentes condiciones de carga. Resultados experimentales.

Si se grafica el factor de severidad de falla en función de la potencia, se observa que el mismo se aproxima en gran medida al porcentaje de magnetismo perdido por el polo. También, se muestra que este factor es prácticamente independiente de la

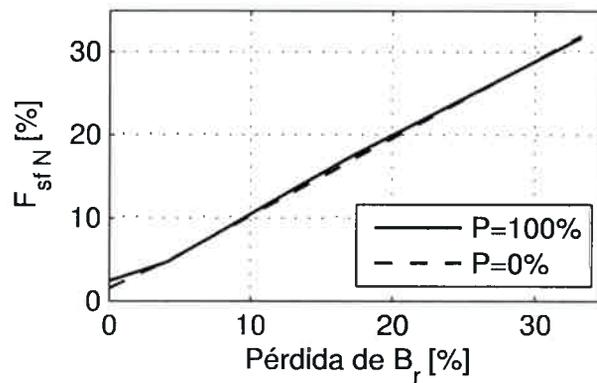


Figura 3.26: Factor de severidad de falla F_{sfN} en función de la pérdida de B_r para diferentes condiciones de carga. Resultados experimentales.

condición de carga de la máquina, como se presenta en la figura 3.27.

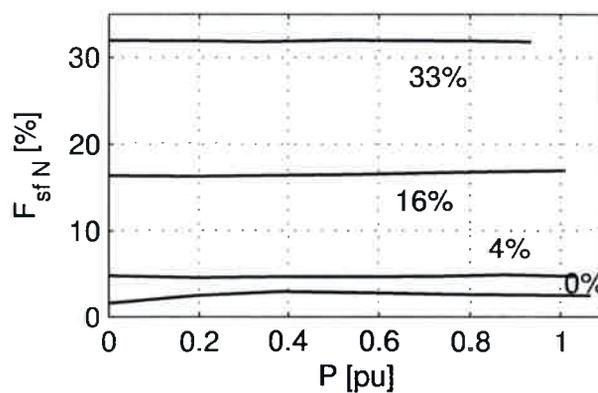


Figura 3.27: Factor de severidad de falla.

3.6. Demérito producido por la desmagnetización del rotor

La desmagnetización asimétrica del rotor produce, para la misma corriente de fase, una reducción en la tensión a bornes del generador y un incremento en las corrientes de rama. Esto reduce la potencia disponible a bornes del generador. Para evaluar este efecto se obtuvo la tensión a bornes del generador en función de la carga para distintos niveles de desmagnetización. Los resultados se muestran en la Fig. 3.28. La reducción de tensión debida a la desmagnetización asimétrica es menor que en el caso de bobinados conectados en serie.

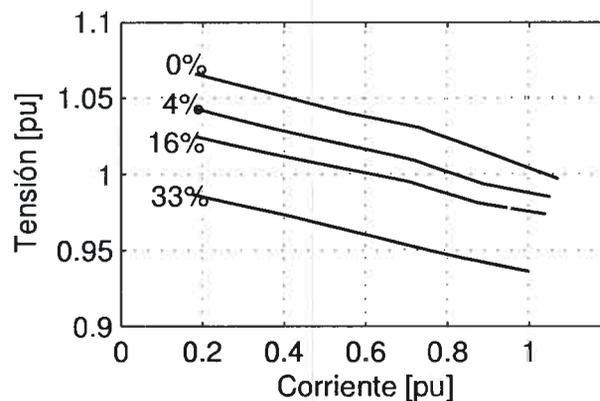


Figura 3.28: Tensión en función de la corriente de carga para diferentes niveles de desmagnetización. Resultado experimental.

La Figura 3.29 muestra la corriente eficaz en una rama en función de la corriente de fase para diferentes niveles de desmagnetización. Debido a este efecto, la corriente de fase debería limitarse de acuerdo al nivel de desmagnetización para asegurar que la corriente de rama no excede su valor nominal. Para prevenir el sobrecalentamiento se puede definir un factor de demérito para la MSIP con desmagnetización asimétrica.

Los factores de demérito son comúnmente utilizados para proteger a las máquinas eléctricas de disturbios en la tensión tales como armónicos o desbalance [97, 98]. Un factor de demérito para las corrientes de fase obtenido de los resultados anteriores de muestra en la figura 3.30. Se puede observar que con un 25% de pérdida de magnetismo remanente en uno de los polos la corriente de fase debe reducirse al 90% de su valor nominal para no producir una sobrecarga térmica a la máquina.

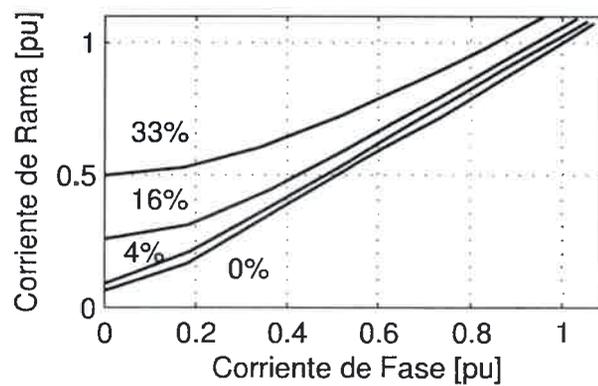


Figura 3.29: Corriente de rama en función de la corriente de carga para diferentes niveles de desmagnetización. Resultado experimental.

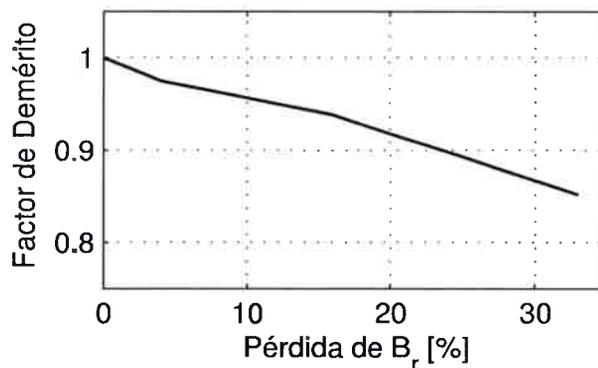


Figura 3.30: Factor de demérito en función del nivel de desmagnetización. Resultado experimental.

3.7. Discusión y conclusiones

Como resultado del análisis realizado se puede inferir que, para el caso de un generador con todos sus bobinados conectados en serie, la pérdida de magnetismo remanente en una de las piezas polares implica una disminución del valor de la FEM inducida. Si la carga es lineal se ve reflejado en la corriente, sea o no resistiva. Debido a que solo se produce una disminución del flujo total concatenado por los bobinados no se encontraron otros indicadores característicos de esta falla.

En el estudio realizado cuando el generador posee dos conjuntos de bobinados conectados en paralelo, el efecto de bandas laterales a 0.5X y 1.5X de la frecuencia fundamental puede apreciarse, siendo una sello característico de fallas en el rotor de una MIP. Estas componentes sólo circulan dentro de los bobinados de la máquina y no tienen incidencia en la corriente de salida.

Para el caso de desmagnetización parcial de una pieza polar, la ecuación (3.7) es un indicador muy aceptable de la severidad de la falla, para todo el rango de valores de carga de la máquina.

Es muy importante detectar y localizar fallas incipientes en el rotor de una MIP con el fin de evitar el aumento de temperatura sobre el bobinado y, en consecuencia, mantener la máquina funcional durante toda su vida útil. Esto puede lograrse utilizando el factor de demérito propuesto.

El método propuesto también puede ser utilizado para el análisis de excentricidad dinámica del rotor. Para generar el modelo del MEF deberá realizarse una apropiada elección de las inducciones remanentes de cada una de las piezas polares, correspondiente con la diferencia del camino magnético que cada de ellas experimen-

tará producto de la excentricidad.

Respecto al análisis de la FFT del par electromagnético, si bien es posible observar una disminución de la magnitud del valor medio con la aparición de la falla, no surgen nuevas componentes que puedan ser asociadas al tipo de falla dificultando su diagnóstico.

Capítulo 4

Diseño analítico de la máquina

4.1. Introducción

Motivado por la necesidad de la empresa INVAP Ingeniería S.A. de desarrollar un sistema de generación electro-eólico de 30 kW y de la existencia de un protocolo de trabajo entre el GEA-UNRC y la citada empresa, con el objetivo de desarrollar dicho aerogenerador, se incluyó en el plan de trabajo de Tesis el diseño y ensayo de un generador de imanes permanentes de 33,5 kW.

La decisión de incorporar al plan de tesis esta tarea, que tiene objetivos netamente tecnológicos, estuvo basada en la importancia estratégica que tiene para el país la formación de recursos humanos en esta área del conocimiento.

La ingeniería electromecánica es la rama de la ingeniería que aplica la combinación sinérgica de distintas ramas como el electromagnetismo, la electrónica, la eléctrica y la mecánica, para el cálculo y desarrollo de máquinas eléctricas.

La ingeniería electromecánica se desarrolló fuertemente en Argentina, existieron

varios importantes fabricantes de máquinas eléctricas. Desafortunadamente, muchas de estas empresas no pudieron competir en el mercado global, tuvieron que asociarse a empresas multinacionales, pasando a depender tecnológicamente de ellas, o cerraron sus puertas durante las décadas de los 80-90. Esta fue una de las causas del estancamiento y hasta retroceso del conocimiento relacionado con el diseño de máquinas eléctricas rotativas en el país.

Otra de las razones de esta pérdida de conocimiento fue la cultura existente en ese momento en las universidades argentinas, la inexistencia de investigación y posgrado en las áreas de ingeniería, donde la enseñanza dependía de los conocimientos que adquirirían los profesionales en la industria, los que luego eran transmitidos a los alumnos. Sin actividad industrial no había conocimiento para ser transmitido.

La gran evolución que han tenido los materiales y las técnicas de diseño, simulación y verificación asistidas por computadoras, relacionados con el diseño de máquinas eléctricas rotativas, ha hecho que esta área del conocimiento haya tenido una acelerada dinámica en su evolución los últimos años, lo que a su vez acentuó el estancamiento en el país.

En este Capítulo se describe el procedimiento de cálculo analítico empleado para diseñar un generador de imanes permanentes de velocidad variable de 33,5kW, el que se acoplará sin caja multiplicadora de velocidad a un aerogenerador de velocidad variable. Consecuentemente, este generador es de baja velocidad, por consiguiente debe poseer una estructura multipolar.

El diseño tuvo que respetar ciertas especificaciones básicas que dependen de las características del aerogenerador. Dichas características son inherentes a la turbina,

a los sistemas de control de velocidad y a la carga conectada al mismo.

De la revisión bibliográfica realizada se decidió la alternativa de diseñar una máquina con rotor exterior, donde los imanes son montados sobre la superficie interior del mismo. Esta topología permitió simplificar el montaje mecánico de las palas de la turbina, las cuales se posicionarán directamente sobre la superficie frontal del rotor [4, 6, 15, 16]. Debido a la amplia periferia del rotor, es posible construir una estructura multipolar y a partir de esta reducir la longitud total del camino magnético. Esto no solo permite la utilización eficiente de los imanes permanentes, sino que también ofrece una reducción de la altura del yugo del rotor, lo que resulta en una reducción de volumen y peso. Además, con esta geometría se logra una reducción de la longitud de las cabezas de bobina y, correspondientemente, se reducen las pérdidas en el cobre [4].

La velocidad de rotación del generador coincide con la velocidad de la turbina por ser un sistema de acoplamiento directo. Esta velocidad depende de un subsistema de control de velocidad que es función de la velocidad del viento.

Una de las variables más importantes de una turbina es la velocidad específica [4, 99, 100, 101], definida como,

$$\lambda = \frac{r \omega_r}{v} \quad (4.1)$$

La velocidad específica es función de la relación entre la velocidad tangencial de la punta de pala y la velocidad del viento (v). Existe un valor de λ_{optimo} , el que maximiza el coeficiente de potencia C_p y por ende el rendimiento de la turbina [99]. Es por ello que, dentro de la región de operación normal, es conveniente hacer trabajar

a la turbina con su velocidad de máximo rendimiento, dada por la siguiente ecuación,

$$\omega_r = \frac{\lambda_{optimo} v}{r} \quad (4.2)$$

La turbina opera en la región normal hasta una determinada velocidad de viento y a partir de la misma pasa a trabajar en la región de pérdidas, también denominada zona de limitación de potencia [101]. En el presente caso, la velocidad límite de la región normal es de $v = 12 \text{ m/seg}$, $\lambda_{optimo} = 7$ y $r = 5,3 \text{ m}$, por lo tanto la velocidad de rotación del generador resulta $\omega_r = 15,85 \text{ rad/seg}$ o $n \cong 152 \text{ rpm}$.

Para establecer el valor de la tensión nominal del generador se tuvieron en cuenta los parámetros de diseño dispuestos para el sistema de rectificación, almacenamiento y el convertidor de frente activo. Por tal razón se adoptó una tensión nominal para el generador de 380 V , para $n_{nom} = 152 \text{ rpm}$.

Si bien el diseño es un proceso iterativo, en este capítulo se presenta el procedimiento a partir del cual se obtuvieron las dimensiones iniciales de la geometría y los bobinados. Posteriormente, con ayuda de una herramienta de software que conjuga cálculo analítico con reglas heurísticas, se obtuvieron las dimensiones que posteriormente fueron verificadas por medio de un análisis por el método de los elementos finitos, tal como se presenta en el Capítulo 5 de esta Tesis.

La metodología utilizada para el diseño del generador puede subdividirse en dos secciones. En la primera se realiza el dimensionamiento del estator, para la cual se utilizó la metodología propuesta en [32], mientras que en la segunda se efectuó el dimensionamiento del rotor y los imanes, donde se aplicó la metodología presentada en [33].

El diseño analítico del generador se presenta en la siguiente secuencia: inicialmente se realiza el dimensionamiento de la geometría básica, donde se determina el número de polos y ranuras, se dimensionan el entrehierro, los imanes, el rotor y el estator. Posteriormente se efectúa el cálculo del bobinado, con su correspondiente verificación de la densidad de corriente y el cálculo de la resistencia e inductancia del bobinado y a partir de estas, se realiza el cálculo de la caída de tensión. Se efectúa también el cálculo de las pérdidas eléctricas y magnéticas y a partir de las mismas se obtiene una estimación del rendimiento del generador. Después, aplicando el modelo obtenido en el Capítulo 2, se calcula el par de reluctancia. Luego se realiza la verificación de la desmagnetización de los imanes para el caso de un cortocircuito a bornes de la máquina. Finalmente se presenta una tabla que resume los principales parámetros calculados con la primera iteración del método analítico y los parámetros adoptados finalmente, producto de la adecuación a partir del uso de un software de diseño.

4.2. Especificaciones básicas del generador

El diseño quedó restringido por las especificaciones descritas en la sección 4.1 que se resumen en la tabla 4.1.

Tabla 4.1: Especificaciones básicas del diseño.

P_{nom}	33,5 [kW]
n_{nom}	152 [rpm]
V_{ll}	380 [V]
Topología	Rotor exterior
Excitación	Imanes Permanentes de NdFeB N44H

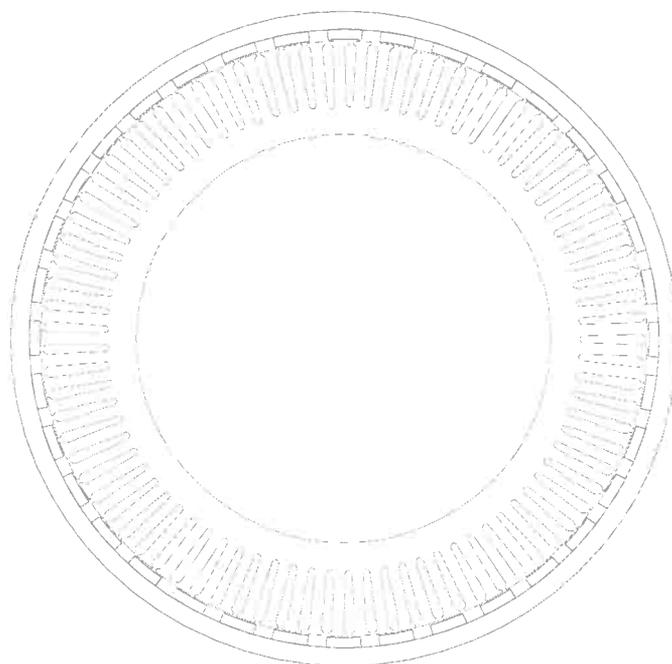


Figura 4.1: Geometría básica de la máquina a diseñar.

En la Fig. 4.1 se presenta un esquema básico de la geometría adoptada. Puede observarse que el rotor es exterior y los imanes están ubicados en su cara interior y concéntrico a éste se encuentra el estator, con las ranuras donde se aloja el bobinado trifásico.

4.3. Dimensionamiento de la geometría del generador

En esta sección se describe el procedimiento de cálculo para el dimensionamiento de la geometría del generador. Se comienza adoptando un número de ranuras por fase por polo (q), para luego determinar el número de polos y ranuras de la máquina.

Luego se efectúa el dimensionamiento del entrehierro y se verifica el paso de ranura, para proseguir después con el dimensionamiento de los imanes. Por último, se calculan todas las dimensiones correspondientes al rotor y estator.

4.3.1. Determinación del número de polos y ranuras

Para la selección del número de polos y ranuras de generador es necesario evaluar cual es la opción más conveniente respecto al número de ranuras por fase por polo (q), el cual se puede definir a partir de la siguiente ecuación [76, 32],

$$q = \frac{Q}{m p} \quad (4.3)$$

donde Q es el número de ranuras del estator, m es el número de fases y p el número de polos del generador.

Para valores de $q < 1$ la máquina tendrá un devanado de paso fraccionario, en el cual se reducen las cabezas de bobina y por lo tanto las pérdidas en el cobre. Además, se simplifica el proceso de construcción del bobinado [102].

Para el diseño se procuró un valor de q que permita obtener una FEM de línea con baja distorsión armónica, por consiguiente una forma de onda próxima a la sinusoidal. Se buscó una topología en la cual la componente fundamental del factor de bobinado (k_1) fuese próxima a la unidad. Por último se analizó la posibilidad de acotar el valor del par de reluctancia a partir de la elección de q . Por lo mencionado anteriormente se decidió utilizar un valor de $q = 0,75$ [76, 2].

La estructura básica para una máquina con bobinado de doble capa, con el valor q escogido corresponde 4 polos y 9 ranuras, la cual puede ser extendida por simetría

para obtener una estructura multipolar.

En principio se optó por utilizar para el diseño $p = 36$. Por lo tanto, para el número de polos seleccionado, a partir de la ec. 4.3 se obtuvo un número de ranuras $Q = 81$.

Esta elección está sujeta a una posterior verificación del paso de ranura λ_S , el cual en la práctica está comprendido entre 14 mm y 75 mm [28]. Se define a λ_S como la longitud de un arco de circunferencia sobre el diámetro exterior del estator comprendido entre los ejes de dos ranuras consecutivas, tal como se presenta en la Fig. 4.2. La restricción impuesta al valor de λ_S es fundamentalmente por razones prácticas relacionadas con la transferencia térmica del calor generado en el interior de la ranura y por robustez mecánica de los dientes del estator [28].

En función de los valores de p y Q adoptados, la frecuencia nominal del generador puede calcularse como,

$$f = \frac{\frac{p}{2}n_{nom}}{60} = 45,6[\text{Hz}] \quad (4.4)$$

4.3.2. Dimensionamiento del entrehierro

Las dimensiones del entrehierro de la máquina están vinculadas directamente con su potencia nominal por el término $D_{os}^2 l_s$ [32]. Tales dimensiones, por otra parte, permiten determinar una primera aproximación del volumen total de la máquina. Por lo tanto, constituye el punto de partida de todo diseño.

Como se demuestra en [32], la potencia nominal de una máquina de corriente

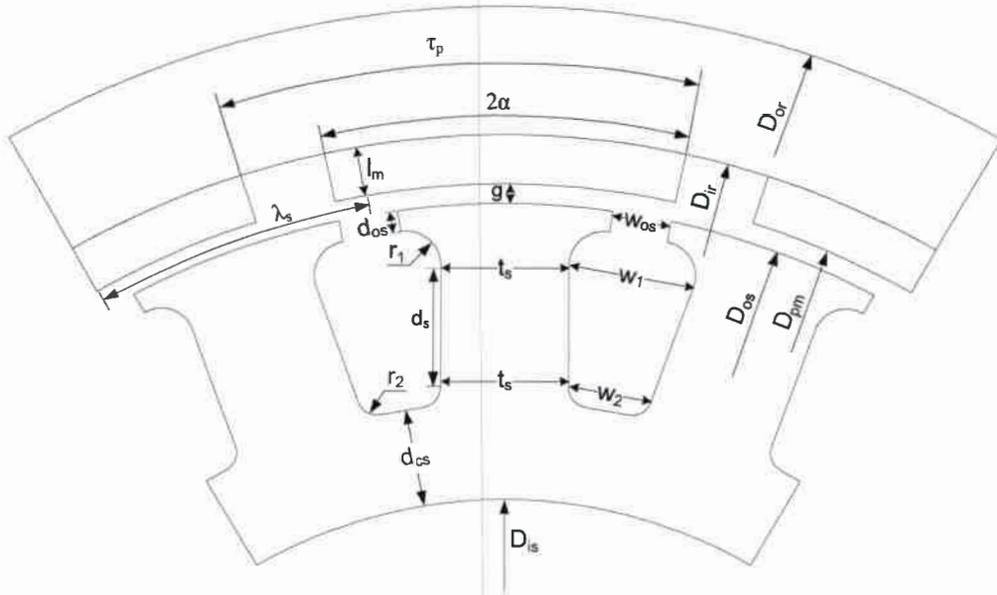


Figura 4.2: Esquema de las dimensiones mecánicas del generador.

alterna se puede aproximar por la siguiente ecuación,

$$P_{nom} = \eta \cos \phi \frac{\sqrt{2} \pi^2 n_{nom}}{120} k_1 f_a [D_{os}^2 l_s] \hat{B}_{g1} K_s \quad (4.5)$$

A continuación se presenta una descripción de cada una de las variables que aparecen en la ecuación y se explican los criterios que se tuvieron en cuenta para asignarle valores a cada una de ellas.

η Rendimiento de la máquina. Obviamente, resulta imposible conocer el rendimiento de una máquina antes de conocer sus características más importantes (densidad de flujo, volumen de hierro, densidad de corriente, volumen de cobre, etc.). Por consiguiente, se consideró en este punto un rendimiento estimado. Dadas las características del generador que se desea diseñar, se estimó un rendimiento de 92 % [32, 28].

$\cos \phi$ Factor de potencia con el que va a funcionar el generador. En este caso, dado que el generador se conectará a un rectificador de seis pulsos, se tomó como base para el cálculo un factor potencia de 0,955 [103].

k_1 Valor de la componente fundamental del factor de devanado. Este factor tiene en cuenta la reducción de flujo concatenado por cada bobina debido a la distribución de las mismas sobre las ranuras del estator y al posible acortamiento de paso [104]. El valor de la componente fundamental del factor de devanado es aprox. 0.96 [76].

f_a Dado que las chapas con las que se construirá el núcleo magnético tienen una pequeña capa de aislación en su superficie, el área útil de la sección por donde se establece el flujo magnético es levemente menor a la superficie transversal del paquete de chapas apiladas, esta reducción se tiene en cuenta con un $f_a = 0,98$ [105].

D_{os} Diámetro exterior del estator. De acuerdo a cómo está empleado en esta ecuación, puede considerarse que es prácticamente coincidente con el diámetro medio del entrehierro.

l_s Largo del estator, es decir, altura del paquete de chapas.

\hat{B}_{g1} Valor máximo de la componente fundamental de la densidad de flujo en el entrehierro. Es una de las variables más importantes en el proceso de diseño. Como ve en la ecuación (4.5), para una potencia determinada, elevar el valor de la densidad de flujo implica obtener una máquina de menor volumen. El límite en el valor de la densidad de flujo está dado por la saturación magnética

del material. Teniendo en cuenta las características de la máquina y materiales magnéticos utilizados, se adoptó un valor de 1,1 T [28].

K_s Valor eficaz de la carga lineal, o también denominado densidad lineal de corriente sobre el perímetro del entrehierro, en A/m. Este valor está íntimamente relacionado con la densidad de corriente en los devanados y se define como la corriente total del bobinado dividida por el perímetro del entrehierro por la siguiente ecuación,

$$K_s = \frac{2mN_t I_{rms}}{\pi D_{os}}, \quad (4.6)$$

donde N_t es el número total de espiras por fase.

Del mismo modo que se explicó para la densidad de flujo, un incremento en el valor de la densidad lineal de corriente permite obtener una máquina de menor tamaño. El límite viene impuesto por condiciones térmicas. En efecto, aumentar la densidad de corriente en los devanados implica aumentar las pérdidas por efecto Joule en el cobre y esto trae aparejado un incremento en la temperatura. Por lo tanto, este valor debe estimarse en función de las características de ventilación de la máquina. En este caso, se adoptó un valor de $30kA/m$ [28].

El factor $[D_{os}^2 l_s]$ en la ecuación 4.5 define un prisma rectangular lo que puede interpretarse como el volumen que contiene el entrehierro de la máquina. Esto permite optar por diseñar una máquina de gran diámetro y poca longitud, o bien máquinas de poco diámetro y longitud mayor. Sin embargo, en la relación entre el diámetro y el largo existe una solución óptima, dada a partir de consideraciones térmicas (dis-

posición volumétrica de las fuentes de calor, es decir los bobinados y la disposición geométrica de las superficies por donde dicho calor se disipa).

En [32] se recomiendan relaciones óptimas en función del número de polos de la máquina. Para máquinas sincrónicas, la relación entre el largo del entrehierro l_s y el paso polar τ_p recomendada es aproximadamente 2,5. Por consiguiente, a partir de la siguiente ecuación se puede calcular l_s como función del diámetro exterior del estator (D_{os}) y el número de polos (p).

$$l_s = 2,5 \tau_p = 2,5 \left(\frac{\pi D_{os}}{p} \right) \quad (4.7)$$

De este modo, al fijar la relación entre el largo y el diámetro del entrehierro, sustituyendo 4.7 en 4.5 y despejado el valor del diámetro externo del estator (D_{os}) puede obtenerse,

$$D_{os} = \sqrt[3]{\frac{P_{nom} p}{2,5 \eta \cos \phi \frac{\sqrt{2} \pi^3 n}{120} k_1 f_a \hat{B}_{g1} K_s}} \quad (4.8)$$

Empleando los valores indicados anteriormente, para el valor de potencia nominal definido inicialmente, resulta:

$$D_{os} = 682,85 \text{ mm y } l_s = 148,97 \text{ mm}$$

Puede verse que resulta una máquina de gran diámetro en comparación con el largo, esta forma de “rodaja” es típica de las máquinas con gran número de polos.

4.3.3. Verificación del paso de ranura

En la sección 4.3.1 se propuso un estator con 81 ranuras ($Q = 81$).

Dado que aún no se conocían las dimensiones del estator, no podía verificarse la sugerencia dada en [28] y descrita en la sección de 4.3.1. Tal sugerencia se refiere a la conveniencia de tomar un paso de ranura (λ_s) comprendido entre 14 mm y 75 mm . A partir del paso de ranura se determina posteriormente el ancho de la ranura y el ancho del diente. Ranuras muy pequeñas presentan dificultad para colocar en su interior la capa de aislante y los alambres del devanado, del mismo modo, dientes muy pequeños podrían tener una baja resistencia mecánica y cierta tendencia a originar fisuras en las chapas. Por otra parte, ranuras demasiado anchas atentarían contra una adecuada ventilación, los alambres en el centro de las ranuras quedarían lejos de las paredes y el flujo de calor a disipar tendría que recorrer un camino de alta resistencia térmica, aumentando la temperatura de los conductores centrales.

Generalmente el paso de ranura se divide por dos y se toma un ancho de ranura igual al ancho del diente. Con esto se logra cierto equilibrio en la superficie exterior del estator destinada a ser ocupada con material ferromagnético y con cobre. Si bien algunos autores recomiendan otras proporciones entre ancho de ranura y de diente, nunca están estas propuestas alejadas de la mencionada anteriormente.

Por todo esto, en base a consideraciones prácticas se establecen los límites indicados.

El paso de ranura se calcula como la longitud de la circunferencia exterior del estator dividido el número de ranuras,

$$\lambda_s = \frac{\pi D_{os}}{Q} = 26,48\text{ mm} \quad (4.9)$$

De esta manera se comprueba que el paso de ranura queda comprendido entre los

límites sugeridos.

4.3.4. Dimensionamiento de los imanes

Los imanes se dispondrán sobre la superficie interior del yugo del rotor, tal como se ilustra en la Fig. 4.2.

Si los imanes ocupan un arco de circunferencia de 2α grados eléctricos, la inducción máxima en el entrehierro puede calcularse como [33]:

$$\widehat{B}_{g1} = \frac{4}{\pi} B_{g0} \text{sen}(\alpha) \quad (4.10)$$

Con el \widehat{B}_{g1} esperado (1,1T) y tomando un valor de α igual a 60 grados eléctricos, el valor de B_{g0} resulta igual a 0,998T, siendo B_{g0} el valor medio de la densidad de flujo en el entrehierro. La decisión de tomar un valor igual a 60 grados se funda en las conclusiones presentadas en [33], donde se demuestra que, desde un punto de vista económico, no resulta conveniente incrementar el tamaño del imán por encima de este valor. En efecto, si se aumenta α por encima de 60 grados eléctricos, el incremento en la densidad de flujo en el entrehierro es prácticamente despreciable, por lo tanto, aumentar el tamaño del imán para ocupar un ángulo mayor sería desaconsejable desde un punto de vista económico.

Dado el valor de B_{g0} obtenido, y adoptando un ancho de diente t_s igual al ancho de la ranura w_1 , la densidad máxima en el diente resulta igual a 1,995T. Es importante señalar que tal valor de inducción en el diente se ajusta a los valores sugeridos por la mayoría de los autores [32].

Con el fin de optimizar las prestaciones de la máquina a diseñar se propone em-

plear imanes de elevado valor de fuerza coercitiva y magnetismo remanente. Los más empleados en máquinas eléctricas actualmente son los de *NdFeB*, cuyas características pueden verse en [106, 107], entre las cuales se pueden mencionar densidades de flujos del orden de 1,2T, producto de energía de $300kJ/m^3$ y temperatura de funcionamiento seguro de hasta 150°C.

Con respecto a la geometría de los imanes, cabe destacar que éstos, idealmente, deberían ser curvos, con una curvatura coincidente con la de la superficie interior del rotor. De esta manera se lograría un “asiento” perfecto de los imanes sobre la superficie cilíndrica del rotor y, además, la superficie externa de los imanes coincidiría perfectamente con la línea del entrehierro. Sin embargo, teniendo en cuenta que la máquina presenta un elevado número de polos (y por lo tanto de imanes) y que el ancho de cada uno de ellos resulta mucho menor al perímetro del entrehierro, es posible demostrar que el empleo de imanes planos no implica un deterioro ni en el valor de la densidad de flujo ni tampoco en la forma de las tensiones inducidas, lo cual es verificado en el capítulo 5. El empleo de imanes planos en lugar en imanes curvos permite ajustar el diseño a imanes disponibles comercialmente, con lo cual el costo de prototipo se reduce significativamente.

Retomando el procedimiento de dimensionado de los imanes, puede observarse, a partir de la simple aplicación de la ley de ohm para circuitos magnéticos [33], que la relación entre el B_{go} pretendido y la inducción remanente del imán está dada por,

$$B_{go} = \frac{l_m}{l_{ge}} B_r, \quad (4.11)$$

donde B_r es la densidad de flujo residual del imán (1,2 T para NdFeB), l_m es el

espesor o altura del imán y l_{ge} es la longitud efectiva del entrehierro, dada por,

$$l_{ge} = (l_m + g)C_c \quad (4.12)$$

donde g es el espesor real del entrehierro y C_c es el coeficiente de Carter [100]. Este es un coeficiente que permite realizar una corrección de la longitud del camino magnético del entrehierro, teniendo en cuenta el efecto producido por las aberturas de ranuras sobre la reluctancia. Dado que en el imán todos los dominios magnéticos están ya orientados en determinada dirección, su permeabilidad magnética en dicha dirección es prácticamente igual a la del aire. Por consiguiente, su altura se suma a la del entrehierro, tal como se ve en la ec. 4.12. Por otra parte, teniendo en cuenta que el entrehierro de la máquina se ve afectado por las ranuras del estator, debe corregirse su longitud empleando el coeficiente de Carter, cuyo valor se toma en función de lo sugerido en [33].

De este modo, tomando un $g = 1,5 \text{ mm}$, $C_c = 1,05$ y $B_r = 1,2 \text{ T}$, resulta,

$$l_m = 10,30 \text{ mm} \quad (4.13)$$

Ancho del imán d_m : el objetivo es cubrir 120 grados eléctricos ($2\alpha = 120^\circ$), con lo cual el ancho resulta,

$$d_m = \frac{2\alpha}{180} \frac{\pi D_{os}}{p} = 39,73 \text{ mm} \quad (4.14)$$

El largo del imán, por su parte, debería ser igual a la altura del paquete de chapas del estator ($0,15 \text{ m}$). Sin embargo, con el objeto de dejar abierta la posibilidad de darle a los imanes cierto cruzamiento para reducir el par de reluctancia [24], se resuelve

dividir cada uno de los polos en tres secciones longitudinales. De modo tal que la longitud del imán queda determinada por,

$$l_{pm} = \frac{l_s}{3} = 49,66 \text{ mm} \quad (4.15)$$

4.3.5. Dimensiones de rotor y estator

A continuación se calcula la altura de los componentes de los circuitos por donde se cierra el flujo magnético de estator y rotor, comúnmente denominados “yugo”. Para ello es necesario conocer el flujo por polo de la máquina, determinado como,

$$\varphi_p = \frac{2}{\pi} \widehat{B}_{g1} \frac{\pi D_{os}}{p} l_s = 0,0062 \text{ Wb} \quad (4.16)$$

Esta ecuación surge de integrar la componente fundamental de la densidad de flujo a lo largo de un polo (180 grados eléctricos) y dividirlo por el área de entrehierro correspondiente a un polo, esto es la superficie total interna del rotor dividido el número de polos de la máquina.

El espesor del núcleo del estator se dimensiona de manera tal que la densidad de flujo B_{cs} no supere 1T, aproximadamente. Esta densidad se calcula como,

$$B_{cs} = \frac{\varphi_p}{2 d_{cs} f_a l_s} \quad (4.17)$$

De este modo la altura del yugo d_{cs} , (Fig. 4.2) resulta, $d_{cs} = 21,29 \text{ mm}$. Este valor corresponde al mínimo espesor del estator requerido por el circuito magnético que podrá luego ser incrementado por necesidades mecánicas, resistencia del paquete

de chapas, resistencia a vibraciones, espacio ocupado por los pernos que mantengan unidas a las chapas, entre otros factores.

Dimensiones de la ranura: Se parte de considerar iguales el ancho de la ranura w_1 y el espesor del diente t_s . Se toma inicialmente como radios internos de la ranura $r_1 = r_2 = 5 \text{ mm}$. Se adopta un $d_{os} = 3 \text{ mm}$ y un $w_{os} = 4 \text{ mm}$. (Ver Fig. 4.2)

La profundidad de la ranura d_s , en primera aproximación se toma igual a 5 veces el ancho w_1 . Con todo esto, t_s , w_1 y w_2 resultan,

$$t_s = w_1 = \frac{1}{2} \frac{\pi(D_{os} - 2d_{os} - 2r_1)}{Q} = 12,93 \text{ mm} \quad (4.18)$$

$$d_s = 5w_1 = 64,66 \text{ mm} \quad (4.19)$$

$$w_2 = \frac{\pi(D_{os} - 2d_{os} - 2d_s - 2r_2)}{Q} - t_s = 7,92 \text{ mm} \quad (4.20)$$

Finalmente, el diámetro interior del estator resulta,

$$D_{is} = D_{os} - 2d_{os} - 2r_1 - 2d_s - 2r_2 - 2d_{cs} = 484,95 \text{ mm} \quad (4.21)$$

En cuanto a las dimensiones del rotor, las mismas pueden calcularse como,

$$D_{pm} = D_{os} + 2g = 685,85 \text{ mm} \quad (4.22)$$

$$D_{ir} = D_{pm} + 2l_m = 706,45 \text{ mm} \quad (4.23)$$

$$D_{or} = D_{ir} + 2d_{cs} = 749,03 \text{ mm} \quad (4.24)$$

4.4. Cálculo del devanado del estator

La disposición habitual de las bobinas en devanados trifásicos es de dos capas [32], por lo tanto se adoptó dicha disposición. En este caso, dado que el devanado considera un valor de q fraccionario, las bobinas de cada fase se deben ir sucediendo de acuerdo con el esquema de la Fig. 4.3. Los principios de las bobinas de cada fase se representan por A, B y C. Los finales de las bobinas son -A, -B y -C respectivamente. El paso de bobina (y) resulta igual a 2. En la figura solo se presenta el sector correspondiente a 9 ranuras, debido a que esta secuencia se repite para el resto de las ranuras del estator.

Para mostrar en forma completa la estructura del bobinado del generador se construyó el esquema que se presenta en la Fig. 4.4.

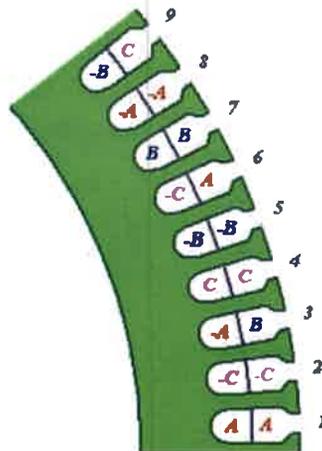


Figura 4.3: Esquema de un sector del devanado de 81 ranuras, 36 polos.

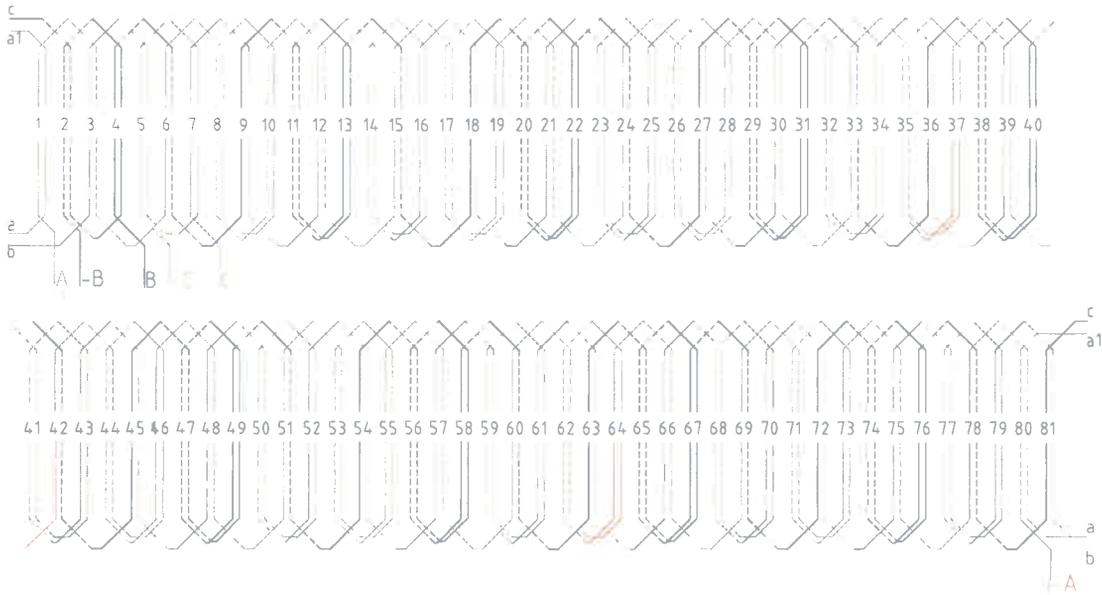


Figura 4.4: Esquema completo del devanado del generador.

4.4.1. Dimensionamiento del bobinado

Resta aún calcular la cantidad de espiras de cada bobina y el diámetro de alambre. En primer lugar, se debe tener en cuenta que la fuerza electromotriz inducida por fase, para un devanado de doble capa con todas las bobinas en serie, está dada por [104],

$$E_s = 4,44 f k_1 q p N_b \varphi_p \quad (4.25)$$

donde N_b es el número de espiras por bobina. Dado que aún no se pueden conocer las caídas de tensión propias de cada fase, y teniendo en cuenta que se desea una tensión de 220V por fase en bornes de la máquina en régimen nominal, se asume inicialmente una tensión de vacío de 250V, por considerar que en la práctica las caídas de tensión se encuentran en el rango de $10\% < \Delta V < 15\%$. Así, resulta

$N_b = 7,73$ espiras y por consiguiente se adopta $N_b = 8$. Con el valor de N_b adoptado se procede a calcular la tensión de vacío, que resulta $E_s = 261V$. Para este valor de FEM, la constante de FEM inducida K_e resulta,

$$K_e = \frac{FEM}{\omega} = 28,4002. \quad (4.26)$$

Para calcular el diámetro máximo que puede tener el alambre, debe conocerse anteriormente la superficie de la ranura. El área aproximada de la ranura se calcula como,

$$A_r = \frac{d_s}{2}(w_1 + w_2) = 674,02 \text{ mm}^2 \quad (4.27)$$

Considerando un factor de aprovechamiento de la ranura $f_{ar} = 0,4$ y considerando que el devanado es de doble capa, la sección de cobre resulta,

$$A_{cu} = \frac{f_{ar} A_r}{2N_b} = 16,85 \text{ mm}^2 \quad (4.28)$$

Y un diámetro de alambre, si fuese cilíndrico, de

$$d_{cu} = \sqrt{\frac{4A_{cu}}{\pi}} = 4,63 \text{ mm} \quad (4.29)$$

Dado que no es posible colocar alambre de tal diámetro debido a que disminuye significativamente el aprovechamiento del área de la ranura, se opta por colocar 4 alambres en paralelo. De este modo, cada alambre debe tener un $d_{cu} = 2,32 \text{ mm}$. Finalmente se adopta el diámetro de alambre comercial más próximo, seleccionando 4 hilos en paralelo de,

$$d_{cu_{adop}} = 2,3 \text{ mm} \quad (4.30)$$

Con lo cual la sección de cobre corregida es

$$A_{cu_{adop}} = 4 \frac{\pi d_{cu_{adop}}^2}{4} = 16,61 \text{ mm}^2 \quad (4.31)$$

4.4.2. Verificación de la densidad de corriente en los devanados

El valor de la corriente eficaz de estator, considerando un rendimiento de $\eta = 0,92$ y un factor de potencia de $\cos(\varphi) = 0,955$, es $I_{nom} = 53,29\text{A}$. De este modo, la densidad de corriente en los devanados resulta de $J = \frac{I_{nom}}{A_{cu_{adop}}} = 3,21 \text{ A/mm}^2$, valor razonable para máquinas refrigeradas por aire [28].

4.4.3. Cálculo de la resistencia del bobinado

En el esquema de la Fig. 4.5 se muestra un corte transversal del paquete de chapas del estator y una trayectoria estimada de las espiras (considerando cuestiones prácticas propias de la operación de bobinado). De este modo, la longitud total de cada uno de los bobinados se puede calcular con la ec. 4.32.

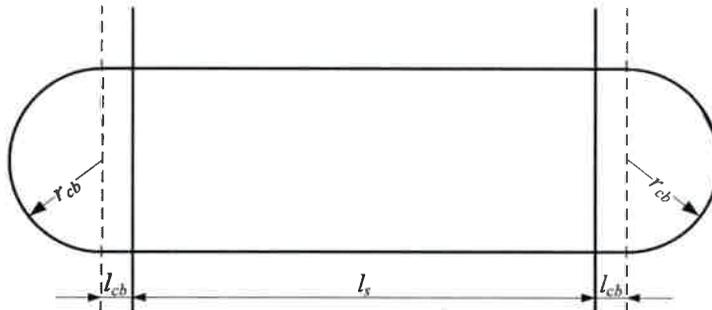


Figura 4.5: Dimensiones aproximadas de una bobina.

$$l_{bob} = \frac{Q N_b}{m} (2 l_s + 4 l_{cb} + 2 \pi r_{cb}) \quad (4.32)$$

siendo $r_{cb} = \frac{\sqrt{((ds/2)^2 + (2\lambda_s)^2)}}{2}$ y adoptando $l_{cb} = 15 \text{ mm}$, la longitud del bobinado resulta,

$$l_{bob} = 119,43 \text{ m} \quad (4.33)$$

Considerando la resistividad del cobre a 80°C igual a $\rho_{cu80} = 2,2 \cdot 10^{-8} \Omega/\text{m}$, la resistencia de estator de R_s resulta,

$$R_s = \frac{\rho_{cu80} l_{bob}}{A_{cu_{adop}}} = 0,1531 \Omega \quad (4.34)$$

4.4.4. Cálculo de la inductancia del bobinado

Para el cálculo de la inductancia del bobinado se utilizó la propuesta presentada en [108]. En la misma se propone el cálculo de L_s como la suma de la componente correspondiente a la inductancia de eje directo L_m y la inductancia de dispersión por la abertura de ranura L_{lk} .

La inductancia de magnetización, equivalente a la inductancia de eje directo está dada por,

$$L_m = \frac{3}{\pi} (2 q N_b k_1)^2 \left(\frac{\mu_0}{g_e + \frac{l_m}{\mu_m}} \right) (D_{os} + g) l_s, \quad (4.35)$$

donde $g_e = C_c g$ y $\mu_m = 1,0463$

De este modo la inductancia de magnetización resulta $L_m = 1,422 \text{ mH}$.

La inductancia de dispersión por la abertura de ranura L_{lk} puede calcularse como,

$$L_{lk} = pq (2 N_b)^2 l_s \mu_0 G_1, \quad (4.36)$$

donde

$$G_1 = \left(\frac{h_{sw}}{2 w_{os}} \right) + \left(\frac{h_{sw}}{2 w_1 \left(1 - \left(\frac{w_{os}}{w_1} \right) \right)} \right) \left(\ln \left(\frac{h_{sw}}{2 - 2 \left(\frac{w_{os}}{w_1} \right)} \right) - \ln \left(\frac{(h_{sw}) \left(\frac{w_{os}}{w_1} \right)}{2 - 2 \left(\frac{w_{os}}{w_1} \right)} \right) \right), \quad (4.37)$$

siendo $h_{sw} = d_{os} + r_1$

De este modo la inductancia de dispersión por la abertura de ranura es $L_{lk} = 1,974\text{mH}$.

Por lo tanto la inductancia por fase

$$L_s = L_m + L_{lk} = 3,396 \text{ mH} \quad (4.38)$$

4.4.5. Cálculo de caída de tensión

Para efectuar el cálculo de la caída de tensión se construyó el diagrama fasorial con los voltajes de fase del generador, tal como se presenta en la Fig. 4.6

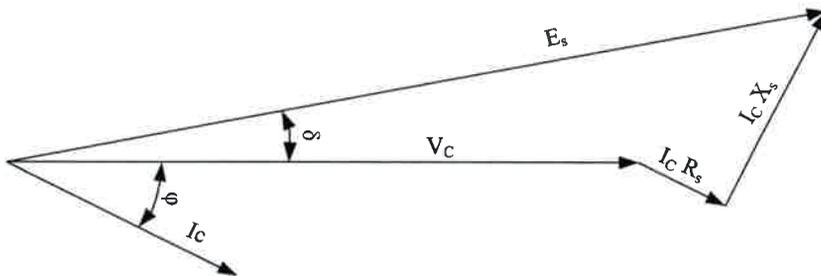


Figura 4.6: Diagrama fasorial de fase del generador.

Conociendo E_s , $\cos(\varphi)$, X_s , R_s e I_C y realizando un análisis trigonométrico es posible obtener el valor de V_C .

La tensión resultante, con un factor de potencia $\cos(\varphi) = 0,955$ es de $V_C = 233,5$ V aproximadamente. Si bien la tensión resulta mayor a la establecida para el diseño, se debe a la elección realizada sobre el número de espiras (N_b). Además, resta realizarse una comprobación por el método de los elemento finitos y posteriormente una validación experimental.

4.5. Cálculo de las pérdidas y el rendimiento

4.5.1. Cálculo de las pérdidas eléctricas

Para el cálculo de las pérdidas por efecto joule en los bobinados se utilizó la resistencia y la corriente nominal, calculadas previamente, utilizando la siguiente ecuación,

$$P_{cu} = 3 R_s I_{nom}^2 \quad (4.39)$$

De este modo, las pérdidas en el cobre de estator resultan $1,305 [kW]$, esto es aproximadamente un 3,9% de la potencia nominal.

4.5.2. Cálculo de las pérdidas magnéticas

Para obtener una primera aproximación de las pérdidas en el hierro se realizó un cálculo simplificado de las pérdidas magnéticas, considerando las pérdidas a partir de la caracterización presentada en el catálogo de Surahammars Bruks [109] (ver Apéndice A).

Para el cálculo de las pérdidas se procedió a dividir el volumen total de hierro del estator del generador en dos secciones correspondiente al yugo y los dientes del mismo. Se procedió al cálculo del volumen de cada una de ellas, para luego obtener su masa. Con el valor de la masa se ingresó a la curva de pérdidas y se obtuvo el valor de las pérdidas magnéticas para una frecuencia $f = 50$ Hz, el cual fue corregido posteriormente para la frecuencia de trabajo utilizada.

El volumen de la sección correspondiente a los dientes del estator es,

$$V_{dientes} = Q (D_{os} - (D_{is} + 2d_{cs})) t_s l_s = 0,0121 m^3 \quad (4.40)$$

Multiplicando el volumen por la densidad del acero E230 ($\rho_{E230} = 7750$ Kg/m³), el peso del hierro correspondiente a los dientes del estator resulta,

$$W_{dientes} = V_{dientes} \rho_{E230} = 93,92 kg \quad (4.41)$$

Como la caracterización de pérdidas presentada en el catálogo de Surahammars Bruks solo se extiende hasta una densidad de flujo de 1,8 T, es necesario realizar una extrapolación para alcanzar el valor de la densidad de flujo en los dientes, a partir de la cual se obtiene una pérdida por unidad de masa de $P_{pdiente} = 8,275$ W/kg, correspondiente a $B = 1,995$ T y $f_{ref} = 50$ Hz. Asumiendo $f = 45,6$ Hz

$$P_{dientes} = \frac{f^2}{f_{ref}^2} P_{pdiente} W_{dientes} = 646,46 W \quad (4.42)$$

Para el cálculo de las pérdidas en el yugo del estator se calculó el volumen como

$$V_{ye} = \pi \left(\left(\frac{(D_{is} + 2d_{cs})}{2} \right)^2 - \left(\frac{D_{is}}{2} \right)^2 \right) l_s = 0,0050 m^3 \quad (4.43)$$

Para el volumen calculado, la masa del yugo del estator resulta,

$$W_{ye} = V_{ye} \rho_{E230} = 39,09 \text{ kg} \quad (4.44)$$

Considerando que $B_{cs} = 1\text{T}$, se obtiene para el material un valor de pérdidas de $P_{pyugo} = 2,07\text{W/kg}$ que, aplicando la corrección por frecuencia, permite obtener las pérdidas en el yugo del estator como,

$$P_{ye} = \frac{f^2}{f_{ref}^2} P_{pyugo} W_{ye} = 67,25 \text{ W} \quad (4.45)$$

Si realizamos la sumatoria de las potencias de pérdida, obtenemos las pérdidas totales en el hierro, P_{fe} de,

$$P_{fe} = P_{dientes} + P_{ye} = 713,71 \text{ W} \quad (4.46)$$

4.5.3. Rendimiento estimado

El rendimiento estimado en régimen nominal, considerando que las pérdidas en el rotor son despreciables frente a las del estator y estimando las pérdidas por fricción como el 1% de las potencia nominal del generador ($P_{fric} = 335 \text{ W}$), el rendimiento resulta,

$$\eta = \frac{P_{nom}}{P_{nom} + P_{cu} + P_{fe} + P_{fric}} = 0,9344 \quad (4.47)$$

4.6. Cálculo del par de reluctancia

Como se ha mencionado en capítulos previos, el par de reluctancia es una característica típica de las máquinas de imanes permanentes, el cual resulta no deseable y es por ello que se busca reducir su amplitud [24].

Utilizando el modelo presentado en el Capítulo 2 se obtuvo una aproximación analítica del par de reluctancia, considerando $B_{max} = 1,1T$, $\gamma = 0,06$ y $T_m = \frac{2\pi}{3}$. La variación del par de reluctancia se presenta en la Fig. 4.7. Puede apreciarse que su magnitud comparada con el par nominal de la máquina es aproximadamente un 4 %, valor que resulta admisible para la aplicación prevista.

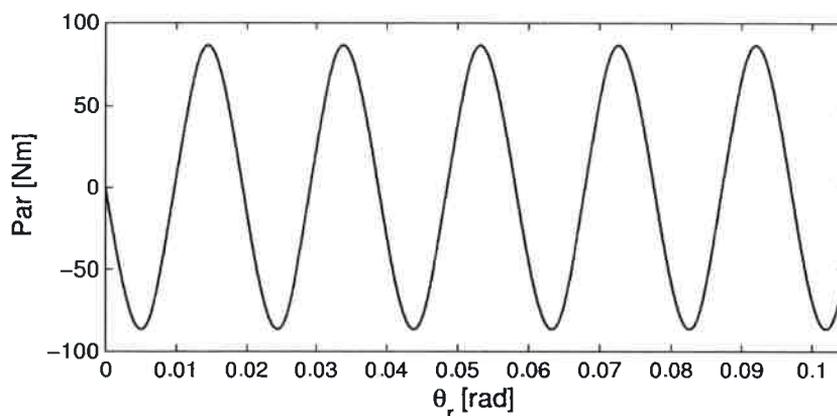


Figura 4.7: Resultado del modelo analítico del par de reluctancia.

4.7. Verificación de la desmagnetización de los imanes

El valor de la carga lineal, según [33], está limitado a,

$$K_s \leq \frac{pl_{ge} \left(\frac{l_m}{l_{ge}} B_r - B_D \right)}{\sqrt{2} D_{os} \cdot \mu_0 \sin \alpha}, \quad (4.48)$$

donde B_D es la densidad de flujo magnético para la cual la curva $B-H$ del imán pierde su característica lineal.

De las características magnéticas del imán, para una temperatura de trabajo de 60°C, se obtiene un $B_D = 0,25\text{T}$. Con $B_r = 1,2\text{ T}$ y $\alpha = 60^\circ$ la carga lineal resulta,

$$K_s = 319,13\text{ kA/m} \quad (4.49)$$

La corriente de cortocircuito está dada por,

$$I_{cc} = \frac{E_s}{2\pi f L_s} = 270,73\text{ A} \quad (4.50)$$

Y produce una carga eléctrica de,

$$K_{s_{cc}} = \frac{2mN_t I_{cc}}{\pi D_{os}} = 163,5\text{ kA/m} \quad (4.51)$$

La corriente de cortocircuito produce un valor de carga eléctrica del 51 % respecto al límite para una desmagnetización permanente en los imanes del rotor. Por lo tanto, este margen asegura que ante condiciones de falla la máquina no modificara sus características o sufrirá pérdidas en la densidad de flujo de los imanes.

4.8. Resumen de los parámetros calculados

En la Tabla 4.2 se presentan, a modo resumen, los parámetros de diseño calculados con la primera iteración del método analítico y los parámetros adoptados finalmente, ajustados utilizando la software de diseño para máquinas eléctricas.

Tabla 4.2: Resumen de los parámetros calculados.

Parámetro	Res. Analítico	Res. RMxprt
D_{os}	682,85 mm	700 mm
l_s	148,97 mm	150 mm
K_s	30 kA/m	28,353 kA/m
λ_s	26,48 mm	27,15 mm
g	1,5 mm	1,6 mm
l_m	10,30 mm	12 mm
d_m	39,73 mm	40 mm
l_{pm}	49,66 mm	50 mm
r_1	5 mm	6,33 mm
r_2	5 mm	3,62 mm
d_{os}	3 mm	3 mm
w_{os}	4mm	5mm
t_s	12,93 mm	13,8 mm
w_1	12,93 mm	12,66 mm
d_s	64,66 mm	70 mm
w_2	7,92 mm	7,24 mm
D_{is}	484,95 mm	480 mm
D_{pm}	685,85 mm	703,2 mm
D_{ir}	706,45 mm	727,2 mm
D_{or}	749,03 mm	766 mm
N_b	8	8
d_{cu}	2,3 mm	2,3 mm

En el apéndice B se presentan los resultados obtenidos del cálculo utilizando un software de diseño para máquinas eléctricas.

Finalmente, en la fig. 4.8 se presenta un esquema con las dimensiones finales, utili-

zadas para la construcción del modelo para el análisis por el método de los elementos finitos y el prototipo experimental.

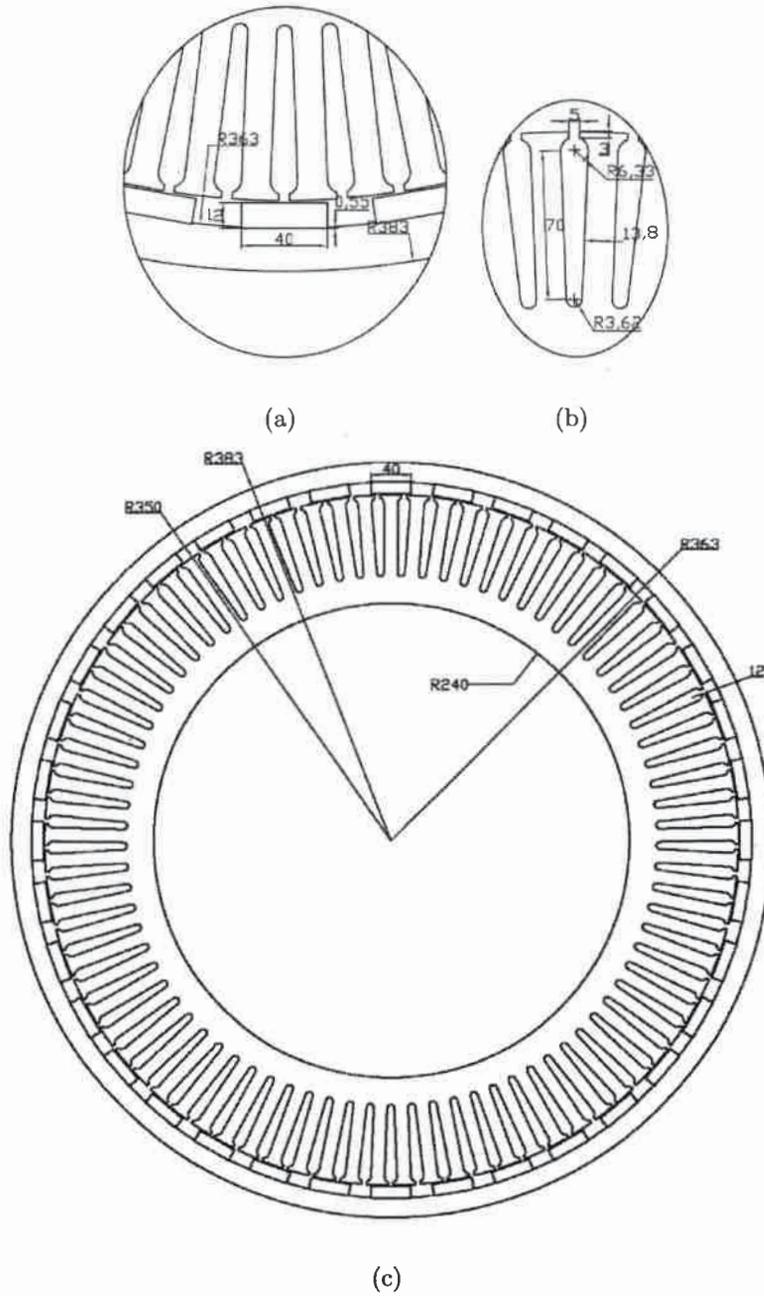


Figura 4.8: Dimensiones finales del diseño: imanes (a), ranuras (b), estator y rotor (c)

4.9. Sumario

Se realizó el diseño de un generador de imanes permanentes de baja velocidad, para ser utilizado en el sistema de generación electro-eólico presentado en el Cap. 1, aplicando una metodología de diseño propuesta en la bibliografía. A partir de las dimensiones obtenidas se realizó una serie de cálculos de los parámetros eléctricos y verificaciones funcionales. Una vez obtenidos los parámetros eléctricos se calcularon las pérdidas y esto permitió tener una primera aproximación del rendimiento del generador.

Además se obtuvo, a partir del modelo desarrollado en el Cap. 2, una aproximación analítica del par de reluctancia de la máquina.

Posteriormente se realizó un ajuste de los parámetros de cálculo a partir de la utilización de un software de diseño para máquinas eléctricas, del cual se obtuvieron las dimensiones y características que serán utilizadas para la construcción del modelo para el análisis por el método de los elementos finitos.

Capítulo 5

Verificación numérica por el método de los elementos finitos

5.1. Introducción

Con el objetivo de verificar y validar el procedimiento de cálculo analítico efectuado en el Capítulo 4 se decidió utilizar una herramienta de cálculo numérico.

En los últimos años se han desarrollado métodos numéricos que permiten resolver situaciones de recintos con fronteras de forma geométrica compleja y también recintos ilimitados, con adecuadas condiciones en el infinito. Estos métodos se basan en técnicas derivadas del método de las diferencias finitas.

El método de los elementos finitos (MEF) surge en el campo del análisis estructural y desde finales de la década del 60 se ha aplicado a problemas electromagnéticos. Por sus certeros resultados ha llegado a convertirse en una herramienta poderosa en la solución numérica de un amplio rango de problemas de ingeniería. En lo que respecta

al diseño de máquinas eléctricas, la aplicación del método permite evaluar diferentes configuraciones o topologías, con la posibilidad de conocer con exactitud las prestaciones de un diseño determinado antes de la construcción del prototipo [2, 29]. Es por lo mencionado anteriormente que se transformó en una herramienta ideal como complemento de las técnicas de diseño tradicionales.

Este método de análisis está basado en la discretización de una región continua en formas geométricas simples llamadas elementos finitos. El método permite considerar las propiedades del material y las condiciones en las fronteras de una pieza o máquina, para la resolución en forma aproximada e iterativa de las ecuaciones diferenciales que establecen las leyes físicas sobre cada intersección o nodo de una retícula o malla. De este modo es posible obtener, en geometrías complejas, un conocimiento preciso de las variables físicas de interés para el correcto diseño de una máquina [34].

El algoritmo para la resolución del MEF e interpretación de los resultados consta de tres fases o tareas básicas, las cuales se describen a continuación:

- Pre-proceso: etapa en la cual se define el problema a resolver mediante las siguientes etapas:
 - Diseño del dominio de análisis.
 - Selección de las características del material y mado.
 - Definición de fuentes.
 - Definición de las condiciones de contorno del modelo.
- Solución del análisis:
 - Tipo de análisis.
 - Resolución del sistema de ecuaciones.
- Post-proceso: interpretación de los resultados numéricos obtenidos en la etapa de solución.

En este capítulo se describen las características del modelo utilizado para el análisis por el MEF y se presentan los resultados obtenidos, los cuales serán comparados en capítulos posteriores con los resultados experimentales obtenidos con el prototipo implementado.

5.2. Pre-proceso

Para el análisis por el método de los elementos finitos se utilizó el software de análisis por el método de los elementos finitos. Este software permite realizar todos los pasos del pre-procesamiento dentro de una única plataforma de trabajo, siguiendo una secuencia de pasos como se describe en esta sección.

5.2.1. Diseño del dominio de análisis

Para el diseño del dominio de análisis se utilizó, en lo que respecta a la geometría del estator y bobinados, una herramienta propia del software que permite, a partir de las dimensiones principales de la máquina, crear la totalidad de la geometría. Para el rotor y los imanes se trabajó con un modelo realizado en AutoCAD, el cual se importó posteriormente al pre-procesador.

En la Fig. 5.1 se presenta el dominio de análisis, en el cual pueden diferenciarse las diferentes secciones de material a través de diferentes colores. Para el modelo se consideró la geometría completa de la máquina previendo la posibilidad de realizar un análisis de desmagnetización del rotor, sin embargo con un modelo de 1/9 de la geometría se conseguiría reducir de manera importante el costo computacional.



Figura 5.1: Dominio utilizado para el cálculo por el MEF.

5.2.2. Selección de las características del material y mallado

En lo que respecta a la selección de las características de los materiales para cada una de las secciones geométricas de la máquina, se utilizaron en su gran mayoría materiales existentes en las librerías del software, sin embargo para el acero utilizado en el estator y los imanes permanentes se incorporaron nuevas características, según los datos y características de los materiales a utilizar en el prototipo experimental. Los materiales utilizados en el modelo se presentan en la Tabla 5.1

Las curvas correspondientes a las características magnéticas de los aceros utilizados para el cálculo por el MEF se muestran en la Fig. 5.2. La característica B-H del acero SAE-1008, utilizado para el rotor, corresponde a la librería interna del software, mientras que la característica del acero E230 de Acesita (ver Apéndice A), empleado

Tabla 5.1: Materiales utilizados en el modelo del MEF.

Sección	Material
Estator	E230
Bobinado	Cobre
Imanes	N44H
Rotor	SAE 1008

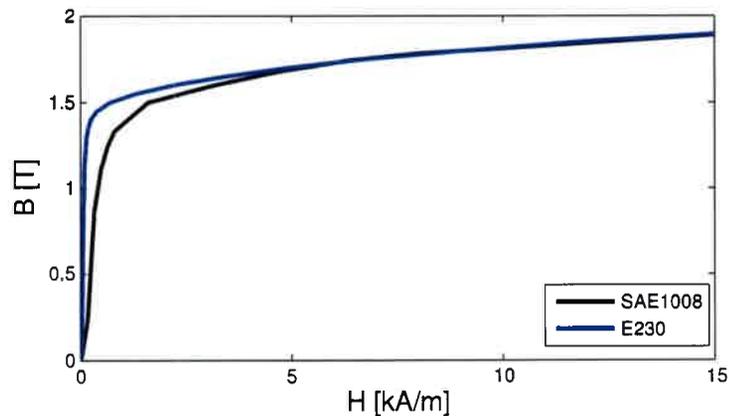


Figura 5.2: Curvas de características magnéticas de los aceros utilizados.

en el estator, fue obtenida de ensayos experimentales realizados por el Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos (GRUCAD), Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.

La malla utilizada fue escogida teniendo en cuenta la precisión de cálculo necesaria en cada uno de los componentes del modelo. Es por ello que se fijó el valor máximo del área de cada elemento para cada una de las secciones de análisis, generando una distribución no uniforme de elementos triangulares. La sección con mayor densidad de elementos corresponde al entrehierro, donde se producen las mayores variaciones de campo magnético y la transición relativa entre los elementos correspondiente al rotor

y estator, durante la rotación. Si bien estos elementos son de 1er orden, el software utilizado incorpora automáticamente elementos de segundo orden para mejorar la transición entre pasos de cálculo. Además, como resultado del proceso adaptativo de mallado, se realiza un refinamiento automático para obtener una malla apropiada, eficiente y precisa para resolver el problema. En la Fig. 5.3 se presenta el mallado utilizado para el cálculo.

5.2.3. Definición de las fuentes

Se define como fuentes a toda aquella variable de entrada del modelo, la cual puede ser tensión, corriente o conexión externa. En el caso de definir la fuente para conexión externa, el software automáticamente asocia esta fuente a una inductancia,

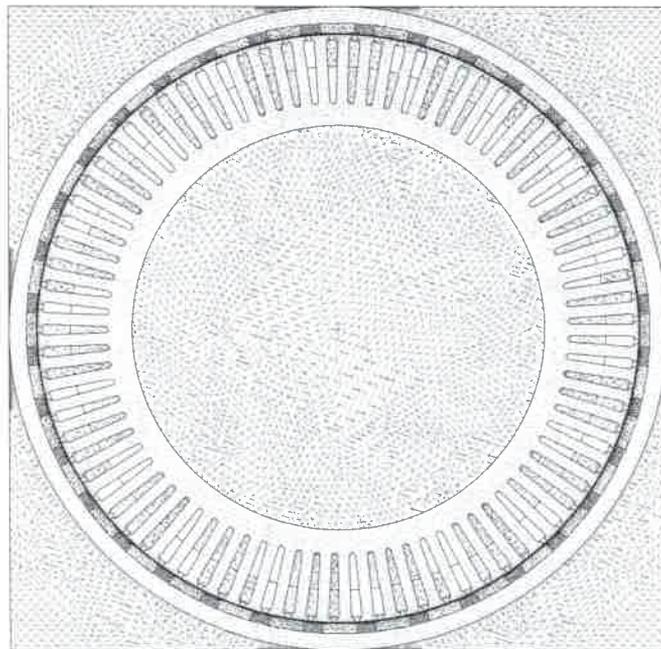


Figura 5.3: Malla del dominio de estudio.

la cual a partir de un editor de circuitos se puede vincular con otros elementos como pueden ser resistencias, inductancias, capacitores, diodos, transistores y fuentes. En nuestro caso las fuentes se corresponden con cada una de las corrientes de fase del generador y están definidas como conexión externa.

La topología de bobinado adoptada para la simulación del generador ya fue presentada en el capítulo 4, sin embargo para facilitar la lectura se repite en la Fig. 5.4. Cada una de las fases son identificadas con las letras A, B, C. Para identificar si el bobinado es entrante o saliente se utiliza como convención un signo positivo para el caso de las espiras que son entrantes, mientras que para las espiras salientes se asigna un signo negativo.

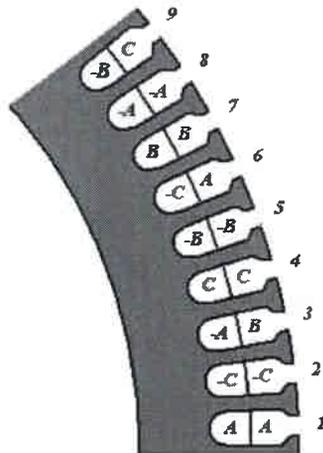


Figura 5.4: Esquema de un sector del bobinado.

En una primera etapa se realizó el cálculo con la máquina en vacío. Posteriormente se utilizaron cargas resistivas, equivalentes a las que serán utilizadas en los ensayos experimentales del generador, para efectuar comparaciones entre los resultados y así validar el procedimiento de cálculo numérico. El circuito utilizado para

carga resistiva se presenta en la Fig. 5.5

5.2.4. Definición de las condiciones de contorno del modelo

En el modelo se utilizaron condiciones de contorno de Dirichlet, también denominadas de primer tipo o de potencial impuesto [34, 110]. Para nuestro caso, donde el análisis es magnético, corresponde al potencial vector magnético \mathbf{A} , al cual se le asigna un valor nulo. Estas condiciones de contorno son impuestas en la superficie interior del estator y exterior del rotor, definidas por las líneas resaltadas en trazo grueso, como se presenta en la Fig. 5.6. Esto garantiza que el flujo será contenido dentro de estas superficies, condición que en el modelo real es generada por la diferencia entre la permeabilidad magnética del acero μ_{fe} y la del aire adyacente $\mu_{ar} \cong \mu_0$.

Cabe la aclaración que si bien se efectuó el mallado sobre todo el dominio de trabajo, es posible excluir del cálculo las regiones del modelo que no se encuentran contenidas por las condiciones de contorno. De esta manera se reduce el número de elementos para el cálculo, considerando sólo las regiones de interés para el análisis.

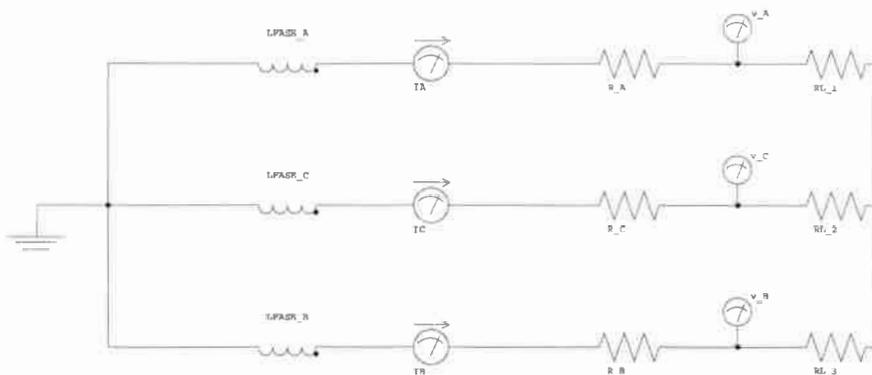


Figura 5.5: Esquema circuitual para carga R.

5.3. Solución

5.3.1. Tipo de análisis

Para el análisis se utilizó el software de cálculo bidimensional, debido a que para máquinas de flujo radial y estator laminado es posible obtener resultados satisfactorios sin un importante costo computacional [111]. En primera instancia se realizó un análisis magnetostático, con el objetivo de verificar la correcta definición de las condiciones de contorno y dirección de magnetización de los imanes. Además, en esta etapa fue posible refinar la malla para alcanzar el error propuesto para el cálculo.

Posteriormente se empleó un análisis transitorio, el cual permite analizar tanto la dinámica eléctrica como la mecánica. En este caso solo se consideró la dinámica

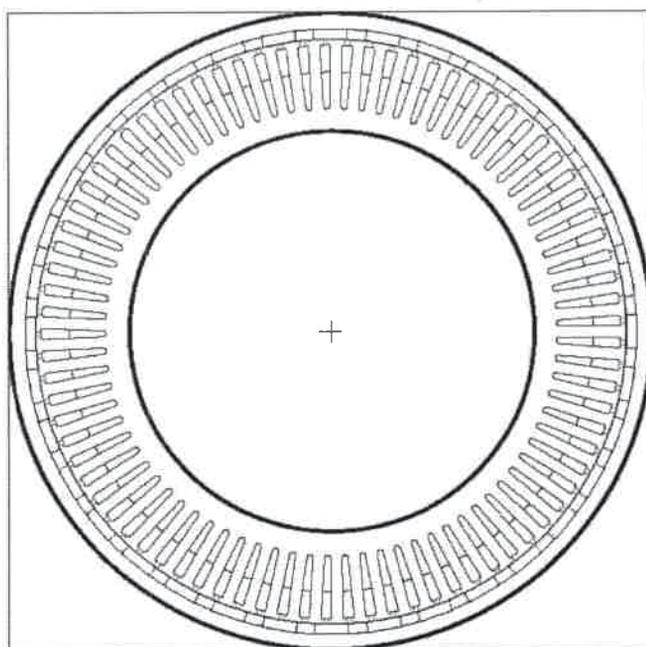


Figura 5.6: Condiciones de contorno.

eléctrica, por considerar que la máquina será impulsada por una turbina eólica y la misma, por su dinámica, no cambia su velocidad tan rápidamente como las variables eléctricas. Por lo tanto, se impone como entrada del modelo una velocidad ω constante y coincidente con la velocidad nominal prevista para el generador.

5.3.2. Resolución del sistema de ecuaciones

El software automáticamente genera internamente el sistema global de ecuaciones, el cual es resuelto utilizando el método ICCG (Incomplete Cholesky Conjugate Gradient) o el método de eliminación directa para resolución de ecuaciones lineales. La información hacia el usuario durante el procedimiento de cálculo son el porcentaje de avance del cálculo y las señales temporales, mientras que el resto de las variables son almacenadas en archivos que pueden ser visualizados utilizando el Post-procesador.

5.4. Post-proceso

El post-procesamiento está dividido en dos secciones, la primera asociada a los resultados temporalmente dependientes y la segunda a los resultados de campos magnéticos. Los resultados temporales son presentados mientras se realiza el cálculo y también son almacenados en archivos para un posterior procesamiento. Los resultados correspondientes a la densidad de flujo y líneas de campo son almacenados en un archivo de salida, que puede posteriormente analizarse por medio de una herramienta de visualización de datos.

5.4.1. Cálculo en vacío

Resultados de variables temporales

En esta sección se presentan las formas de onda del cálculo por el MEF para la FEM inducida por fase y par de reluctancia (*Cogging Torque*). Además, se realiza el cálculo de los valores eficaces, la distorsión armónica y los armónicos más importantes de la FEM inducida.

En la Fig. 5.7 se presenta la FEM inducida, para el generador en vacío, para cada una de las fases, medida respecto del centro de estrella. Para estas tres señales se construyó el diagrama fasorial, presentado en la Fig. 5.8.

Para realizar un análisis de las componentes de frecuencia presentes en la FEM del

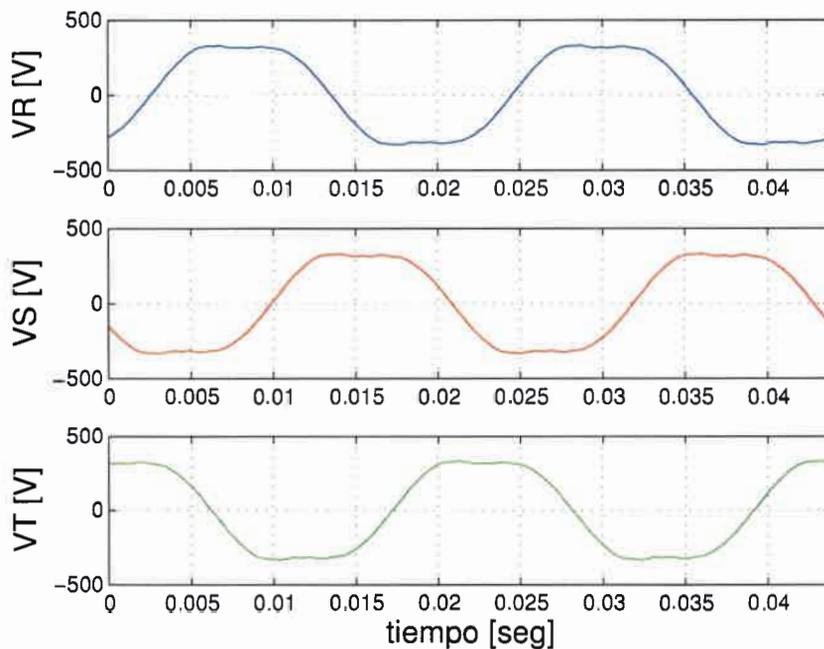


Figura 5.7: FEM inducida por fase.

generador se realizó un estudio del contenido armónico de la misma. En la Fig. 5.9 se presenta la FFT vectorial [112], donde puede apreciarse que el contenido armónico es muy bajo. No obstante, en la FFT vectorial no aparecen las componentes de secuencia homopolar y es por esa razón que también se calculó la FFT de las señales de fase, presentada en la Fig. 5.10. El objetivo es apreciar principalmente la componente de 3^{er} armónico que no se encuentra en la Fig. 5.9 y que resulta de interés para próximos análisis.

A partir de estas señales, a modo de resumen, en la Tabla 5.2 se presenta un detalle de los resultados obtenidos sobre la distorsión y las componentes armónicas más relevantes de la FEM obtenida a partir de la simulación por elementos finitos.

Como se mencionó al principio de esta sección, también se analizó el par de reluctancia producido por la interacción entre el campo magnético de los imanes y los

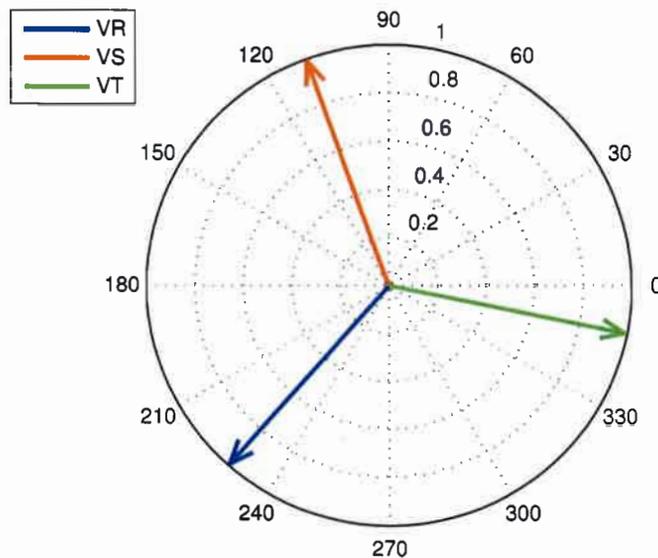


Figura 5.8: Diagrama fasorial de la FEM inducida.

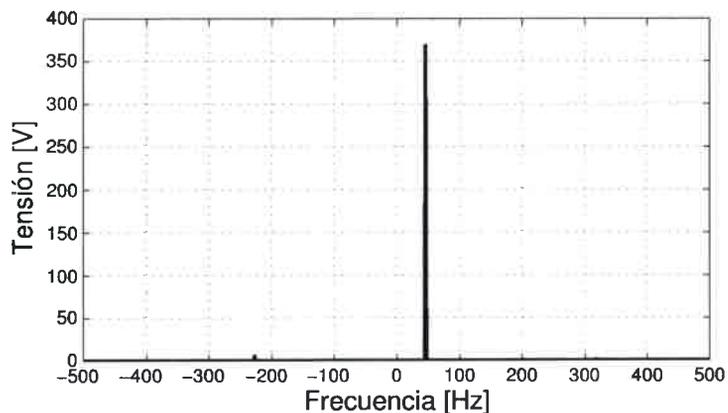


Figura 5.9: FFT vectorial de la FEM inducida de fase.

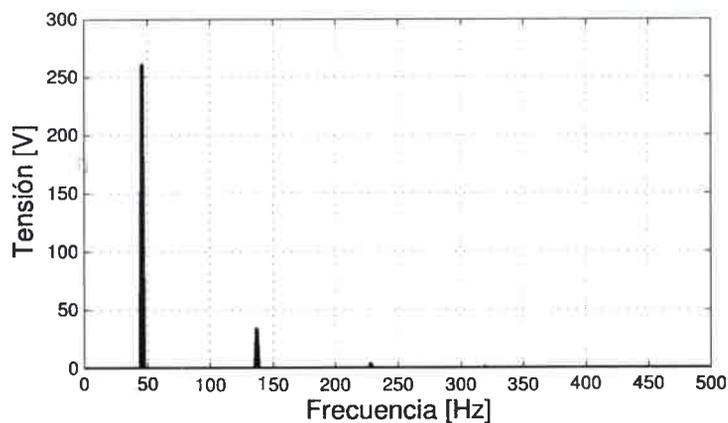


Figura 5.10: FFT de la FEM inducida de fase.

dientes del estator. Si comparamos en porcentaje el valor pico del par de reluctancia respecto del valor nominal del par del generador, podemos observar que este alcanza un 4 %. La Fig. 5.11 muestra la variación del par de reluctancia en función del ángulo de giro del rotor. En la misma puede apreciarse que la frecuencia del par se corresponde con el valor del mínimo común múltiplo (mcm) entre el número de ranuras y polos del rotor [113, 114], que para el diseño realizado corresponde a 324 ciclos por

revolución y en términos de frecuencia $f_{cog} = 820,8[Hz]$.

Como resultado del cálculo también se obtuvieron las pérdidas en el estator y rotor del generador.

Las pérdidas magnéticas en el estator fueron obtenidas a partir de la caracterización presentada en el catálogo de Surahammars Bruks [109]. Los datos corresponden al material M530, equivalente al acero E230 de Acesita. El software permite, a partir de los datos de pérdidas, encontrar las constantes que serán utilizadas en la ecuación

Tabla 5.2: Contenido armónico de la FEM obtenido por EF.

	Fase R	Fase S	Fase T
FEMeficaz [V]	262,76	262,77	262,84
THD [%]	13,06	13,01	13,04
TDF [%]	13,06	13,00	13,04
3 ^{er} Armónico [%]	12,96	12,90	12,92
5 ^{to} Armónico [%]	1,45	1,51	1,49
7 ^{mo} Armónico [%]	0,39	0,37	0,32

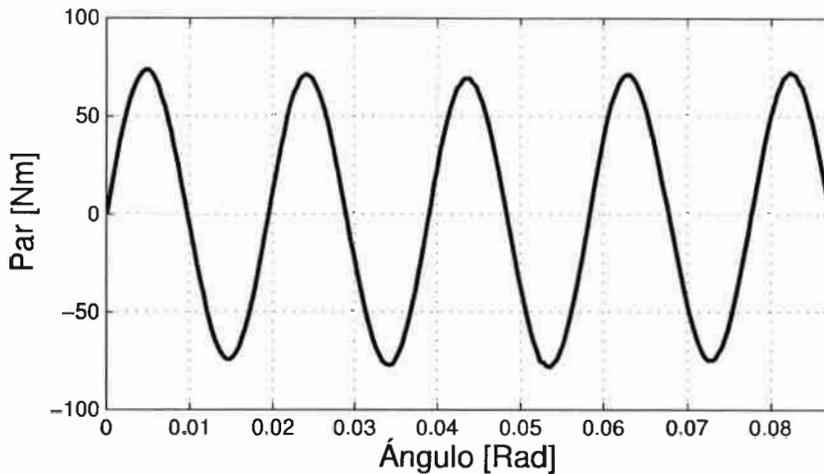


Figura 5.11: Par de reluctancia en función de la posición del rotor.

de pérdidas (ec. 5.1). Los valores de las constantes para la ecuación de pérdidas son $k_h = 0,021364$, $k_c = 0,000172$, $k_e = 0,001710$.

$$p_{mag} = k_h B^2 f + k_c (Bf)^2 + k_e (Bf)^{1,5} \quad (5.1)$$

Para el rotor se consideraron las pérdidas por corrientes inducidas, por tratarse de un material macizo. La conductividad utilizada para el acero SAE-1008 es de $7,10^6 [S/m]$.

Con los parámetros mencionados anteriormente se obtuvieron los valores presentados en la Tabla 5.3. Se observa que gran parte de las pérdidas magnéticas son originadas en el estator y que solo un pequeño porcentaje está asociado al rotor.

Resultados de campos magnéticos

La Fig. 5.12 presenta la distribución de la densidad de flujo magnético en el generador, en la misma puede apreciarse que el valor máximo en los dientes del estator alcanza $1,9[T]$, el el yugo del estator posee un valor próximo a los $0,6[T]$ y en el rotor es de aproximadamente $1[T]$. La distribución de las líneas de campo magnético dentro del generador se presentan en la Fig. 5.13. A partir de esta gráfica se puede inferir cuanto del flujo producido por los imanes es concatenado por el bobinado y cuanto

Tabla 5.3: Pérdidas magnéticas del generador.

Sección	Pérdidas [W]	Pérdidas [%]
Estator	748,04	83,76
Rotor	145,07	16,24
Total	893,11	

se cierra en el propio entrehierro.

Con los resultados obtenidos hasta el momento, podemos considerar que el modelo utilizado para el análisis por el MEF permite obtener una validación inicial del procedimiento de cálculo analítico.

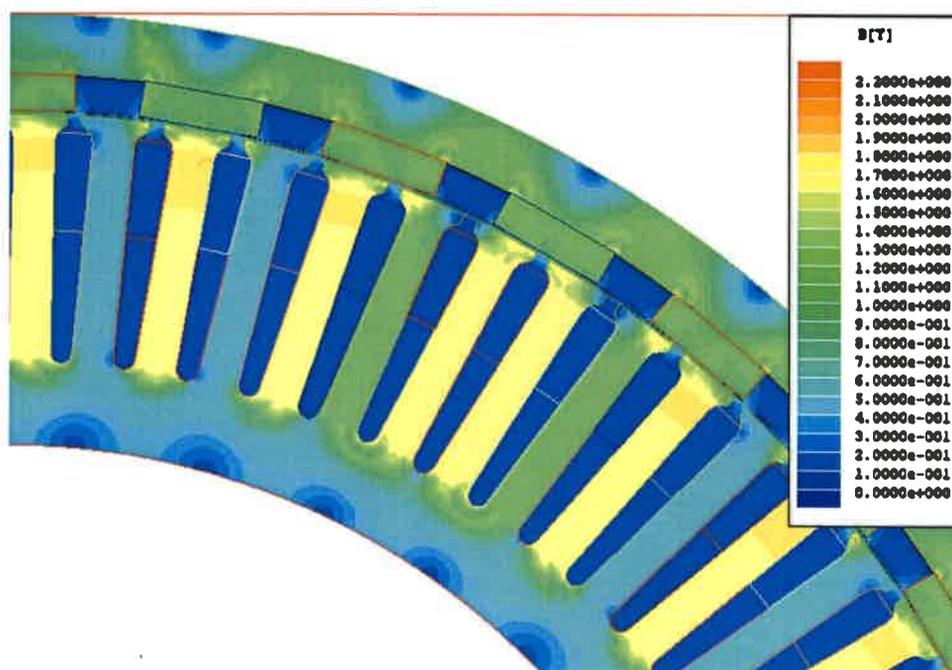


Figura 5.12: Distribución de la densidad de flujo magnético.

5.4.2. Cálculo con carga resistiva

En esta sección se incluyen los resultados de simulación con carga, los cuales se efectuaron teniendo en cuenta las condiciones de ensayo del prototipo experimental.

Se presentan los resultados del análisis con el MEF para una carga resistiva trifásica conectada directamente a bornes del generador. En la Tabla 5.4 se presentan los valores de potencia y resistencia de fase equivalente para cada una de las poten-

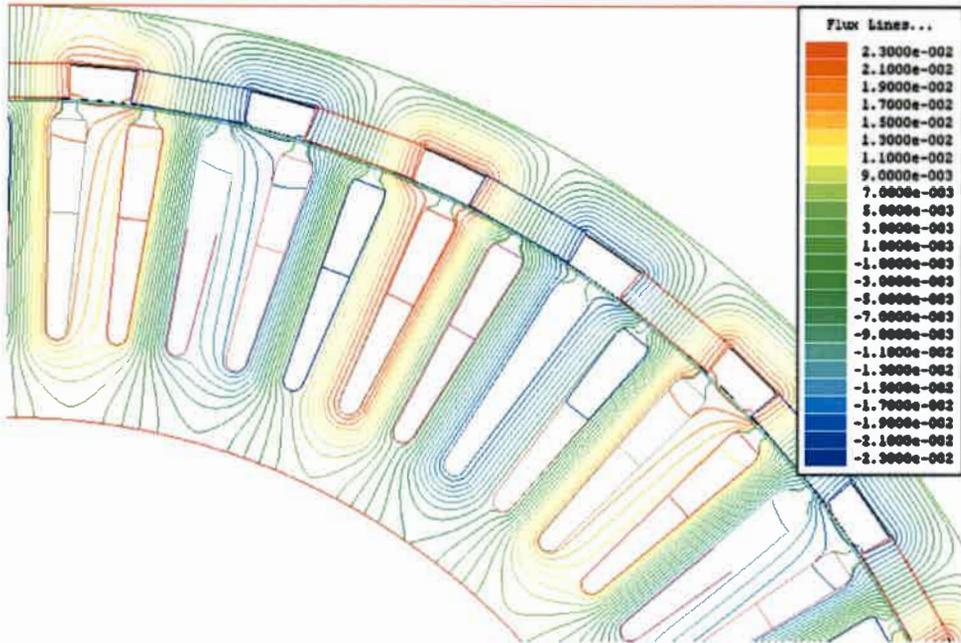


Figura 5.13: Distribución de flujo magnético.

Tabla 5.4: Potencias y valores de resistencia de fase para el cálculo por el MEF

Potencia [kW]	$R_{fase}[\Omega]$
3	48,4
6	24,2
9	16,133
12	12,1
15	9,68
18	8,06
21	6,914
24	6,05
27	5,378
30	4,84
33,5	4,334

cias especificadas. Los valores de resistencia resaltados en negrita corresponden a los valores seleccionados para los ensayos experimentales, lo que permite realizar una comparación directa entre los resultados de simulación y experimentales.

Análisis de las variables temporales

El primer análisis corresponde al estudio de las variables temporales. Las variables obtenidas de la simulación por el MEF corresponden a tensión a bornes de la máquina, corriente de fase y pérdidas magnéticas en el estator y rotor. En estas simulaciones se utilizó un cálculo electromagnético transitorio para una velocidad de giro de $152rpm$ y se despreció la dinámica mecánica.

De los datos mostrados en la Fig. 5.14, correspondiente a la tensión a bornes del generador con carga nominal y en vacío, puede concluirse que existe una reducción de amplitud y un cambio de fase producidos por la circulación de corriente. Dicha corriente modifica el punto de trabajo sobre la curva B-H del imán, por su efecto desmagnetizante.

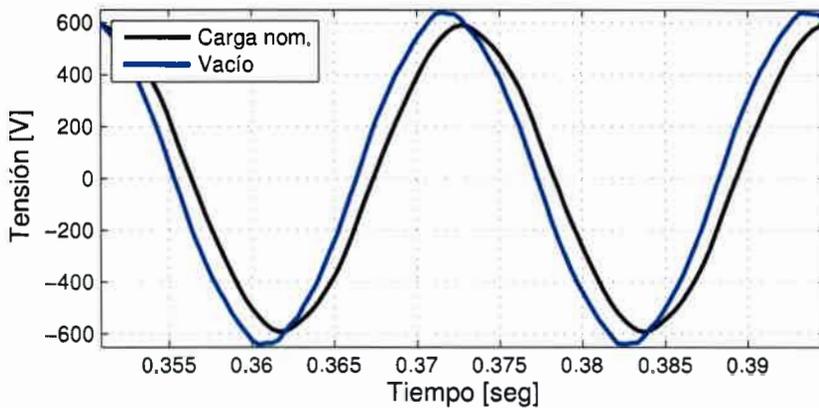


Figura 5.14: Tensión a bornes del generador.

En la Fig. 5.15 se presenta la corriente de una de las fases del generador, pudiéndose obtener como conclusión parcial que la forma de onda es muy próxima a una sinusoidal, tal como se busca como objetivo del diseño. Esto puede observarse más

claramente sobre el espectro armónico de la misma, presentado en la Fig. 5.16.

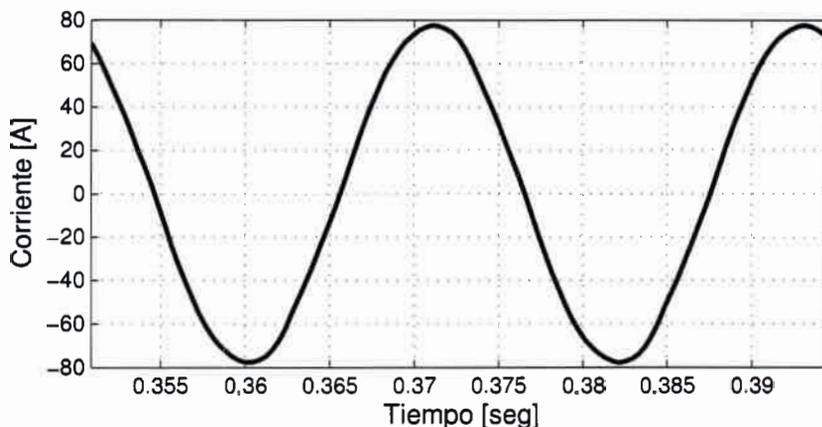


Figura 5.15: Corriente a bornes del generador, con carga máxima.

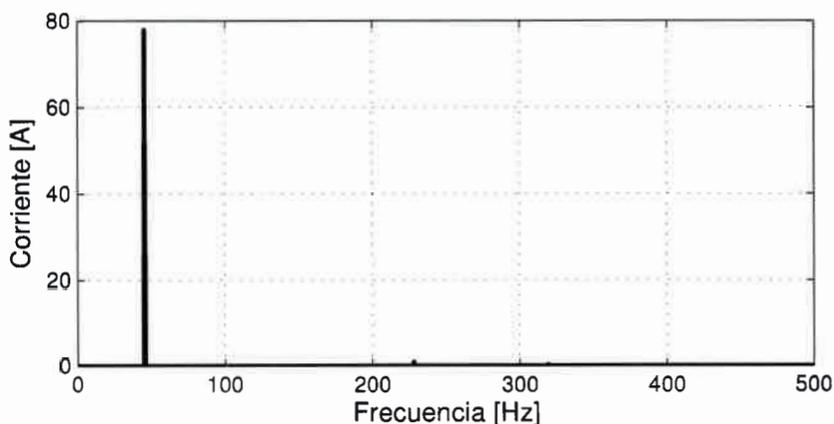


Figura 5.16: Espectro armónico de la corriente de carga.

En lo que respecta a las pérdidas magnéticas, si bien en la Tabla 5.3 se presentaron los valores medios de las pérdidas en el estator y rotor, se efectuó un análisis de la variación de estas pérdidas durante una revolución de la máquina.

Las pérdidas en el hierro del estator fueron calculadas utilizando la caracterización realizada por [109]. Las mismas se presentan en la Fig. 5.17, donde puede apreciarse

un transitorio inicial hasta aproximadamente el desarrollo de media giro del generador producido por un efecto del cálculo del flujo en el modelo, asociado a las condiciones iniciales y de frontera. Una vez alcanzado su valor estable pueden apreciarse que en el caso de la simulación con la máquina en vacío son prácticamente constantes, no siendo así cuando el generador se encuentra con carga nominal. En este último caso, se observan claramente oscilaciones en la amplitud, como así también una disminución en su valor medio.

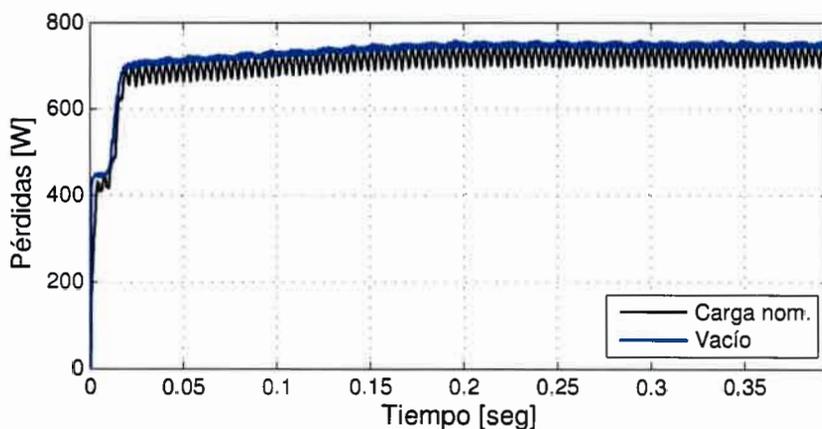


Figura 5.17: Pérdidas en el hierro del estator.

En cuanto a lo que respecta a las pérdidas en el hierro del rotor solo se consideraron las pérdidas por corrientes de Foucault. Se despreciaron las pérdidas por histéresis debido a que son muy pequeñas en comparación a las pérdidas por corrientes inducidas, producto de que la variación de la amplitud de la densidad de flujo es muy pequeña. Puede apreciarse que cuando la máquina de encuentra en vacío las perdidas en el rotor son prácticamente constantes, mientras que al aplicarse la carga nominal su valor medio crece y se observa una importante pulsación, tal como se presenta en la Fig. 5.18.

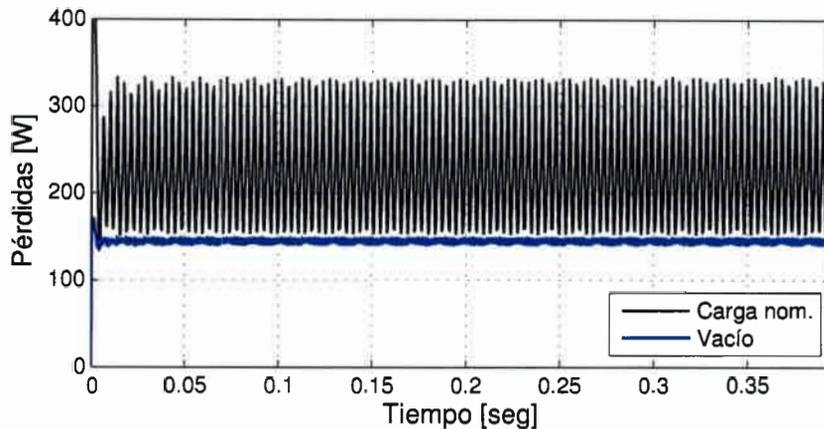


Figura 5.18: Pérdidas en el hierro del rotor, por corrientes inducidas.

Análisis de influencia de la potencia sobre las variables de la máquina

Para cuantificar cual es el efecto de la carga sobre el generador se calculó el valor de cada una de la variables para los pasos de carga presentados en la Tabla 5.4.

Para la evaluación de las pérdidas magnéticas no se tuvo en cuenta la pulsación existente en estas variables y el análisis se realizó teniendo en cuenta la variación del valor medio como una función de la potencia de salida en *p.u.*.

Las pérdidas magnéticas en el hierro del estator presentan una disminución en magnitud, asociada al efecto desmagnetizante de la corriente de carga. Esta corriente modifica el punto de trabajo de los imanes, produciendo un desplazamiento de la recta de trabajo asociado al campo magnético producido por dicha corriente. La evolución de las pérdidas magnéticas en el estator se presenta en la Fig. 5.19.

Las pérdidas magnéticas en el rotor, como se mencionó en párrafos anteriores, están directamente asociadas a las corrientes inducidas. El campo magnético asociado a la corriente de carga produce variación de flujo que incrementa las corrientes

inducidas. Como se presentó en la Fig. 5.18, este efecto produce un incremento del valor medio de las pérdidas e introduce una pulsación. La variación de las pérdidas asociadas al hierro del rotor se presenta en la Fig. 5.20

Por último se cuantificaron las pérdidas en el bobinado estático, utilizando las corrientes obtenidas del análisis por el MEF y los valores de resistencia del bobinado calculados en el Capítulo 4. En la Fig. 5.21 se presenta la evaluación de las pérdidas

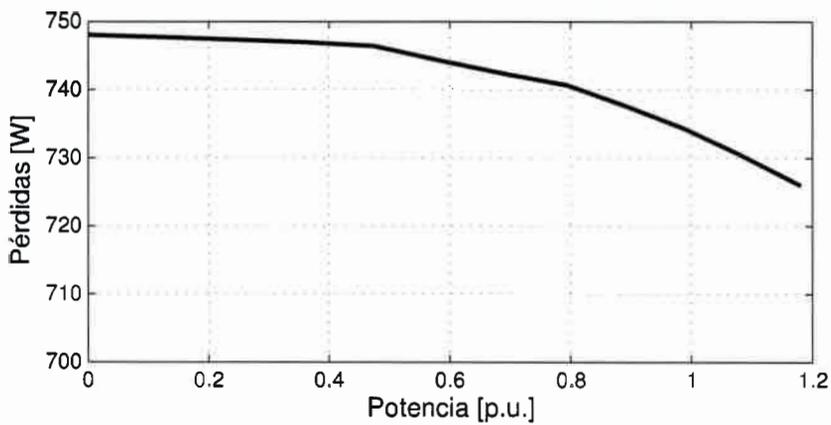


Figura 5.19: Pérdidas en el hierro del estator en función de la potencia de carga.

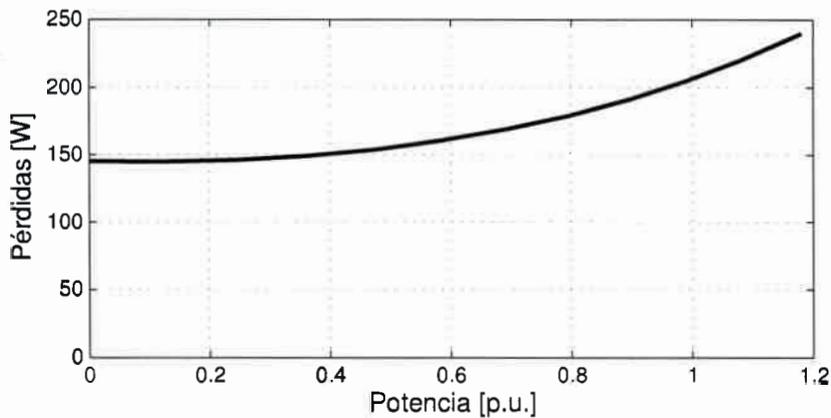


Figura 5.20: Pérdidas en el hierro del rotor en función de la potencia de carga.

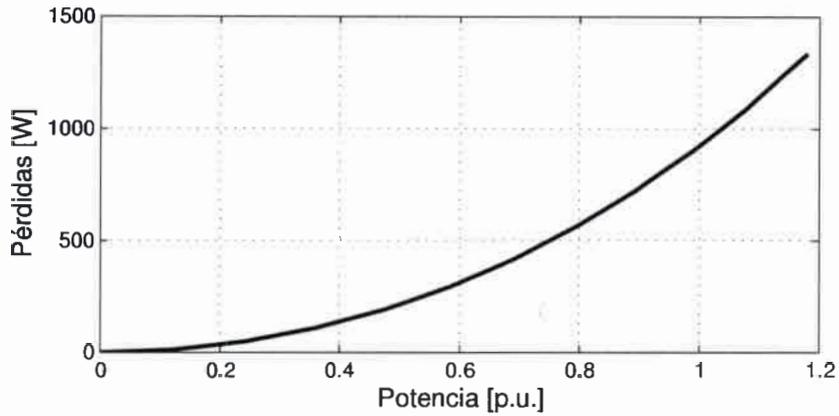


Figura 5.21: Pérdidas en los bobinados estáticos, en función de la potencia de carga.

por efecto Joule en el bobinado.

A partir del cálculo de pérdidas efectuado previamente, considerando las pérdidas por fricción con un valor del 1% de la potencia nominal del generador, se procedió a evaluar el rendimiento del mismo. El rendimiento calculado es semejante al estimado en el cálculo analítico, con lo que podemos inferir la eficiencia de la metodología utilizada en dicho cálculo.

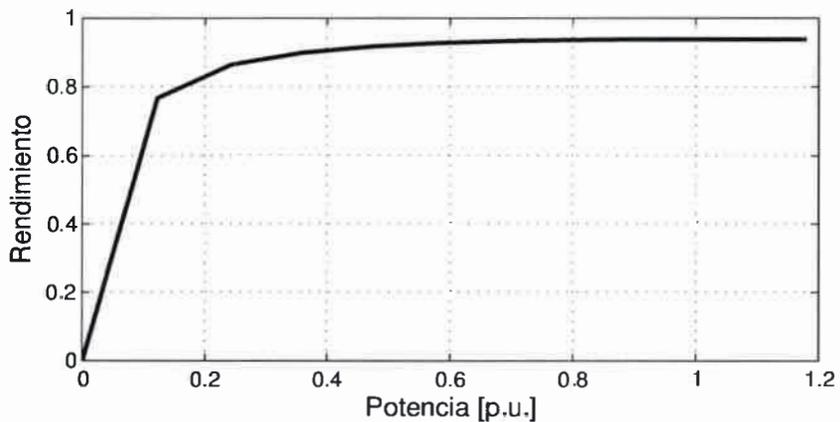


Figura 5.22: Rendimiento del generador.

Por último, se evaluó la tensión a bornes del generador para cuantificar la regulación de tensión producida por el efecto combinado de las caídas de tensión en los bobinados estáticos y el efecto desmagnetizante de la corriente de carga. La misma se presenta en la Fig. 5.23, donde se aprecia que la tensión en todos los casos es superior a la tensión nominal especificada durante el diseño.

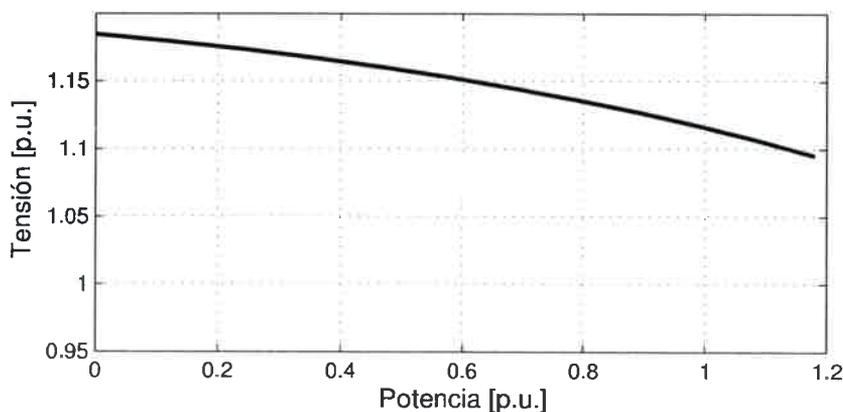


Figura 5.23: Regulación de tensión del generador.

5.5. Cálculo con carga RL

Con el objetivo de verificar las condición de funcionamiento del generador con carga inductiva, se realizó una simulación con carga RL nominal, con un factor de potencia de 0,955. Siendo esta condición de carga para la cual se realizó el diseño analítico. Los valores de carga utilizada corresponden a $R = 3,953[\Omega]$ y $L = 4,2851[mHy]$.

De la simulación se obtuvo a bornes de la máquina una tensión de línea de 393[V] y de fase de 227[V]. Por lo tanto, se puede inferir que las prestaciones del generador se adecuan correctamente a las consignas de diseño propuestas inicialmente.

5.6. Sumario

En este capítulo se evaluaron las prestaciones del generador diseñado en el Capítulo 4 por el método de elementos finitos. Para ello se utilizó un modelo bidimensional de la MIP.

Los resultados obtenidos permiten constatar parámetros y variables de funcionamiento, a partir de los cuales se pudieron verificar las consignas de diseño propuestas en el Capítulo 4. Del análisis de los resultados obtenidos se concluye que la metodología utilizada para el cálculo analítico presenta un correcto desempeño.

Se consiguió evaluar de manera precisa la forma de onda de FEM y su contenido armónico. También las formas de onda del par de reluctancia y la corriente de carga. Posteriormente los mismos serán comparados con resultados experimentales para una verificación completa del modelo utilizado en el análisis por el MEF.

Además de corroborar aspectos constructivos de la máquina, se efectuó un análisis del impacto de la carga sobre las pérdidas magnéticas y eléctricas. Se remarca el hecho de poder cuantificar de manera independiente el valor de pérdidas magnéticas de rotor y estator, debido a la imposibilidad de obtener una separación de pérdidas de manera experimental.

Capítulo 6

Ensayos experimentales sobre el generador de 33.5 kW

6.1. Introducción

En este capítulo se presentan los ensayos experimentales realizados sobre el generador de 33.5 kW. El objetivo de los mismos es validar el diseño propuesto y verificado previamente por el método de los elementos finitos.

La metodología a utilizar para los ensayos surge del estudio de propuestas presentadas en la bibliografía y de la experiencia previa desarrollada sobre un generador de imanes permanentes de ferrite, de potencia nominal 4.5kW, presentado en el Apéndice C.

La secuencia de ensayos realizados al generador, corresponden a medición de los parámetros eléctricos, ensayo en vacío y con carga resistiva. El análisis de los resultados es realizado por medio de un software para el análisis de máquinas eléctricas

desarrollado en el Grupo de Electrónica Aplicada, UNRC.

6.2. Banco de ensayos

Para realizar las pruebas experimentales sobre el generador fue necesaria la construcción de un banco de ensayos apropiado para tal fin. Dicho banco está compuesto por una estructura metálica en la cual son sustentados el generador de 33.5kW, con un dispositivo para su montaje, la caja reductora de velocidad LENTAX SDP140 con una relación de 5.07/1 y un motor WEG de 90kW (125HP), el cual es controlado por medio de un variador de velocidad WEG CFW09. Dichos elementos son vinculados mecánicamente a través de acoples elásticos GUMMI. En la Figura 6.1 se presenta una imagen del banco de ensayos con todos sus componentes, mientras que en la Figura 6.2 se muestra la cara posterior del generador, donde pueden apreciarse su rotor, imanes, estator y conjunto de bobinados.

Para la medición del par de entrada a la máquina se utilizó un sistema compuesto por un brazo de palanca, sujeto al soporte del estator de generador, con una longitud fijada previamente. En el extremo del brazo se encuentra acoplada una celda de carga, con la cual se mide el esfuerzo transferido del brazo a la plataforma fija. La señal de la celda de carga se procesa a través de un sistema de acondicionamiento que permite obtener la lectura analógica de la variable.

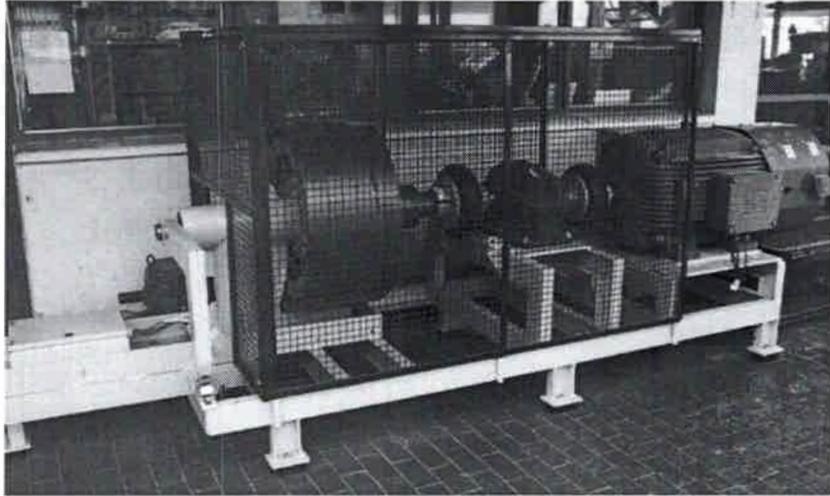


Figura 6.1: Banco de ensayos.

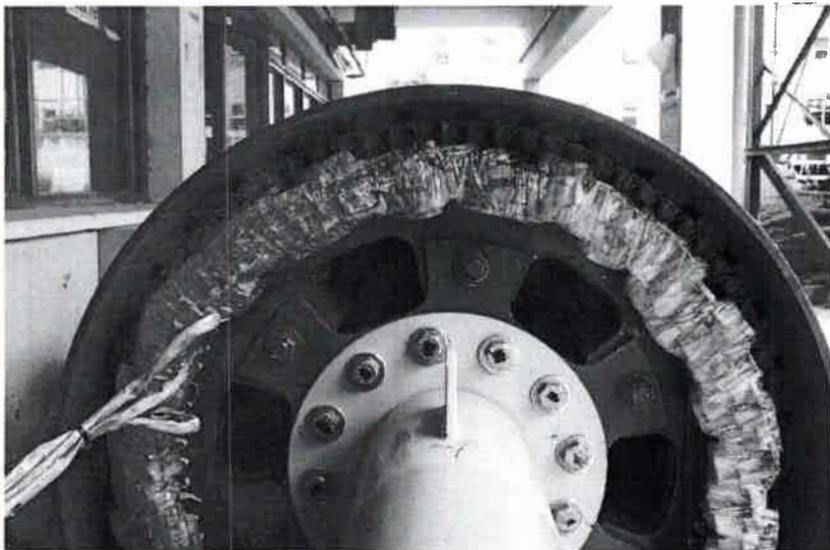


Figura 6.2: Generador montado en el banco de ensayos.

6.3. Medición de los parámetros del generador

6.3.1. Medición de resistencia estatórica

La medición de la resistencia estatórica se efectuó a través de un multímetro de banco Agilent 34401A, con conexión de 4 hilos. Este método de medición es indicado para la medición de resistencias de bajo valor.

Las bobinas del generador están conectadas en estrella y no se posee acceso al centro de la misma. Por dicho motivo fue necesario efectuar la medición de resistencia por pares y posteriormente obtener, a través de un simple sistema de ecuaciones, el valor correspondiente a cada fase. Los valores obtenidos, medidos a una temperatura de 26.5 °C, fueron corregidos para expresarlos al valor de referencia de 20 °C, a partir de la ec. 6.1.

$$R_t = R_0 (1 + \alpha_{cu} (T - 20)) \quad (6.1)$$

donde $\alpha_{cu} = 0,00393 [1/^\circ\text{K}]$

Los valores medidos y los corregidos por temperatura se presentan en la Tabla 6.1

Se observó que los valores medidos comparados con los obtenidos a partir del cálculo analítico difieren en su valor. Esta diferencia se debe a que durante el proceso constructivo del prototipo se vieron alteradas las dimensiones correspondientes a la

Tabla 6.1: Resistencia del bobinado.

Resist.	Medido [$m\Omega$]	Normalizado [$m\Omega$]
R_1	160.82	156.81
R_2	161.53	157.51
R_3	160.46	156.46

longitud libre de cabeza de bobinas y la longitud del paquete de chapas del estator. Por tal motivo se calculó nuevamente el valor de R_s de forma analítica con las dimensiones corregidas y se obtuvo un valor de $R_s = 156,73 \text{ m}\Omega$. Este valor ajusta con mayor precisión al obtenido en la medición.

6.3.2. Medición de inductancia estática

Para la medición de la inductancia se utilizó la metodología propuesta en [115]. La misma consiste en alimentar, con una fuente de alterna, a los circuitos del generador conectados como se muestra en la Fig. 6.3 y medir la tensión y la corriente a bornes. Se obtiene la impedancia a partir del cociente entre la tensión y la corriente. Conociendo el valor de la resistencia del bobinado, calculado previamente, se obtiene el valor de la impedancia reactiva.

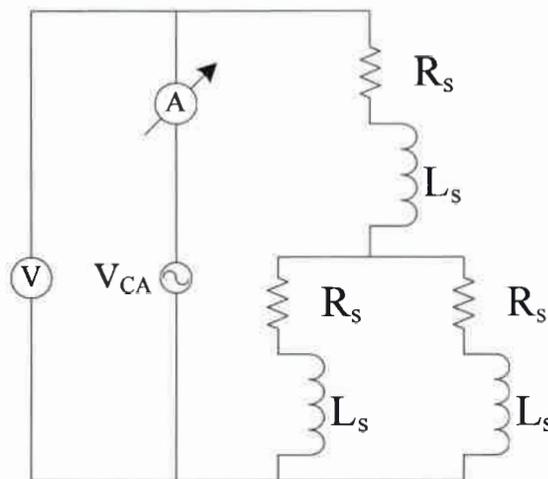


Figura 6.3: Circuito utilizado para la medición de las inductancias.

Los valores de inductancia obtenidos del ensayo corresponden a $L_d = 4,05 \text{ mH}$ y

$L_q = 6,03 \text{ mHy}$. La razón de la diferencia entre ambas inductancias está asociada a la saturación magnética de los dientes del estator. Este valores difieren del obtenido en el cálculo analítico, debido a que este es un cálculo fue simplificado y no tiene en cuenta todos los efectos de dispersión de flujo en el entrehierro.

6.4. Ensayos en vacío del generador

Para obtener una caracterización del generador en vacío se efectuaron mediciones a velocidades comprendidas entre 20 y 152 rpm, siendo este último el valor de velocidad nominal del generador. Para los valores de velocidad especificados se midieron dos tensiones de línea, mientras que la tercera se obtuvo a partir de las magnitudes medidas. La temperatura ambiente para la cual se efectuaron los ensayos es de 27°C. En la Figura 6.4 se presenta la forma de onda de la FEM a la velocidad nominal del generador, mientras que en la Figura 6.5 se presenta el diagrama fasorial para las componentes fundamentales de la FEM.

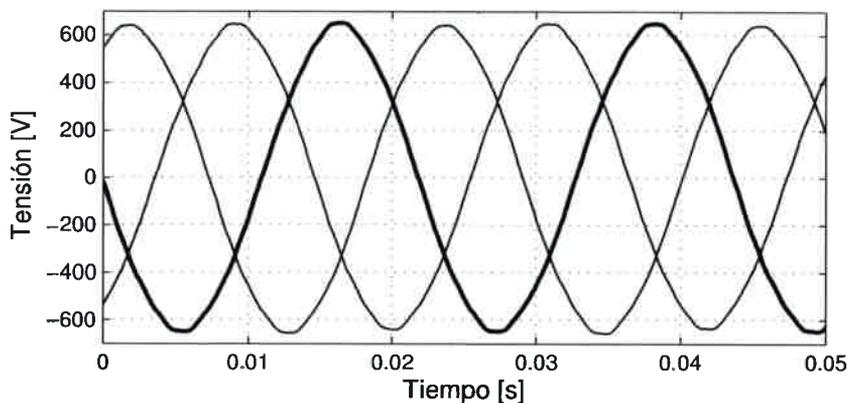


Figura 6.4: Forma de onda de la FEM inducida.

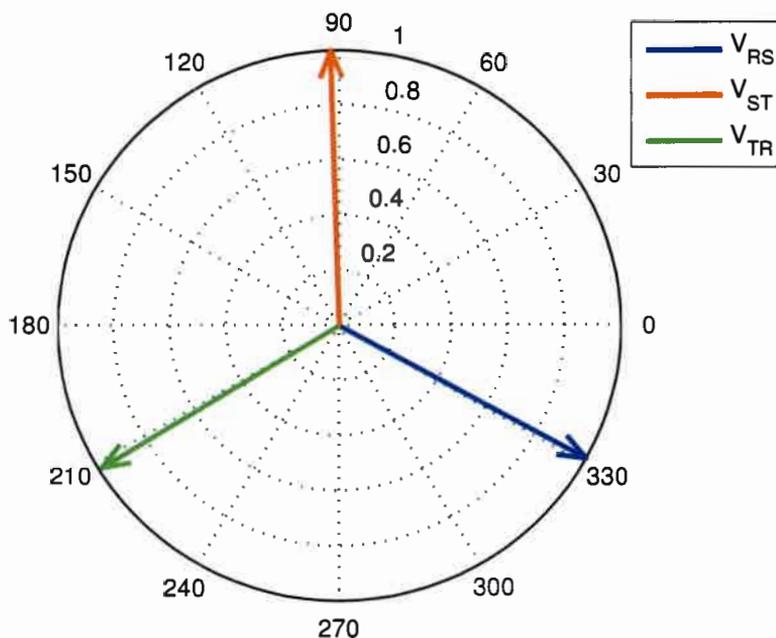


Figura 6.5: Diagrama fasorial de la FEM inducida.

La distorsión armónica (THD) de la FEM alcanza un valor de 1,18 %, mientras que el desbalance de tensiones a bornes del generador es del 0,80 % y está asociado a razones constructivas del generador. La frecuencia obtenida en bornes del generador es de 45,60 Hz, y corresponde a una velocidad de 152 rpm. En la Tabla 6.2 se presenta un detalle de los resultados obtenidos sobre distorsión y componentes armónicos más relevantes.

Tabla 6.2: Contenido armónico.

	V_{RS}	V_{ST}	V_{TR}
FEM_{eficaz} [V]	455.46	455.52	450.02
THD [%]	1.15	1.18	1.25
TDF [%]	1.58	1.61	1.67
5to Armónico [%]	1.01	1.04	1.11
7mo Armónico [%]	0.23	0.20	0.18

En la Figura 6.6 se presenta la Transformada Rápida de Fourier (FFT) en forma vectorial, donde se aprecian las componentes de frecuencia de la FEM inducida. En esta figura el semieje negativo corresponde a las componentes de secuencia negativa y el positivo a las componentes de secuencia positiva.

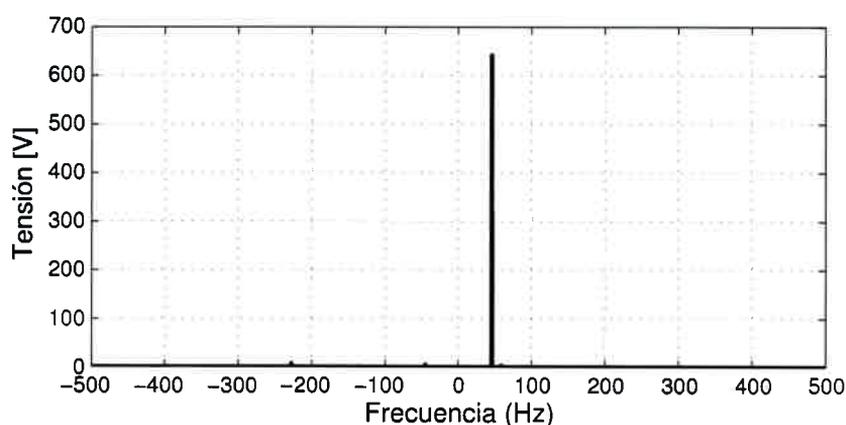


Figura 6.6: Espectro armónico de la FEM inducida.

En la Figura 6.7 se puede observar el valor eficaz de la FEM de línea respecto de la velocidad de giro, para posteriormente determinar la constante de FEM del generador (K_e).

A partir de los datos que fueron presentados en la Figura 6.7, se calculó la constante de FEM de la máquina K_e como,

$$K_e = \frac{FEM}{\omega}. \quad (6.2)$$

Con los datos obtenidos a partir de la ecuación presentada anteriormente se construyó la curva mostrada en la Figura 6.8.

El valor medio de la constante de FEM de la máquina es de $K_e = 28,607 \text{ Vs/rad}$.

Siendo el valor obtenido en el cálculo analítico $K_e = 28,4002 \text{ Vs/rad}$, la diferencia porcentual es de solo el 0,73 %. Por lo tanto se concluye que el cálculo analítico de esta variable resulta adecuado.

Para los mismos valores de velocidad ensayados se evaluó el par mecánico de entrada a través de la medición del esfuerzo torsor utilizando el dispositivo compuesto por un brazo de palanca y una celda de carga. Los resultados de estas mediciones se presentan en la Tabla 6.3.

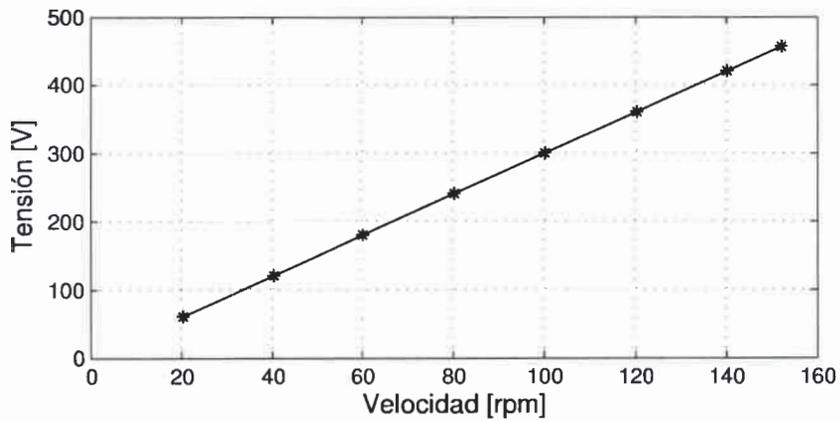


Figura 6.7: FEM inducida en función de la velocidad.

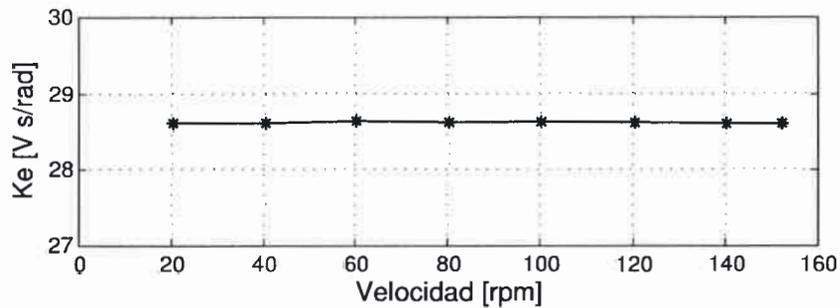


Figura 6.8: Constante de FEM del generador.

Tabla 6.3: Resultados del ensayo en vacío.

$Frec.$ [Hz]	n [rpm]	T_{in} [Nm]	P_{in} [W]
0	0	0	0
6,02	20,07	55,624	117,08
12,03	40,10	60,525	254,16
18,01	60,03	65,017	408,74
24,03	80,10	68,039	570,72
29,99	99,97	71,47	748,43
36,03	120,10	74,656	939,19
41,99	139,97	77,514	1136,15
45,60	152,00	78,903	1255,93

A partir de las mediciones presentadas anteriormente se construyó la curva de pérdidas en función de la velocidad de giro de la máquina, mostrada en la Fig. 6.9, las misma comprenden las pérdidas en el hierro (Histéresis, Foucault y excedentes) y las pérdidas por fricción en los rodamientos.

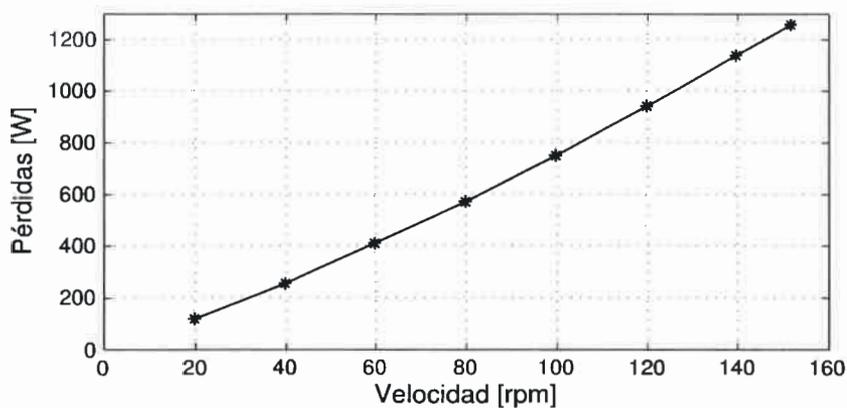


Figura 6.9: Curva de pérdidas en vacío.

Con los valores de pérdidas obtenidos en el ensayo en vacío, utilizando una interpolación de orden 2, se determinó una función dependiente de la velocidad, que permite obtener las pérdidas magnéticas y de fricción para cualquier punto dentro del

rango de velocidades de trabajo de la máquina.

$$P_{perd} = 0,014477 n^2 + 6,180003 n - 14,805211, \quad (6.3)$$

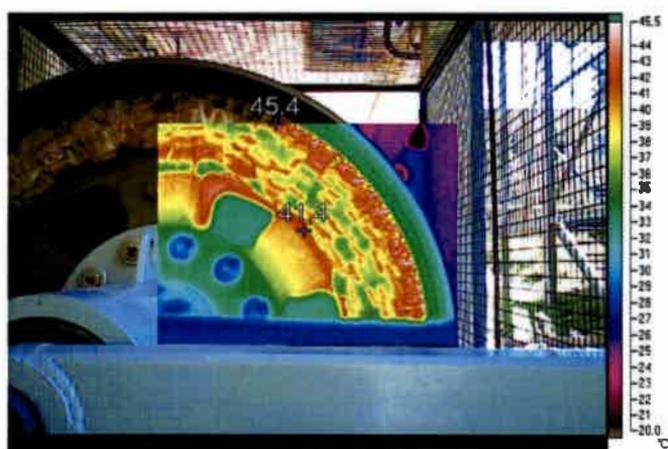
donde n es la velocidad del rotor en *rpm*.

$$R^2 = 0,999970 \quad (6.4)$$

El ajuste de la interpolación polinomial (R^2) resulta satisfactorio.

6.4.1. Análisis termográfico

Para verificar la existencia de posibles focos de concentración de flujo o pérdidas magnéticas en la máquina se efectuó un análisis termográfico del generador. En dicho análisis se mantuvo la máquina en vacío y a velocidad nominal durante el tiempo necesario para alcanzar temperaturas de régimen permanente. La medición de las temperaturas de cada una de las secciones de la máquina se realizó por medio de una cámara termográfica FLUKE TI-10. El resultado del análisis realizado fue satisfactorio, descartando de esta manera posibles problemas constructivos. En la Figura 6.10 se presentan dos imágenes correspondientes a los cuadrantes superiores derecho e izquierdo del generador.



(a)



(b)

Figura 6.10: Imágenes termográficas del generador en vacío, (a) cuadrante superior derecho y (b) cuadrante superior izquierdo

6.5. Ensayos con carga

6.5.1. Ensayos con carga resistiva

Se realizaron ensayos con carga resistiva, utilizando un esquema de conexión como se presenta en la Fig. 6.11. Aplicando cinco escalones de carga, correspondientes a 6, 12, 18, 24 y 30kW, tal como se mencionó previamente en el Capítulo 5. Todos los ensayos fueron realizados a velocidad nominal (n_{nom}).

Para cada una de las cargas se adquirieron dos tensiones de línea y dos corrientes, reconstruyendo la tensión y corriente faltantes por cálculo. A partir de las variables adquiridas, utilizando el software para el análisis de máquinas eléctricas desarrollado en el GEA-UNRC, efectuaron los cálculos de la potencia, frecuencia y valores eficaces de tensión y corriente del generador. Además, se realizó un análisis sobre la distorsión armónica y la regulación de tensión por el efecto de la carga.

Para evaluar la disipación de calor producida por las pérdidas se efectuó la medición de la temperatura dentro de dos ranuras de la máquina, las cuales se encuentran diametralmente opuestas, una de ellas correspondiente a una bobina de la parte superior y la otra perteneciente a la parte inferior.

En la Tabla 6.4 se resumen los resultados obtenidos de los ensayos con carga resistiva. En la misma, se presentan los valores eficaces de tensiones y corrientes, valores medios de potencia y par mecánico, distorsión armónica y rendimiento de la máquina.

A partir de los resultados obtenidos en los ensayos, se realizó una comparación del rendimiento medido con el rendimiento estimado mediante el análisis por el MEF,

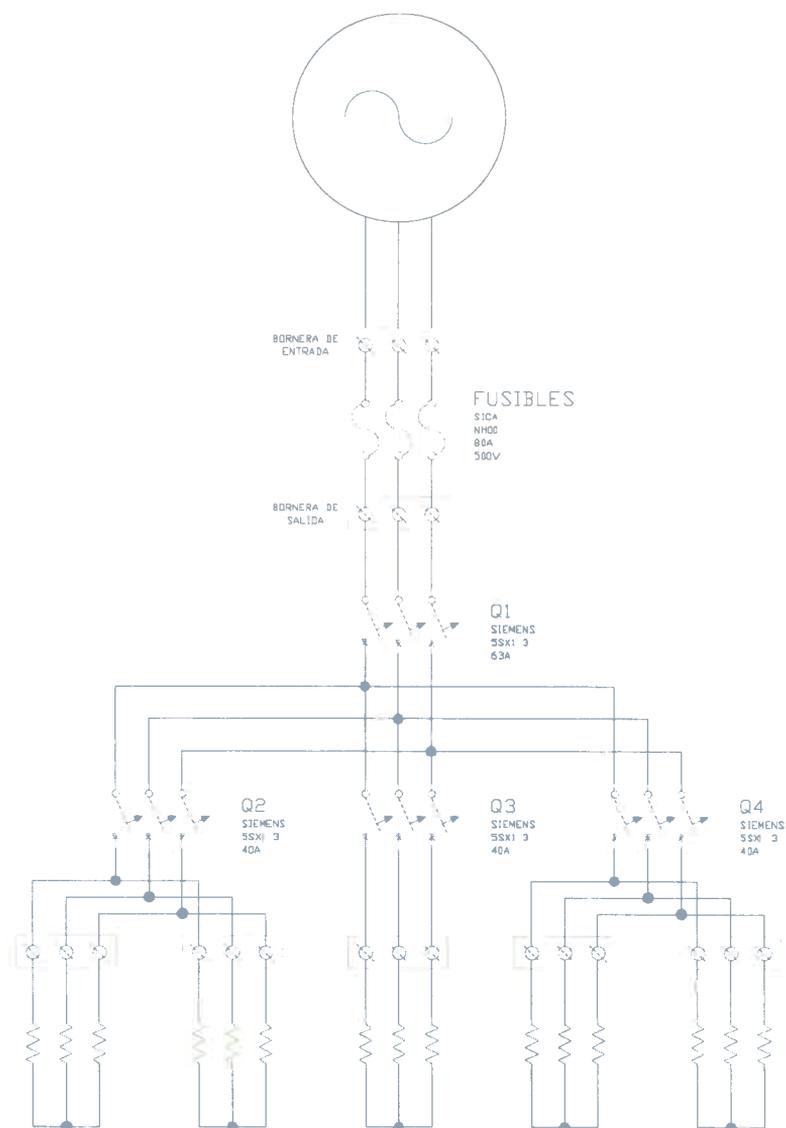


Figura 6.11: Esquema de conexión de la carga.

Tabla 6.4: Resumen de los resultados de los ensayos con carga resistiva.

Variable \ Carga	6 [kW]	12 [kW]	18 [kW]	24 [kW]	30 [kW]
Par ent. [Nm]	607,70	1106,76	1612,36	2047,72	2447,95
Pot. ent. [kW]	9,68	17,62	25,66	32,62	38,96
Pot. sal. [kW]	8,30	16,30	23,95	30,71	36,70
η	0,857	0,925	0,933	0,942	0,942
$\cos(\varphi)$	0,99	1	1	1	1
Corriente R [A]	10,88	21,69	31,90	41,74	51,10
Corriente S [A]	10,82	21,20	31,75	41,29	50,45
Corriente T [A]	10,43	20,87	31,36	41,07	50,25
Desbalance I [%]	2,62	2,23	1,02	0,96	1,01
THD I [%]	1,86	1,73	1,63	1,61	1,53
% I_{nom}	20,91	41,71	61,34	80,27	98,28
Tensión RS [V]	453,75	447,74	439,82	431,67	421,63
Tensión ST [V]	448,22	442,10	433,49	425,35	415,39
Tensión TR [V]	450,21	444,64	436,82	429,17	419,52
Desbalance V [%]	0,72	0,73	0,84	0,86	0,87
THD V [%]	1,36	1,48	1,56	1,53	1,45
f [Hz]	45,64	45,63	45,60	45,64	45,60

cuyo resultado se presenta en la Fig. 6.12. Para visualizar con más detalle la diferencia entre los resultados de simulación y los obtenidos experimentalmente se amplió la figura en la zona correspondiente a los datos medidos (Fig. 6.13). En la misma puede apreciarse que los valores obtenidos experimentalmente son muy próximos a los estimados por el MEF. Esto permite concluir que el modelo para el análisis por el MEF proporciona una respuesta precisa, permitiendo evaluar un diseño sin la necesidad de construir prototipos experimentales.

Posteriormente se evaluó la regulación de tensión a bornes del generador, en función de la corriente de carga. El objetivo de este análisis es corroborar que bajo ninguna condición de carga la tensión a bornes del generador se encuentre por debajo del valor nominal establecido para el diseño. La regulación de tensión del generador

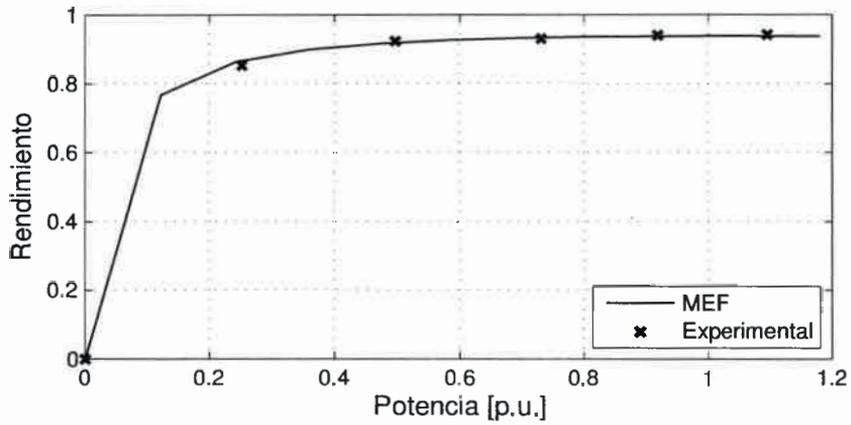


Figura 6.12: Rendimiento del generador.

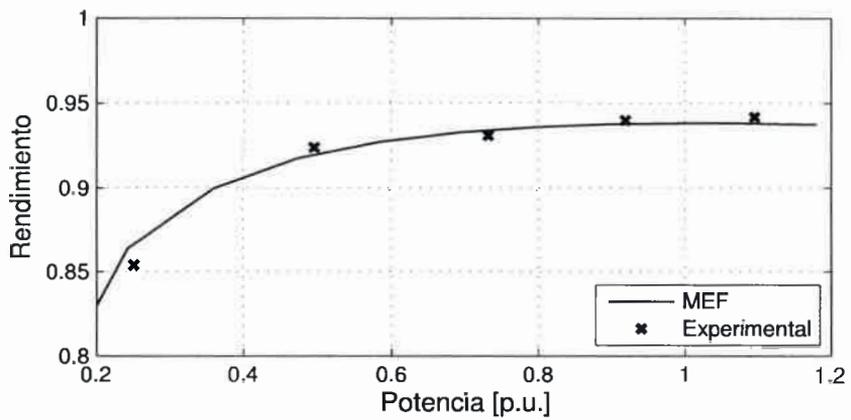


Figura 6.13: Detalle del rendimiento del generador.

se presenta en la Fig. 6.14

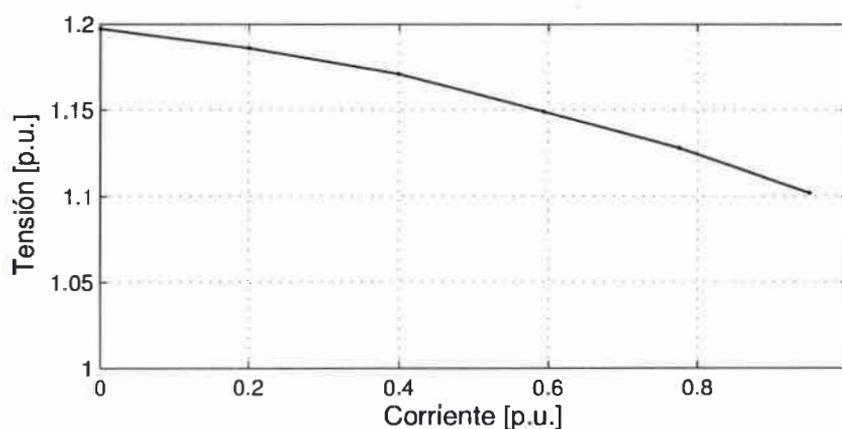


Figura 6.14: Regulación de tensión a bornes del generador.

Para realizar un análisis sobre las variables de salida de la máquina, en primer lugar se efectuó la representación gráfica de las tensiones de línea obtenidas de la medición con carga máxima. Las mismas se presentan en la Fig. 6.15 y se puede observar a priori que la forma de onda es próxima a la sinusoidal, como se obtuvo en previamente en el Cap. 5.

De igual forma que para la tensión, se procedió a representar en la Fig. 6.16 las corrientes de fase del generador para la condición de carga máxima.

La forma de onda de la corriente coincide con la de la tensión debido al tipo de carga utilizada. En el diagrama de la Fig. 6.17 se presentan los fasores de tensión y corriente en valores *p.u.*, donde puede apreciarse un leve defasaje entre ambos. Esto se debe a que la característica constructiva de las resistencias de carga hace que las mismas posean un valor de inductancia no nulo, que origina este efecto.

Para evaluar la distorsión armónica de la corriente se determinaron las principales

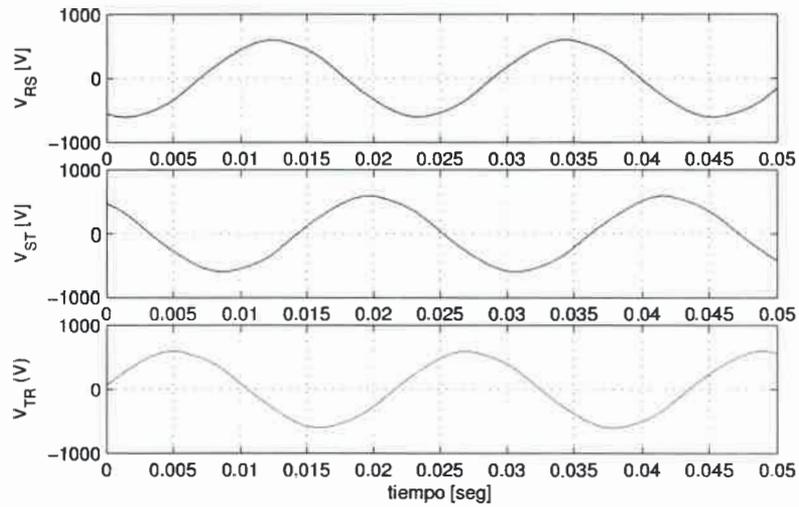


Figura 6.15: Tensiones de línea del generador.

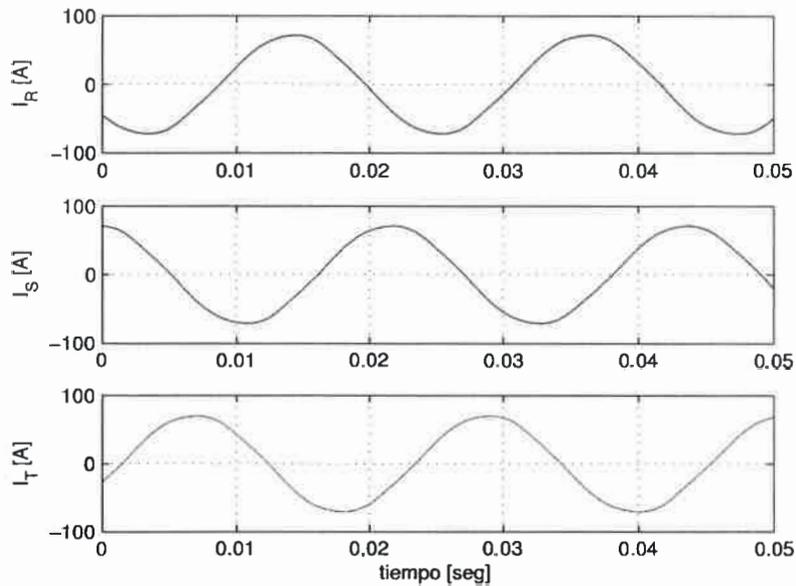


Figura 6.16: Corrientes de fase del generador.

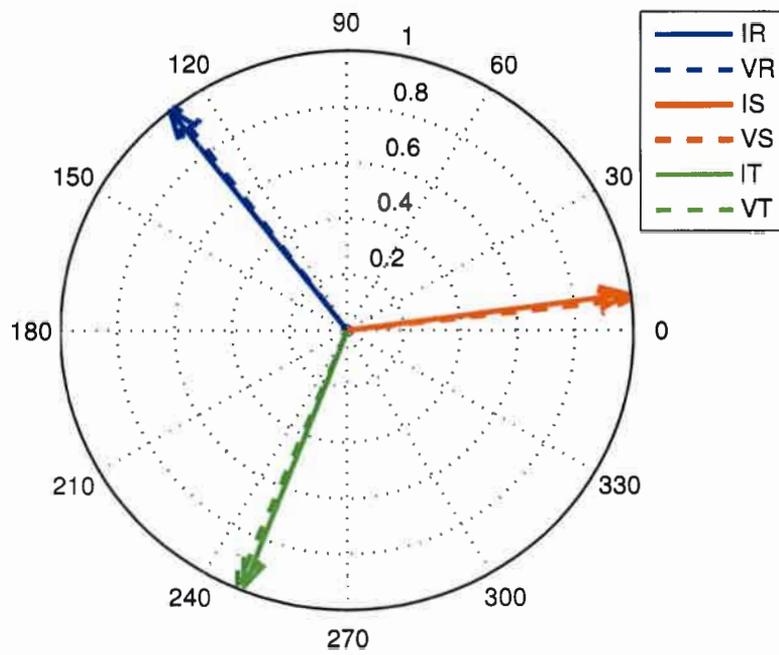


Figura 6.17: Representación fasorial de tensiones y corrientes.

componentes de frecuencia y se procedió al cálculo de los factores de distorsión para cada una de las corrientes de fase. Los resultados del análisis armónico de la corriente se presentan en la Tabla 6.5.

Para visualizar el contenido armónico de la corriente de fase de la máquina se obtuvo la FFT en forma vectorial, como se presenta en la Fig. 6.18. En la misma se aprecia que existe una componente fundamental a la frecuencia nominal de la máquina. Además, se observan componentes de secuencia negativa a $-5f_{nom}$ y $-f_{nom}$. La primera es propia de la distribución de bobinados escogida, mientras que la segunda corresponde al desbalance entre las tensiones, el cual es directamente asociado a aspectos constructivos del generador. La componentes de secuencia positiva correspondiente a $7f_{nom}$ es prácticamente inapreciable. Como no existe conexión del centro de estrella no hay componentes de secuencia homopolar.

La misma información que se obtiene de la FFT vectorial de la corriente puede obtenerse en la FFT vectorial de la tensión, por lo que se decidió efectuar el análisis solo sobre la corriente.

Tabla 6.5: Contenido armónico de la corriente.

	I_R	I_S	I_T
I_{eficaz} [A]	51,10	50,45	50,25
THD [%]	1,53	1,51	1,51
TDF [%]	2,08	2,13	2,05
5to Armónico [%]	1,46	1,48	1,46
7mo Armónico [%]	0,25	0,25	0,22

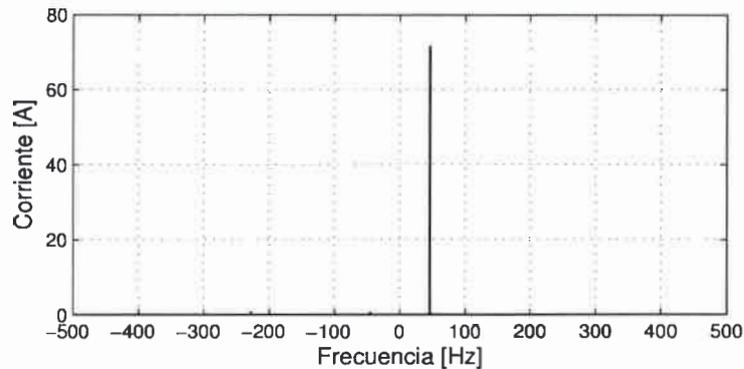


Figura 6.18: FFT vectorial de la corriente, con carga nominal.

6.6. Análisis de la dinámica térmica

Para determinar la dinámica térmica y verificar la incidencia de la temperatura sobre la FEM inducida en la máquina se realizó un ensayo, partiendo de una condición de funcionamiento en vacío y posteriormente con potencias de salida de 18 kW, 24 kW y 30 kW, correspondientes a 0,54 *p.u.*, 0,72 *p.u.* y 0,90 *p.u.* respectivamente. Además, se analizó la variación del magnetismo remanente de los imanes por efecto de la elevación de temperatura.

Resulta de suma importancia destacar que, por razones constructivas del banco de ensayos, no se cuenta con un sistema de ventilación que emule las condiciones reales de funcionamiento de la máquina y por ende la temperatura del ensayo es superior a la que se espera encontrar cuando la máquina opere en campo.

Durante la ejecución del ensayo se realizaron mediciones de temperatura cada 15 *min.* para caracterizar la dinámica térmica del generador. En los casos donde el generador se encontraba con carga, para cada uno de los instantes donde se realizó la

medición de temperatura, se procedió a desacoplar la carga y medir la FEM inducida. Las termocuplas utilizadas para la medición de temperatura fueron alojadas en dos ranuras diametralmente opuestas, correspondientes al extremo superior e inferior del estator. En la Fig. 6.19 se presenta la variación temporal de la temperatura promedio de los dos puntos de medición utilizados en el interior de ranura. La temperatura ambiente durante el ensayo se mantuvo en un valor aproximado a los 20°C.

Como se mencionó anteriormente, se analizó la incidencia de la temperatura en los imanes sobre la FEM inducida. En la Fig. 6.20 se presenta la variación del valor eficaz de la FEM de línea y una línea de tendencia que se ajustó por mínimos cuadrados.

Además, se presenta la ecuación que permite estimar la tensión de vacío en función de la temperatura de los imanes (ec. 6.5). Del análisis puede concluirse que la variación de temperatura afecta levemente el valor eficaz de la FEM, la tasa de variación de tensión de vacío es del $-0,0406 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$.

$$V_{\text{vacío}} = \frac{f}{f_{\text{nom}}} (-0,000406 T + 1,2105) \text{ [p.u.]} \quad (6.5)$$

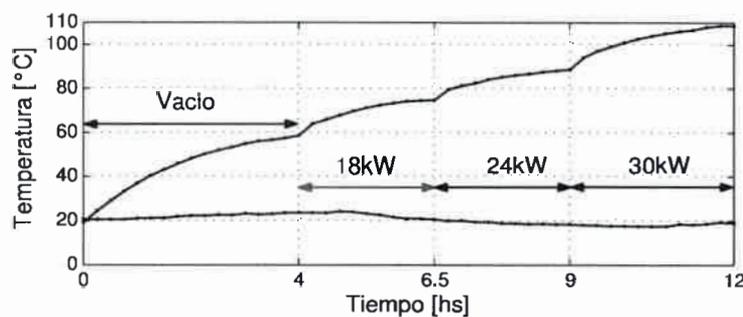


Figura 6.19: Evolución de la temperatura dentro de la ranura del estator.

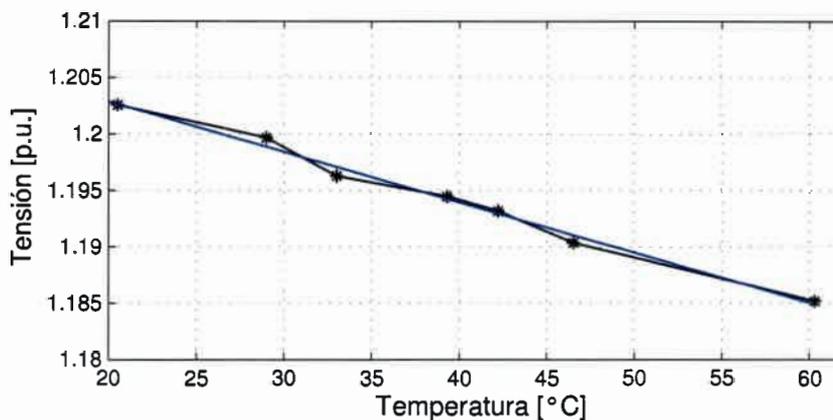


Figura 6.20: Disminución de la FEM inducida por efecto de la temperatura.

El mismo análisis se efectuó sobre la densidad de flujo, a partir de los datos obtenidos del fabricante de los imanes. Se consideró la variación producida dentro del rango de las temperaturas de trabajo resultantes del ensayo y la tasa de variación de la densidad de flujo es del $-0,125 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$.

Si bien la pérdida de densidad de flujo origina una disminución en la FEM inducida, la diferencia entre ambas razones de cambio se debe a que el nivel de saturación magnética del núcleo reduce la sensibilidad de la FEM inducida con la temperatura. Este efecto resulta conveniente para la regulación de tensión del generador.

Finalmente, en la Fig. 6.21 se presentan a modo de ejemplo dos de las imágenes capturadas por la cámara termográfica durante la etapa final del ensayo. En las mismas pueden apreciarse las temperaturas de cabeza de bobina, imanes y de la superficie externa del rotor.



(a)



(b)

Figura 6.21: Imágenes termográficas de los imanes (a) y de las cabezas de bobina (b)

6.7. Sumario

Los resultados obtenidos de los ensayos experimentales permitieron verificar el diseño realizado y a partir de los mismos evaluar las alternativas para perfeccionar la metodología utilizada en el mismo. También, se comprobó la precisión de los resultados obtenidos por método de los elementos finitos y la importancia que esto conlleva para facilitar la validación de un diseño y reducir los costos asociados con la construcción de prototipos.

Posterior a la construcción del prototipo se observó que la sección de la ranura ocupada por el bobinado resultó menor a la estimada en la etapa de diseño. Por esta razón, se concluye que podría elevarse el factor de aprovechamiento de la ranura, de su valor original de $f_{ar} = 0,4$ a un valor de $f_{ar} = 0,5$, originando de esta manera una reducción en la altura de la ranura y una disminución del camino magnético del estator.

Además se obtuvo experiencia en aspectos técnicos, constructivos y de montaje, que permiten adquirir y enriquecer los conocimientos prácticos relacionados a la disciplina desarrollada para generar aptitudes para el diseño de máquinas eléctricas.

Del análisis de los resultados obtenidos se desprende como conclusión el correcto funcionamiento del generador y la validación de la metodología de diseño utilizada.

Capítulo 7

Conclusiones y trabajos futuros

7.1. Conclusiones

En esta tesis se desarrollaron modelos analíticos y se efectuaron análisis por el método de los elementos finitos (MEF) con el objetivo de evaluar alternativas para aumentar la densidad de potencia y determinar los efectos de la producidos por la desmagnetización del rotor en máquinas de imanes permanentes (MIP). Además, se realizó el diseño y validación experimental de un generador de imanes permanentes de 33,5 kW, con el objetivo de realizar un aporte de carácter tecnológico al proyecto de desarrollo de un sistema de generación electro-eólica entre una empresa nacional y el Grupo de Electrónica Aplicada de la UNRC.

En el Capítulo 2 se realizaron una serie de análisis con el objetivo de evaluar la posibilidad de incrementar la densidad de potencia de la máquina, manteniendo acotado el par de reluctancia.

Inicialmente se efectuó un análisis sobre las formas de onda de fuerza electromo-

triz (FEM) inducida y corrientes que permitió cuantificar la potencia eléctrica. Para el análisis se utilizaron tres formas de onda de FEM correspondientes a sinusoidal, trapezoidal y cuadrada. Para las mismas se mantuvo constante el valor pico, con la finalidad de lograr el mismo esfuerzo sobre el dieléctrico y la electrónica de potencia en los tres casos. Se utilizaron formas de onda de corriente sinusoidal, trapezoidal, de 4 escalones, de 6 escalones y cuadrada. Se tuvieron en cuenta dos hipótesis, en la primera se mantuvo constante el valor eficaz de la corriente, acotando así las pérdidas por efecto Joule en el bobinado y la segunda fue mantener el valor pico de la corriente, parámetro útil en la selección de los semiconductores del convertidor. Las dos hipótesis arrojaron conclusiones equivalentes. La primera de ellas es que si la máquina posee una FEM cuadrada y la corriente también lo es, se obtiene la máxima potencia, siendo esta 41 % mayor a la obtenida cuando ambas variables son sinusoidales. Además, la ondulación de potencia es nula. En este caso es necesario incorporar la conexión de neutro y utilizar un inversor con una topología especial para permitir la circulación de corrientes de secuencia homopolar [47, 40, 41].

Surgen también, del análisis de formas de onda, otras alternativas con las cuales se consiguen valores de potencia superiores a las obtenidas para FEM y corriente sinusoidal, como es el caso de la combinación de FEM cuadrada y corriente de 6 escalones. Con esta alternativa se obtiene una potencia 33 % mayor que para variables sinusoidales, sin presentar pulsación. Esta forma de onda de corriente se logra suprimiendo todas las componentes armónicas de secuencia homopolar, siendo por esta razón de mucho interés, ya que se logra con un inversor convencional de 3 piernas y no es necesaria la utilización de corriente de neutro.

Posteriormente, se realizó un estudio sobre la fuerza magnetomotriz (FMM), con el objetivo de evaluar cual debe ser la distribución de bobinado para, a partir de la inyección/extracción de una corriente con componentes de secuencia homopolar, obtener potencia adicional de la máquina. En el mismo se observó que es necesario que tanto la distribución de bobinados como la corriente contengan las mismas componentes de secuencia cero. Otro aspecto relevante del análisis es el hecho de que estas componentes de secuencia generan un campo pulsante, como el producido en una máquina monofásica, y la oscilación resultante es del doble de la frecuencia de la componente de secuencia homopolar. Por lo tanto, se concluye que cuanto mayor es el contenido armónico de secuencia homopolar en la distribución de bobinados, de manera tal de obtener una forma de onda de FEM inducida más próxima a la cuadrada, mayor será la potencia que puede ser extraída de la máquina, cuando se hace circular por sus bobinados una corriente cuadrada.

A partir de los resultados obtenidos surgió la iniciativa de desarrollar modelos analíticos para la FEM y el par de reluctancia en MIP, que permitan evaluar y ajustar parámetros de diseño.

Una alternativa para lograr formas de onda próximas a la cuadrada, es utilizar máquinas de bobinados concentrados de simple capa y paso fraccionario e incorporar una modificación del ancho de los dientes del estator [80, 81].

Para el desarrollo del modelo de la FEM inducida se evaluaron dos metodologías, utilizando en ambas un modelo empírico para la distribución de densidad de flujo en el entrehierro [82], el cual se expresó por una serie de Fourier [75]. En la primera se integra la distribución de densidad de flujo sobre una región definida por el bobinado.

Mientras que en la segunda se trabaja con la combinación entre las distribuciones de bobinado y densidad de flujo, para determinar el flujo concatenado y posteriormente la FEM inducida. El modelado permitió evaluar la incidencia de ciertos parámetros de diseño, tanto de la geometría como de la magnetización de los imanes, sobre la forma de onda. Las variables correspondientes a la geometría son el paso de ranura (β), el número de ranuras por polo y por fase (q) y el ancho del polo (T_m), mientras que γ es el parámetro que caracteriza la dirección de magnetización y la forma del imán.

Del análisis, utilizando el modelo de la FEM, surge como conclusión que la alternativa más conveniente es la máquina con $q = 2/5$, en la cual el ancho diferencial de los dientes es $\delta \leq 0,2$. Esta geometría se puede extender a máquinas de múltiples polos manteniendo la forma de onda deseada, siendo 12 ranuras y 10 polos la estructura básica.

Con el objetivo de verificar el par de reluctancia se desarrolló un modelo analítico para distribución no uniforme de ranuras, el cual fue validado utilizando un análisis por el MEF. En éste se utilizó, como caso de estudio, una máquina de 5 kW con 24 ranuras y 20 polos, para la cual se aplicó $0 \leq \delta \leq 0,2$ con pasos de 0,05. Se obtuvo como resultado un valor preciso de la amplitud y una buena aproximación de la forma de onda. Se observó que aplicando una restricción a la amplitud del par se logran acotar las variables del diseño. Los resultados obtenidos permiten concluir que para $0 \leq \delta \leq 0,1$ no se produce un importante incremento en la amplitud respecto al par para $\delta = 0$, mientras que cuando $\delta = 0,2$ el par se duplica.

Basado en los resultados y conclusiones obtenidas de los modelos de FEM inducida

y par de reluctancia, se infiere que la alternativa que se ajusta a los condiciones de diseño propuestas durante el desarrollo del Capítulo corresponde a una máquina con $q = 2/5$ y $\delta = 0,1$.

Con el fin de evaluar su desempeño de la MIP ante una falla, en el Capítulo 3, se analizó el efecto de una desmagnetización en el rotor, en pos de obtener un más robusto y tolerante a fallas. Se evaluó la incidencia de la conexión de bobinado y se llegó a la conclusión que en máquinas con bobinados en serie, la pérdida de densidad de flujo ocasiona sólo una disminución de la amplitud de la FEM inducida. Sin embargo, para máquinas con bobinados en paralelo, se manifiestan nuevas componentes de frecuencia que producen un incremento en el valor fundamental de las corrientes circulantes en cada una de las ramas.

Para el caso de una máquina con bobinados en paralelo se propusieron factores de severidad de falla que permiten cuantificar de manera precisa la pérdida de densidad de flujo. A partir de los mismos se puede detectar una falla incipiente en el rotor de una MIP, para evitar el aumento de temperatura sobre el bobinado y, de esta manera, aplicar acciones correctivas que permitan resolver el inconveniente para mantenerla funcional durante toda su vida útil. Con el objetivo de mantener operativa la máquina, hasta reparar la falla originada, se propuso un factor de demérito que permite cuantificar la corriente máxima a ser extraída, en función de la condición de falla.

En el Capítulo 4, se desarrolló el diseño de un generador de imanes permanentes de baja velocidad, para ser utilizado en un sistema de generación electro-eólica con transferencia tecnológica a la industria nacional. Para el mismo se aplicó una metodología de diseño analítico presentada en la bibliografía, con la cual se obtuvieron

resultados satisfactorios. Una vez obtenida la geometría, se calcularon los parámetros eléctricos y se efectuaron verificaciones funcionales, cálculo de pérdidas y rendimiento del generador. Finalmente se efectuó un ajuste de la geometría empleando un software de diseño, con el cual se obtuvo una primera validación del procedimiento utilizado.

Posteriormente, en el Capítulo 5, se efectuó una validación por el MEF. Esto permitió evaluar de manera precisa la forma de onda de FEM y su contenido armónico, como así también la forma de onda del par de reluctancia y la corriente de carga. Con los resultados obtenidos se logró verificar ciertos parámetros de diseño establecidos en el Capítulo 4.

Luego, se efectuó un análisis del impacto de la carga sobre las pérdidas magnéticas y eléctricas y se cuantificó de manera independiente el valor de pérdidas magnéticas de rotor y estator, permitiendo obtener importantes resultados para definir detalles constructivos de la máquina. La ventaja de este análisis se debe a que de manera experimental resulta imposible evaluarlo.

Del análisis de los resultados obtenidos se concluye que la metodología utilizada para el cálculo analítico presenta un correcto desempeño.

Finalmente, en el Capítulo 6, se realizaron una serie de ensayos experimentales que permitieron verificar el correcto funcionamiento del generador y validar de manera definitiva la metodología de diseño utilizada.

Este procedimiento de diseño descripto posibilitó obtener experiencia en aspectos técnicos, constructivos y de montaje, que permitieron adquirir y enriquecer los conocimientos prácticos relacionados a la disciplina desarrollada para generar aptitudes para el diseño de máquinas eléctricas.

7.2. Propuestas para trabajos futuros

A continuación se discuten algunos temas que se derivan del trabajo realizado en el desarrollo de esta tesis y que pueden formar parte de futuras propuestas de trabajo.

La aplicación de modelos analíticos para mejorar e incluso optimizar un diseño es una propuesta recurrente en la bibliografía durante la última década [31, 38, 39]. Se considera interesante dar continuidad al trabajo realizado, profundizando el desarrollo de modelos analíticos para el diseño óptimo. Un posible criterio de optimización a ser utilizado corresponde a la densidad de potencia de la máquina. Esto, en conjunción con el trabajo realizado sobre la maximización de la transferencia de potencia, propuesto en [41], resulta una importante alternativa de estudio.

Un tema que no fue abordado en esta tesis y se considera importante de ser analizado es la estimación de las pérdidas magnéticas en el rotor y estator. La inquietud surge debido a la importante composición armónica presente en la densidad de flujo y la FEM inducida.

Para completar la implementación de la estrategia de maximización de potencia resulta interesante construir un prototipo de máquina de imanes permanentes de paso fraccionario y bobinados concentrados de simple capa, con las características descritas en este trabajo de tesis.

Se considera de interés extender el desarrollo de los modelos analíticos para diferentes topologías de MIP, buscando ampliar las herramientas de diseño existentes.

Como se mencionó en el Capítulo 3 la detección de una falla incipiente permite corregir rápidamente el problema y de esta forma no afectar la vida útil de la máquina. El análisis efectuado en esta línea de trabajo puede ampliarse incorporando

modelos analíticos para evaluar cortocircuitos entre espiras del estator y excentricidad dinámica y estática. Para las MIP con bobinados en serie se podrían implementar estrategias a partir de la medición de tensión en una de las secciones del bobinado. Por otra parte, considerando que muchos generadores trabajan con velocidad variable, resulta de interés desarrollar estrategias que permitan detectar y diagnosticar fallas bajo condiciones de funcionamiento no estacionario.

Bibliografía

- [1] K. Ki-Chan, L. Seung-Bin, J. Ki-Bong, L. Sung-Gu, L. Ju, S. Yeoung-Gyu, Y. Young-Kil, and B. Soo-Hyun, "Analysis on the direct-driven high power permanent magnet generator for wind turbine," in *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2005)*, vol. 1, pp. 243–247 Vol. 1.
- [2] W. Fengxiang, B. Jianlong, H. Qingming, and P. Jian, "Design features of low speed permanent magnet generator direct driven by wind turbine," in *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005.*, vol. 2, 2005, pp. 1017–1020 Vol. 2.
- [3] J. Y. Chen and C. V. Nayar, "A direct-coupled, wind-driven permanent magnet generator," in *International Conference on Energy Management and Power Delivery. Proceedings of EMPD '98.*, vol. 2, pp. 542–547 vol.2.
- [4] J. Chen, C. V. Nayar, and L. Xu, "Design and finite-element analysis of an outer-rotor permanent-magnet generator for directly coupled wind turbines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3802–3809, 2000.
- [5] M. A. Khan, P. Pillay, and M. Malengret, "Impact of direct-drive WEC Systems on the design of a small PM wind generator," in *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, vol. 2, p. 7 pp. Vol.2.
- [6] W. Wu, V. S. Ramsden, T. Crawford, and G. Hill, "A low speed, high-torque, direct-drive permanent magnet generator for wind turbines," in *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol. 1, pp. 147–154 vol.1.
- [7] R. C. Wallace and A. E. Rodríguez, "Diseño de un generador de flujo axial con imanes permanentes para aplicaciones eólicas," *Revista Facultad de Ingeniería*, p. 9, 2000.
- [8] G. M. Pellegrino, F. Villata, P. Guglielmi, and A. Vagati, "Design of direct-drive, low-speed PM machines," in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 2, pp. 1421–1428.

- [9] A. Binder and T. Schneider, "Permanent magnet synchronous generators for regenerative energy conversion - a survey," in *European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 10 pp.
- [10] F. Magnussen and C. Sadarangani, "Winding factors and joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'03.*, vol. 1, pp. 333–339 vol.1.
- [11] L. Soderlund, J. T. Eriksson, J. Salonen, H. Vihriala, and R. Perala, "A permanent-magnet generator for wind power applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 4, pp. 2389–2392, 1996.
- [12] Y. Chen and P. Pillay, "Axial-flux PM wind generator with a soft magnetic composite core," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 1, oct. 2005, pp. 231 – 237 Vol. 1.
- [13] R. Wallace, T. Lipo, L. Moran, and J. Tapia, "Design and construction of a permanent magnet axial flux synchronous generator," in *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International*, may 1997, pp. MA1/4.1 –MA1/4.3.
- [14] E. Muljadi, C. Butterfield, and Y.-H. Wan, "Axial-flux modular permanent-magnet generator with a toroidal winding for wind-turbine applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 4, pp. 831 –836, jul/aug 1999.
- [15] A. Olano, V. Moreno, J. Molina, and I. Zubia, "Design and construction of an outer-rotor PM synchronous generator for small wind turbines; comparing real results with those of FE model," in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, sept. 2008, pp. 1 –6.
- [16] J.-Y. Choi, S.-M. Jang, and B.-M. Song, "Design of a direct-coupled radial-flux permanent magnet generator for wind turbines," in *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, july 2010, pp. 1 –6.
- [17] A. G. Jack, B. C. Mecrow, P. G. Dickinson, D. Stephenson, J. S. Burdess, N. Fawcett, and J. T. Evans, "Permanent-magnet machines with powdered iron cores and prepressed windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 4, pp. 1077–1084, 2000.
- [18] A. J. G. Westlake and J. R. Bumby, "Design interactions of a flexible stator mounting for a permanent magnet synchronous generator," in *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 412)*, pp. 444–448.

- [19] A. EL-Refaaie, "Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 1, pp. 107–121, jan. 2010.
- [20] J. Cros and P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 2, pp. 248–253, 2002.
- [21] D. Ishak, Z. Zhu, and D. Howe, "Permanent-magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot and pole numbers," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 2, pp. 584–590, march-april 2005.
- [22] F. Magnussen, P. Thelin, and C. Sadarangani, "Performance evaluation of permanent magnet synchronous machines with concentrated and distributed windings including the effect of field-weakening," in *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004)*. (Conf. Publ. No. 498), vol. 2, pp. 679–685 Vol.2.
- [23] O. Bottauscio, G. Pellegrino, P. Guglielmi, M. Chiampi, and A. Vagati, "Rotor loss estimation in permanent magnet machines with concentrated windings," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 10, pp. 3913–3915, 2005.
- [24] C. Verucchi, C. Ruschetti, G. Bossio, and G. García, "Una alternativa para la reducción del par de reluctancia en máquinas eléctricas de imanes permanentes," in *XXII Congreso Argentino de Control Automático, AADECA 2010*, 2010.
- [25] J. A. Güemes, A. A. Iraolagoitia, J. J. Del Hoyo, and P. P. Fernández, "Torque analysis in permanent-magnet synchronous motors: A comparative study," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 1, pp. 55–63, 2011.
- [26] R. Islam, I. Husain, A. Fardoun, and K. McLaughlin, "Permanent-magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 1, pp. 152–160, 2009.
- [27] C. Verucchi, C. Ruschetti, G. Bossio, and G. García, "Diseño de una máquina sincrónica de imanes permanentes por medio de elementos finitos," in *XIII Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC-09)*.
- [28] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcová, *Design of rotating electrical machines*. Wiley Online Library, 2009.
- [29] I. Elosegui, M. Martínez-Iturralde, A. G. Rico, J. Florez, J. M. Echeverría, and L. Fontan, "Analytical design of synchronous permanent magnet motor/generators," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007)*, pp. 1165–1170.

- [30] A. Grauers, "Design of direct-driven permanent-magnet generators for wind turbines," *Doctor of Philosophy Thesis, School of Electrical and Computer Engineering, Chalmers University of Technology*, 1996.
- [31] F. Libert, "Design, optimization and comparison of permanent magnet motors for a low-speed direct-driven mixer," *Licentiate Thesis, Royal Institute of Technology, TRITA-ETS-2004-12, ISSN-1650-674x, Stockholm*, 2004.
- [32] T. A. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*. University of Wisconsin, Madison WI, 1996.
- [33] G. R. Slemon, "On the design of high-performance surface-mounted PM motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 134–140, 1994.
- [34] J. Bastos and N. Sadowski, *Electromagnetic modeling by finite element methods*. CRC, 2003.
- [35] C. Ruschetti, G. Bossio, C. De Angelo, and G. García, "Detección de fallas en el rotor de máquinas eléctricas de imanes permanentes," in *XIII Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC'09)*, Rosario, Santa Fé, Argentina, 2009, p. 6.
- [36] C. Ruschetti, G. Bossio, C. De Angelo, and C. Verucchi, "Effects of partial rotor demagnetization on permanent magnet synchronous machines," in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT2010)*, 14–17 March 2010, pp. 1233–1238.
- [37] T. Higuchi, J. Oyama, E. Yamada, E. Chiricozzi, F. Parasiliti, and M. Villani, "Optimization procedure of surface PM synchronous motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, no. 2, pp. 1943–1946, 1997.
- [38] L. Hui and C. Zhe, "Design optimization and comparison of large direct-drive permanent magnet wind generator systems," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2007)*, 2007, pp. 685–690.
- [39] J. Sang-Yong, J. Hochang, H. Sung-Chin, J. Hyun-Kyo, and L. Cheol-Gyun, "Optimal design of direct-driven PM wind generator for maximum annual energy production," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, pp. 1062–1065, 2008.
- [40] F. Meinguet, E. Semail, and J. Gyselinck, "Enhanced control of a PMSM supplied by a four-leg voltage source inverter using the homopolar torque," in *Electrical Machines, 2008. ICM 2008. 18th International Conference on*, sept. 2008, pp. 1–6.

- [41] G. Catuogno, D. Forchetti, G. García, C. Ruschetti, and R. Leidhold, "Energy transference maximization in permanent magnet synchronous generators," in *Accepted to IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT2012)*, March 2012.
- [42] G. Catuogno, C. Ruschetti, C. De Angelo, and D. Forchetti, "Estrategias de control de torque en generadores de imanes permanentes para turbinas eólicas," *Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente - ASADES*, vol. 13, 2009.
- [43] C. Ruschetti, G. Catuogno, D. Forchetti, G. Bossio, and G. García, "Control de torque para GSIP basado en la teoría de potencia activa-reactiva instantánea," in *XIII Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC'09)*.
- [44] F. Caricchi, F. Crescimbin, T. Lipo, and E. Santini, "Innovative inverter topology for concentrated winding PM motor drives," in *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, jun-3 jul 1992*, pp. 964–972 vol.2.
- [45] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits." *Proc. Int. Power Electron. Conf. (IIEE IPEC) Tokyo, Japan, pp. 1375-1386*, p. 10, 1983.
- [46] R. Leidhold and G. Garcia, "PMAC motor control strategy, based on the instantaneous active and reactive power, for ripple-torque and copper-losses minimization," in *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, 2000, pp. 1401–1405 vol.2.
- [47] R. Lyra and T. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 5, pp. 1351 – 1360, sep/oct 2002.
- [48] B. Stumberger, G. Stumberger, A. Hamler, M. Trlep, M. Jesenik, and V. Gorican, "Increasing of output power capability in a six-phase flux-weakened permanent magnet synchronous motor with a third harmonic current injection," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 5, pp. 3343 – 3345, sept. 2003.
- [49] R. O. C. Lyra and T. A. Lipo, "Multi phase electric motor with third harmonic current injection," Patent, Mar. 1, 2004, uS Patent N° US 6,710,495 B2.
- [50] S. P. Cheng and C. C. Hwang, "Design of high-performance spindle motors with single-layer concentrated windings and unequal tooth widths," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 2, pp. 802–804, feb. 2007.
- [51] J. Xia, T. Dong, C. Wang, and J. Zhao, "Low speed high torque PMSM design based on unequal teeth structure," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, oct. 2008, pp. 3274–3277.

- [52] H. Jussila, P. Salminen, M. Niemela, and J. Pyrhonen, "Guidelines for designing concentrated winding fractional slot permanent magnet machines," in *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2007. POWERENG 2007*. IEEE, 2007, pp. 191–194.
- [53] Y. Amirat, M. Benbouzid, B. Bensaker, and R. Wamkeue, "Condition monitoring and fault diagnosis in wind energy conversion systems: A review," in *Electric Machines Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, vol. 2, May 2007, pp. 1434–1439.
- [54] F. M. Serra, G. R. Catuogno, C. H. De Angelo, and G. R. Bossio, "Sistemas de monitoreo de condición en turbinas eólicas," *XXXI Reunión de Trabajo de la Asociación Argentina de Energías Renovables y Medio Ambiente - ASADES 2008*, p. 7, Mendoza, Argentina., 2008.
- [55] G. Catuogno, F. Serra, C. De Angelo, and G. Bossio, "Detección de desbalances en generadores eólicos de baja potencia mediante variables eléctricas," *XXXI Reunión de Trabajo de la ASADES, Asociación Argentina de Energías Renovables y Ambiente, 2008*.
- [56] S. B. Lee, J. Yang, J. Hong, J.-Y. Yoo, B. Kim, K. Lee, J. Yun, M. Kim, K.-W. Lee, E. Wiedenbrug, and S. Nandi, "A new strategy for condition monitoring of adjustable speed induction machine drive systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 2, pp. 389–398, feb. 2011.
- [57] W. Le Roux, R. Harley, and T. Habetler, "Rotor fault analysis of a permanent magnet synchronous machine," in *International Conference on Electrical Machines 2002 (ICEM'02)*, 2002.
- [58] S. Rajagopalan, W. le Roux, T. Habetler, and R. Harley, "Diagnosis of potential rotor faults in brushless DC machines," in *Power Electronics, Machines and Drives, 2004. (PEMD 2004). Second International Conference on (Conf. Publ. No. 498)*, vol. 2, 2004, pp. 668 – 673 Vol.2.
- [59] S. Rajagopalan, W. Roux, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Dynamic eccentricity and demagnetized rotor magnet detection in trapezoidal flux (Brushless DC) motors operating under different load conditions," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 5, pp. 2061–2069, 2007.
- [60] I. Aydin, M. Karakose, and E. Akin, "A new method for early fault detection and diagnosis of broken rotor bars," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 4, pp. 1790 – 1799, 2011. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890410005273>

- [61] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H. Toliyat, and W. Abu-Elhaija, "Mixed-fault diagnosis in induction motors considering varying load and broken bars location," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 7, pp. 1432 – 1441, 2010. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890410000403>
- [62] G. Bossio, C. De Angelo, J. Bossio, C. Pezzani, and G. Garcia, "Separating broken rotor bars and load oscillations on IM fault diagnosis through the instantaneous active and reactive currents," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4571 –4580, nov. 2009.
- [63] B. M. Ebrahimi, M. Etemadrezaei, and J. Faiz, "Dynamic eccentricity fault diagnosis in round rotor synchronous motors," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 5, pp. 2092 – 2097, 2011. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890410005613>
- [64] J. Royo, R. Segui, A. Pardina, S. Nevot, and F. J. Arcega, "Machine current signature analysis as a way for fault detection in permanent magnet motors in elevators," in *18th International Conference on Electrical Machines, 2008. ICEM 2008.*, 2008, pp. 1–6.
- [65] B. Vaseghi, N. Takorabet, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "Modelling and study of PM machines with inter-turn fault dynamic model–FEM model," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 8, pp. 1715 – 1722, 2011. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779611000800>
- [66] W. Le Roux, R. G. Harley, and T. G. Habetler, "Detecting faults in rotors of PM drives," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 14, no. 2, pp. 23–31, 2008.
- [67] D. Casadei, F. Filippetti, C. Rossi, and A. Stefani, "Magnets faults characterization for permanent magnet synchronous motors," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2009. SDEMPED 2009. IEEE International Symposium on*, 3120096-sept.3 2009, pp. 1 –6.
- [68] D. Min, A. Keyhani, and T. Sebastian, "Fault analysis of a PM brushless DC motor using finite element method," *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 20, no. 1, pp. 1–6, 2005.
- [69] M. Hajiaghajani, H. Lei, S. M. Madani, and H. A. Toliyat, "A method for detection of eccentricity in permanent magnet machines," in *Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting.*, vol. 3, pp. 1833–1838 vol.3.

- [70] W. le Roux, R. G. Harley, and T. G. Habetler, "Detecting rotor faults in low power permanent magnet synchronous machines," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 1, pp. 322–328, 2007.
- [71] W. Le Roux, R. G. Harley, and T. G. Habetler, "Detecting rotor faults in permanent magnet synchronous machines," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003. 4th IEEE International Symposium on*, 2003, pp. 198–203.
- [72] H. S. Chen and M. C. Tsai, "Effect of rotor eccentricity on electric parameters in a PM brushless motor with parallel winding connections," *Journal of Applied Physics*, vol. 105, no. 7, pp. 07F121–07F121–3, Apr. 2009.
- [73] S. Rajagopalan, J. M. Aller, J. A. Restrepo, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Detection of rotor faults in brushless DC motors operating under nonstationary conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 6, pp. 1464–1477, 2006.
- [74] C. Ruschetti, C. Verucchi, G. Bossio, C. D. Angelo, and G. García, "Rotor demagnetization effects on permanent magnet synchronous machines," *Submitted to Energy Conversion and Management*, 2012.
- [75] C. De Angelo, "Control para máquinas de CA de imanes permanentes con FEM arbitraria, sin sensores mecánicos," Ph.D. dissertation, UNLP - Facultad de Ingeniería, 2004.
- [76] D. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design, 2 Ed.* Magna Physics Pub, 2006.
- [77] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications and Design.* Wiley International Edition, 2003.
- [78] D. Novotny and T. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives.* Clarendon Press Oxford, 1996, vol. 2007.
- [79] D. Kothari and I. Nagrath, *Electric machines.* Tata McGraw-Hill Education, 2004.
- [80] Z. Zhu, "Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems," *COMPEL: Int J for Computation and Maths. in Electrical and Electronic Eng.*, vol. 30, no. 1, pp. 9–31, 2011.
- [81] F. Meier and J. Soulard, "PMSMs with non-overlapping concentrated windings: Design guidelines and model references," *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER 09)*, pp. 26–29, 2009.

- [82] T. Sebastian and V. Gangla, "Analysis of induced EMF waveforms and torque ripple in a brushless permanent magnet machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 1, pp. 195–200, jan/feb 1996.
- [83] M. Cistelecan and M. Popescu, "Study of the number of slots/pole combinations for low speed permanent magnet synchronous generators," in *Electric Machines Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, vol. 2, may 2007, pp. 1616–1620.
- [84] L. Zhu, S. Jiang, Z. Zhu, and C. Chan, "Analytical methods for minimizing cogging torque in permanent-magnet machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 4, pp. 2023–2031, april 2009.
- [85] —, "Comparison of alternate analytical models for predicting cogging torque in surface-mounted permanent magnet machines," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, sept. 2008, pp. 1–6.
- [86] L. J. Wu, Z. Q. Zhu, D. A. Staton, M. Popescu, and D. Hawkins, "Comparison of analytical models of cogging torque in surface-mounted PM machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 6, pp. 2414–2425, june 2012.
- [87] L. Wu, Z. Zhu, D. Staton, M. Popescu, and D. Hawkins, "An improved subdomain model for predicting magnetic field of surface-mounted permanent magnet machines accounting for tooth-tips," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 6, pp. 1693–1704, june 2011.
- [88] Z. Zhu, L. Wu, and Z. Xia, "An accurate subdomain model for magnetic field computation in slotted surface-mounted permanent-magnet machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 4, pp. 1100–1115, april 2010.
- [89] K. Abbaszadeh, F. R. Alam, and M. Teshnehlab, "Slot opening optimization of surface mounted permanent magnet motor for cogging torque reduction," *Energy Conversion and Management*, vol. 55, no. 0, pp. 108–115, 2012. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890411002792>
- [90] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, and G.-A. Capolino, "Advances in diagnostic techniques for induction machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 4109–4126, 2008.
- [91] G. Acosta, C. Verucchi, and E. Gelso, "A current monitoring system for diagnosing electrical failures in induction motors," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20, no. 4, pp. 953–965, 2006. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S088832700400161X>

- [92] C. De Angelo, G. Bossio, J. Bossio, and G. Garcia, "Broken bar detection in single-phase reciprocating compressors," in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008, pp. 1125–1130.
- [93] G. Bossio, C. De Angelo, C. Pezzani, J. Bossio, and G. Garcia, "Evaluation of harmonic current sidebands for broken bar diagnosis in induction motors," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2009. SDEMPED 2009. IEEE International Symposium on*, 3120096-sept.3 2009, pp. 1–6.
- [94] W. Saadaoui and K. Jelassi, "Gearbox-induction machine bearing fault diagnosis using spectral analysis," in *Second UKSIM European Symposium on Computer Modeling and Simulation, 2008. EMS '08.*, pp. 347–352.
- [95] A. M. Castellino, P. D. Donolo, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, and G. O. García, "Diagnóstico de fallas en los rodamientos de motores eléctricos empleando variables eléctricas," in *XI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control - RPIC2007*, p. 6.
- [96] E. S. del M.I.T., *Circuitos Magnéticos y Transformadores*. Reverté, 2003.
- [97] P. Donolo, G. Bossio, and C. D. Angelo, "Analysis of voltage unbalance effects on induction motors with open and closed slots," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 5, pp. 2024–2030, 2011. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890410005194>
- [98] P. and Gnacinski, "Derating of an induction machine under voltage unbalance combined with over or undervoltages," *Energy Conversion and Management*, vol. 50, no. 4, pp. 1101–1107, 2009. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890408004652>
- [99] R. Leidhold, "Control eficiente de microcentrales eólicas usando generadores de inducción," Ph.D. dissertation, UNLP - Facultad de Ingeniería, 2003.
- [100] H. Polinder, F. van der Pijl, G.-J. de Vilder, and P. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 3, pp. 725–733, 2006.
- [101] H. De Battista, "Control de la calidad de potencia en sistemas de conversión de energía eólica," Ph.D. dissertation, UNLP - Facultad de Ingeniería, 2000.
- [102] P. Salminen, "Fractional slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications," Ph.D. dissertation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, 2004.
- [103] G. Séguier, *Power electronic converters: AC/DC conversion*. McGraw-Hill, Inc. New York, NY, USA, 1986.

- [104] A. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. Umans, *Electric machinery*. Tata McGraw-Hill, 2002.
- [105] S. Baserrah, K. Rixen, and B. Orlik, "3D - transient finite element analysis of transverse flux machine for mobile platform with external circuit connection and electromechanical coupling," in *Mechatronics (ICM), 2011 IEEE International Conference on*, april 2011, pp. 585 –590.
- [106] M. Rahman and G. Slemon, "Promising applications of neodymium boron iron magnets in electrical machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 5, pp. 1712 – 1716, sep 1985.
- [107] T. Sebastian, "Temperature effects on torque production and efficiency of PM motors using NdFeB magnets," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 2, pp. 353 –357, mar/apr 1995.
- [108] S. Meier, "Theoretical design of surface-mounted permanent-magnet motors with field-weakening capability," Master's thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden., 2002.
- [109] "Datasheet SURA® M530-50A," 2011, Surahammars Bruks AB. [Online]. Available: <http://www.sura.se/>
- [110] N. Ida and J. Bastos, *Electromagnetics and calculation of fields*. Springer Verlag, 1997.
- [111] M. van der Giet, C. Schlensok, B. Schmulling, and K. Hameyer, "Comparison of 2-D and 3-D coupled electromagnetic and structure-dynamic simulation of electrical machines," *Transactions on Magnetics, IEEE*, vol. 44, no. 6, pp. 1594 –1597, 2008.
- [112] S. Giaccone, G. Bossio, and G. García, "Análisis de las corrientes del motor de inducción con falla en el estator," in *XIX Congreso Argentino de Control Automático, AADECA 2004*, (ISBN N° 950-99994-3-1), 2004.
- [113] C. Hwang, S. Cheng, and C. Chang, "Design of high-performance spindle motors with concentrated windings," *Transactions on Magnetics, IEEE*, vol. 41, no. 2, pp. 971 – 973, 2005.
- [114] T. Lubin, S. Mezani, and A. Rezzoug, "2-D exact analytical model for surface-mounted permanent-magnet motors with semi-closed slots," *Transactions on Magnetics, IEEE*, vol. 47, no. 2, pp. 479 –492, 2011.
- [115] F. Meier, "Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications," Ph.D. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), July 2008.

Apéndice A

Características de los materiales utilizados en el diseño

- A.1. Aceros eléctricos utilizados en el prototipo:
características magnéticas típicas.

Tabla A.1: Característica magnética acero SAE1008

SAE1008	
B [T]	H [a/m]
0.0000	0.00
0.2503	238.73
0.9250	795.78
1.2500	1591.55
1.3900	2387.33
1.5250	3978.88
1.7100	7957.75
1.8700	15915.50
1.9550	23873.25
2.0200	39788.75
2.1100	79577.50
2.2250	159155
2.4300	318310

Tabla A.2: Característica magnética acero al silicio de grano no-orientado E230 - Arcelor Mittal

E230	
B [T]	H [a/m]
0.0000	0.00
0.4997	53.24
0.5500	56.23
0.5998	59.52
0.6497	62.63
0.6999	65.74
0.7499	68.88
0.7997	72.26
0.8499	75.73
0.8998	79.73
0.9495	83.34
0.9998	87.95
1.0496	92.49
1.0997	97.72
1.1496	104.82
1.1998	114.94
1.2495	129.12
1.2999	150.60
1.3496	184.84
1.3996	248.45
1.4499	387.80
1.4992	694.29
1.5497	1310.50
1.5997	2205.50
1.6499	3421.40
1.6998	4911.40
1.7497	6754.50
1.7997	9096.60

A.2. Acero al silicio de grano no-orientado M530-50 - Surahammars Bruks

Typical data for SURA® M530-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz
0,1	0,04	0,11	56,1	0,14	0,23	0,56
0,2	0,14	0,31	74,1	0,42	0,82	2,07
0,3	0,30	0,54	85,8	0,81	1,70	4,29
0,4	0,48	0,81	95,6	1,24	2,80	7,09
0,5	0,69	1,10	105	1,58	4,09	10,5
0,6	0,92	1,43	114	2,14	5,56	14,6
0,7	1,17	1,80	123	2,83	7,20	19,5
0,8	1,44	2,20	133	3,49	9,09	25,5
0,9	1,74	2,65	145	4,28	11,3	32,6
1,0	2,07	3,15	158	5,52	13,8	40,8
1,1	2,43	3,75	174	6,46	16,7	50,4
1,2	2,84	4,48	200	7,38	20,0	61,5
1,3	3,30	5,48	243	8,73	23,8	74,1
1,4	3,84	7,06	333	10,2	28,2	89,1
1,5	4,46	10,8	573	12,0	32,8	105
1,6	5,16	23,6	1345			
1,7	5,81	62,3	3367			
1,8	6,30	144	6964			

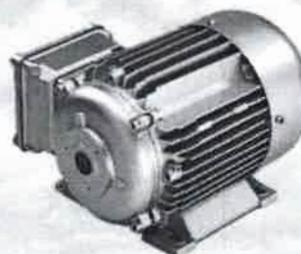
Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg 4,46
 Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg 2,07
 Anisotropy of loss, % 6

Magnetic polarization at 50 Hz
 H = 2500 A/m, T 1,63
 H = 5000 A/m, T 1,71
 H = 10000 A/m, T 1,83

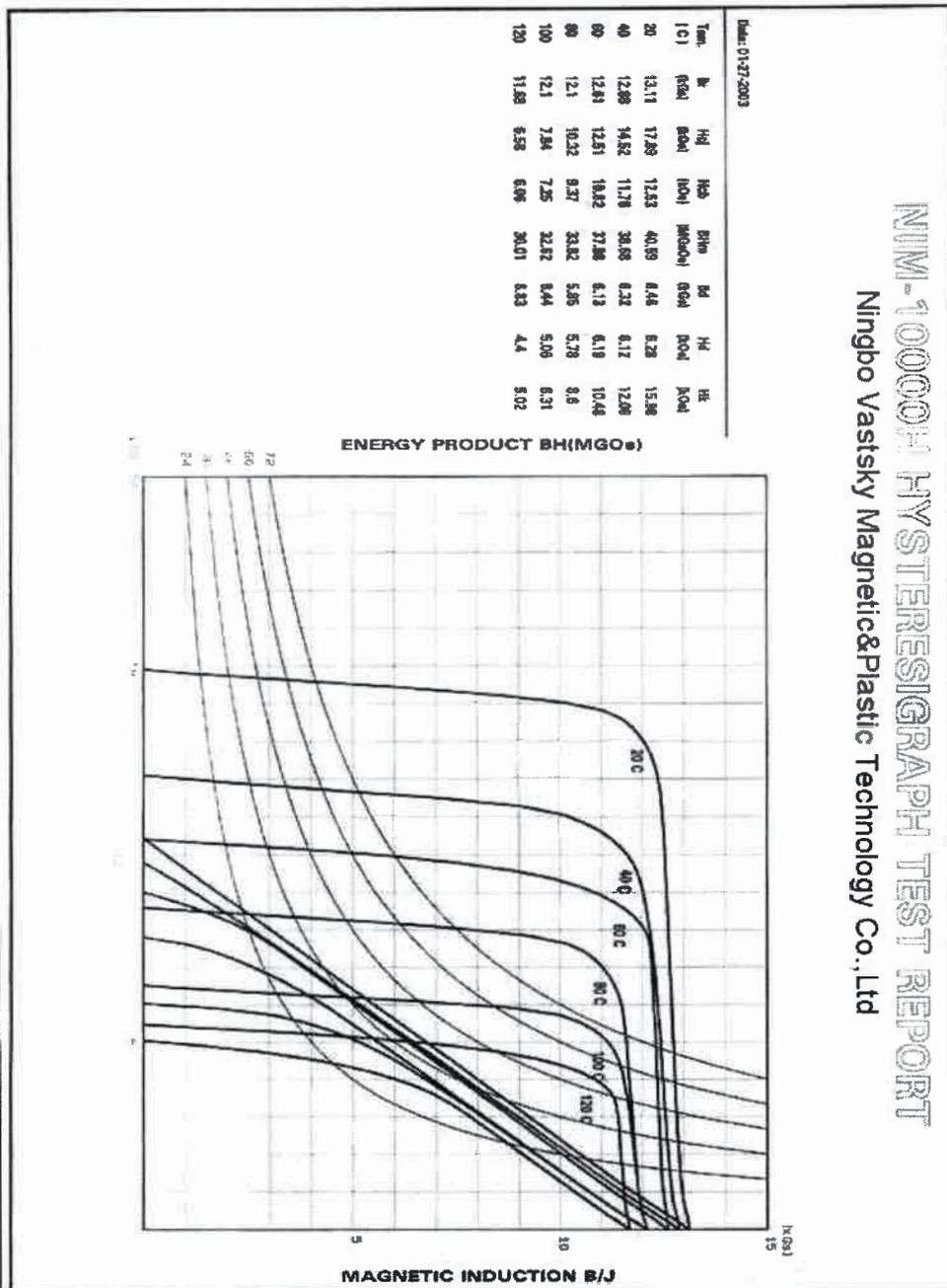
Coercivity (DC), A/m 85
 Relative permeability at 1.5 T 1600
 Resistivity, µΩcm 31

Yield strength, N/mm² 245
 Tensile strength, N/mm² 385
 Young's modulus, RD, N/mm² 210000
 Young's modulus, TD, N/mm² 220000
 Hardness HV5 (VFN) 120

RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher.



A.3. Imanes permanentes de NdFeB N44H: características magnéticas



Apéndice B

Resumen de los resultados software de diseño.

PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS GENERATOR DESIGN

File: Setup1.res

GENERAL DATA

Rated Output Power (kW)	33,5
Rated Power Factor	1
Rated Voltage (V)	380
Number of Poles	36
Frequency (Hz)	45,6
Frictional and Wind Loss (W)	335
Rotor Position	Outer
Operating Temperature (°C)	80
Type of Circuit	Y3
Operation Type	Individual Machine
Domain	Time

STATOR DATA

Number of Stator Slots	81
Outer Diameter of Stator (mm)	700
Inner Diameter of Stator (mm)	480
Type of Stator Slot	1

Dimension of Stator Slot

hs0 (mm)	3
hs2 (mm)	70
bs0 (mm)	5
bs1 (mm)	12,6281
bs2 (mm)	7,19542
Top Tooth Width (mm)	13,8412
Bottom Tooth Width (mm)	13,8412
Skew Width (Number of Slots)	0

Length of Stator Core (mm)	150
Stacking Factor of Stator Core	0,97
Type of Steel	E230
Slot Insulation Thickness (mm)	0,3
End Length Adjustment (mm)	0
Number of Parallel Branches	1
Number of Conductors per Slot	16
Type of Coils	21
Average Coil Pitch	2
Number of Wires per Conductor	4
Wire Diameter (mm)	2,305
Wire Wrap Thickness (mm)	0,01
Limited Slot Fill Factor (%)	75
Stator Slot Fill Factor (%)	47,6715
Coil Half-Turn Length (mm)	221,871

ROTOR DATA

Minimum Air Gap (mm)	1,6
Outer Diameter (mm)	766
Length of Rotor (mm)	150
Stacking Factor of Iron Core	1
Type of Steel	steel 1008
Polar Arc Radius (mm)	351,6
Mechanical Pole Embrace	0,651
Electrical Pole Embrace	0,648762
Max. Thickness of Magnet (mm)	12
Width of Magnet (mm)	39,9276
Type of Magnet	NdFeB44H
Type of Rotor	1

PERMANENT MAGNET DATA

Residual Flux Density (T)	1,261
Coercive Force (kA/m)	959,077
Maximum Energy Density (kJ/m^3)	302,349
Relative Recoil Permeability	1,04632
Demagnetized Flux Density (T)	0,876712
Recoil Residual Flux Density (T)	1,261
Recoil Coercive Force (kA/m)	959,077

MATERIAL CONSUMPTION

Armature Copper Density (kg/m^3)	8900
Permanent Magnet Density (kg/m^3)	7800
Armature Core Steel Density (kg/m^3)	7700
Rotor Core Steel Density (kg/m^3)	7872
Armature Copper Weight (kg)	42,7157
Permanent Magnet Weight (kg)	20,5365
Armature Core Steel Weight (kg)	156,732
Rotor Core Steel Weight (kg)	53,7299
Total Net Weight (kg)	273,714
Armature Core Steel Consumption (kg)	553,687
Rotor Core Steel Consumption (kg)	53,7299

STEADY STATE PARAMETERS

Stator Winding Factor	0,945214
D-Axis Reactive Reactance X_{ad} (Ω)	0,365638
Q-Axis Reactive Reactance X_{aq} (Ω)	0,365638
D-Axis Reactance $X_1 + X_{ad}$ (Ω)	1,57334
Q-Axis Reactance $X_1 + X_{aq}$ (Ω)	1,57334
Armature Leakage Reactance X_l (Ω)	1,2077
Zero-Sequence Reactance X_0 (Ω)	0,958864
Armature Phase Resistance R_1 (Ω)	0,12662

NO-LOAD MAGNETIC DATA

Stator-Teeth Flux Density (T)	1,95706
Stator-Yoke Flux Density (T)	0,68639
Rotor-Yoke Flux Density (T)	0,988522
Air-Gap Flux Density (T)	0,947588
Magnet Flux Density (T)	0,960604
Stator-Teeth By-Pass Factor	0,00901703
Stator-Yoke By-Pass Factor	$3,67887 \cdot 10^{-6}$
Rotor-Yoke By-Pass Factor	$2,39025 \cdot 10^7$
Stator-Teeth Ampere Turns (Ae)	1405,34
Stator-Yoke Ampere Turns (Ae)	1,20824
Rotor-Yoke Ampere Turns (Ae)	10,1738
Air-Gap Ampere Turns (Ae)	1326,08
Magnet Ampere Turns (Ae)	-2741,66
Leakage-Flux Factor	1
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Stator Yoke	0,838494
Correction Factor for Magnetic Circuit Length of Roor Yoke	0,784213
Fundamental Induced Voltage (V)	422,924
THD of Induced Voltage (%)	3,16259
Cogging Torque (N.m)	27,8986

FULL-LOAD DATA

Load Resistance (Ω)	4,3102
Load Line Voltage (V)	388,308
RMS Line Current (A)	52,0137
RMS Phase Current (A)	52,0137
RMS Phase Voltage (V)	224,233
Armature Thermal Load (A^2/mm^3)	95,5213
Specific Electric Loading (A/mm)	30,6531
Armature Current Density (A/mm^2)	3,1162
Frictional and Wind Loss (W)	335
Iron-Core Loss (W)	682,162
Armature Copper Loss (W)	1027,68
Total Loss (W)	2044,84
Output Power (W)	34398
Input Power (W)	36442,9
Efficiency (%)	94,3889
Apparent Power (VA)	34989,5
Power Factor	0,983095
Synchronous Speed (rpm)	152
Rated Torque (Nm)	2289,5
Short Circuit Current (A)	176,113

WINDING ARRANGEMENT

The 3-phase, 2-layer winding can be arranged in 9 slots as below:

AZBCYABXC	
Angle per slot (elec. degrees)	80
Phase-A axis (elec. degrees)	100
First slot center (elec. degrees)	0

TRANSIENT FEA INPUT DATA

For Armature Winding:

Number of Turns	216
Parallel Branches	1
Terminal Resistance (Ω)	0,12662
End Leakage Inductance (H)	$6,01719 \cdot 10^{-5}$

2D Equivalent Value:

Equivalent Model Depth (mm)	150
Equivalent Stator Stacking Factor	0,97
Equivalent Rotor Stacking Factor	1
Equivalent Br (T)	1,261
Equivalent Hc (kA/m)	959,077
Estimated Rotor Inertia (kgm^2):	33,2841

Apéndice C

Ensayos experimentales generador

IVS4500

Proceso de ensayo del Generador IVS4500 – IISA

Tabla de contenido

Resumen	1
1. Introducción	2
2. Modelo de Elementos Finitos	3
3. Medición de la resistencia estatórica	3
4. Ensayo en vacío	6
5. Ensayo con carga resistiva.....	10
6. Análisis de la dinámica térmica del bobinado y los imanes.....	15
Apéndice A: Sistema de medición de par.....	17

Resumen

En este informe se presenta el procedimiento de ensayo utilizado para caracterizar el funcionamiento del generador sincrónico de imanes permanentes IVS4500 - IISA.

En la introducción se presentan las características de la máquina, como así también un detalle de los materiales utilizados (Imanes permanentes y clase de aislación del bobinado). Como punto de partida se realizó la medición de la resistencia estatórica, para luego estimar las pérdidas por efecto Joule en los bobinados.

Posteriormente se efectuaron los ensayos en vacío para determinar la forma de onda de la FEM inducida, su espectro armónico, la constante de FEM y obtener las pérdidas magnéticas y de fricción.

Se realizaron los ensayos con carga resistiva, para valores de potencia entre el 10 y el 100% de la potencia nominal del equipo. Se determinó para cada uno de los casos, el rendimiento para la condición de inicio del ensayo y una vez alcanzado el régimen térmico.

Para verificar el comportamiento del generador dentro del rango de velocidad de funcionamiento fueron efectuados ensayos a velocidad inferior a la nominal, manteniendo para todos los casos el valor de corriente igual al nominal. Por encima de la velocidad nominal se realizó un ensayo con corriente reducida, con el objetivo de acotar la potencia al valor nominal del equipo.

Luego se realizó un ensayo para determinar la dinámica térmica de la máquina y verificar la incidencia de la temperatura sobre la FEM inducida, producto de la disminución del magnetismo remanente de los imanes por efecto de la elevación de temperatura en los mismos.

1. Introducción

A continuación se describe el proceso de ensayo desarrollado para la máquina de imanes permanentes. En una primera etapa se determinaron las resistencias de cada uno de los bobinados. La segunda etapa tiene como objetivo obtener la caracterización de vacío de la máquina. Por último, en la última etapa se evalúan las condiciones de funcionamiento con carga.

La máquina a ensayar posee las siguientes características:

V_{nom_fase}	48 V
P_{nom}	4500 W
Vel_{nom}	600 rpm
Frec.	80 Hz
polos	16

Tabla 1 Características de la máquina provistas por el fabricante.

A partir de los datos provistos por el fabricante se calcularon el resto de las variables de interés para los ensayos. La corriente nominal fue calculada considerando un factor de potencia unitario, mientras que la tensión de línea se calculo considerando una forma de onda sinusoidal.

V_{nom_ll}	83.2 V
I_{nom}	31.25 A

Tabla 2 Parámetros calculados.

La máquina está construida con imanes de ferrite de tipo cerámico, de clase Ceramic 8 (según norma MMPA 0100-00) o S1-1-5 (según norma IEC 60404), cuyas propiedades son expuestas en la tabla 3.

Clase MMPA	Cod. ref.IEC	Prod. (BH) _{MAX} [kJ/m ³]	B _r [mT]	H _c [kA/m]	H _{ci} [kA/m]
Ceramic 8	SI-1-5	27.8	385	235	245

Tabla 3 Características de los imanes.

En la Fig. 1 se presenta la curva correspondiente a la característica del Ceramic 8 y la incidencia de la temperatura sobre el mismo. Estas curvas características fueron relevadas de datos obtenidos del material Duramax 8, de Dura Magnetics, Inc. (www.duramag.com)

En lo que respecta al bobinado, la aislación utilizada en el cobre del estator y que determina la temperatura máxima de utilización del bobinado es de Clase F (Según Norma IEC60034 / VDE 0530). Esto implica que con una temperatura ambiente de 40°C el bobinado soporta una elevación de 100°C (140°C), restando un margen de seguridad de 15°C.

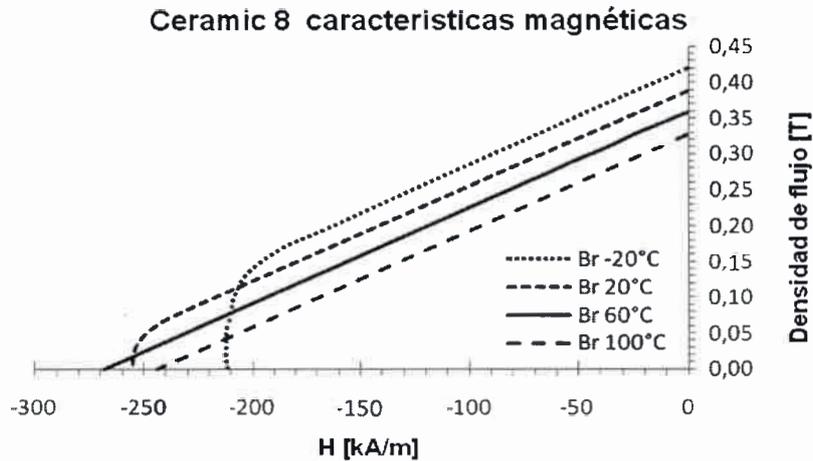


Fig. 1 Características magnéticas de los imanes

2. Modelo de Elementos Finitos

Para analizar el diseño de la máquina se realizó un modelo de elementos finitos. Este modelo permitió conocer la densidad de flujo, la distribución de las líneas de campo magnético y la FEM inducida. Con estos datos es posible planificar la estrategia más conveniente para la ejecución de las pruebas experimentales. En la fig. 2 se presenta el modelo de la máquina, con la malla utilizada para el análisis. Luego, en las figuras 3 y 4 se presentan los resultados de densidad de flujo y líneas de campo.

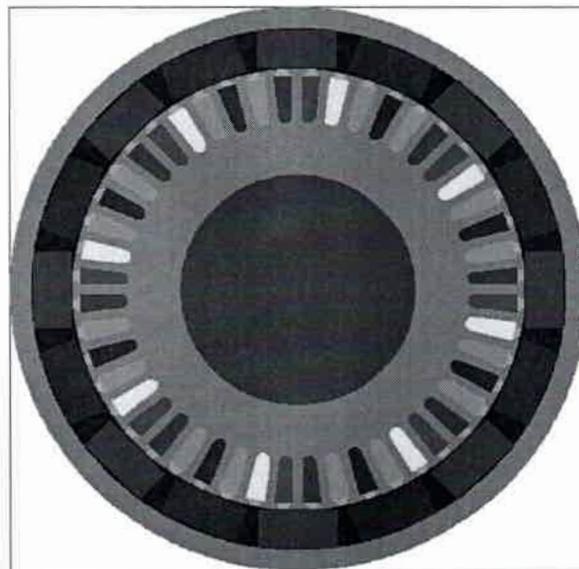


Fig. 2 Modelo para análisis por EF

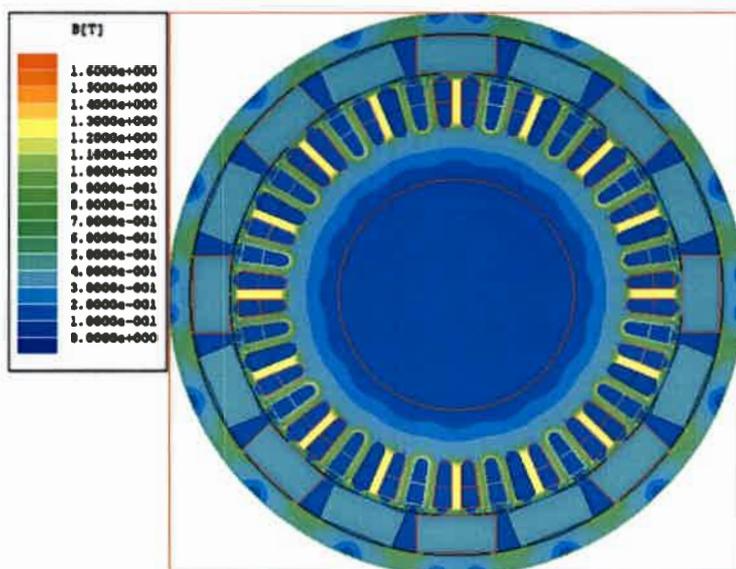


Fig. 3 Distribución de la densidad de flujo en el generador

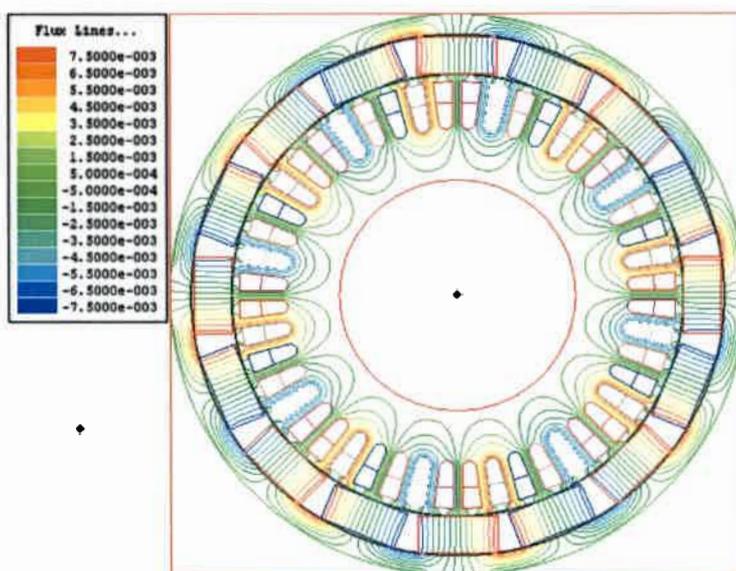


Fig. 4 Distribución de las líneas de campo magnético en el generador

En la Fig. 5, se presenta la FEM obtenida por medio del análisis, el cual será validado con los resultados de los ensayos.

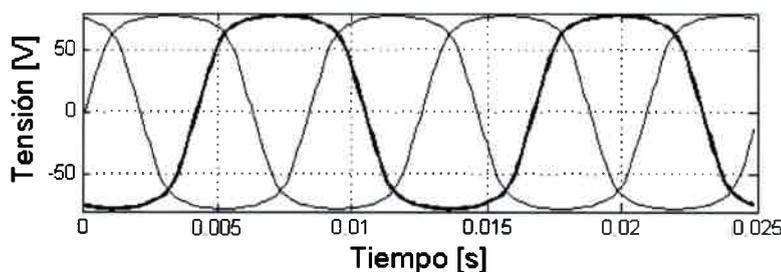


Fig. 5 Forma de onda de la FEM inducida

Por último, en la tabla 4 se presenta un detalle de los resultados obtenidos sobre distorsión y componentes armónicos más relevantes de la FEM obtenida a partir de la simulación por elementos finitos.

	Fase R	Fase S	Fase T
FEM _{eficaz} [V]	65.07	65.07	65.07
THD [%]	17.88	17.88	17.88
TDF [%]	17.88	17.88	17.94
5 ^{to} Armónico [%]	4.23	4.23	4.23
7 ^{mo} Armónico [%]	0.31	0.31	0.31

Tabla 4 Contenido armónico de FEM obtenido por EF.

3. Medición de la resistencia estática

La medición de la resistencia estática se efectuó por medio de un multímetro con conexión de 4 hilos, método indicado para la medición de resistencias de bajo valor.

De la medición se obtuvieron los siguientes valores de resistencia, medidos a una temperatura de 27.7 °C, y posteriormente se efectuó la corrección para expresarla al valor de referencia de 20 °C, a partir de la ec. (1)

$$R_t = R_0 [1 + \alpha_{cu} (T - 20)] \quad (1)$$

donde, $\alpha_{cu} = 0.00393 \text{ } 1/^{\circ}K$

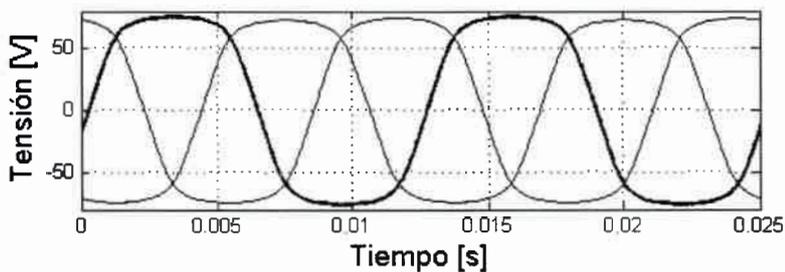
Resist.	Medido [mΩ]	Normalizado [mΩ]
R ₁	194.46	188.7
R ₂	199.14	193.3
R ₃	198.23	192.4

Tabla 5 Resistencia del bobinado.

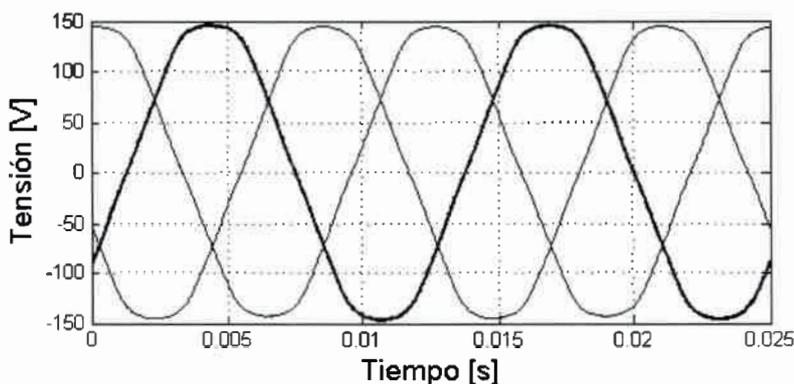
4. Ensayo en vacío

Se realizó el ensayo en vacío para velocidades comprendidas entre 100 y 900 rpm. En el rango entre 100 y 600 rpm se realizaron mediciones cada 50 rpm, mientras que por encima de la velocidad nominal solo se midió para 750 y 900 rpm. Para los valores de velocidad especificados se midieron las tres tensiones de fase, con una temperatura ambiente de 25°C. En la Figuras 6-a y 6-b se presentan la formas de onda de la FEM en valores de fase y línea, mientras que en la Fig. 7 se presenta el diagrama fasorial de las tensiones medidas para cada una de las fases.

En la Fig. 8-a se presenta la Transformada Rápida de Fourier (FFT) en forma vectorial, donde se pueden apreciar las componentes de frecuencia de la FEM inducida y en la Fig. 8-b se muestra la FFT de la FEM de fase, donde aparece la componente de 3^{er} armónico, que al ser de secuencia homopolar y el generador no poseer conexión de centro de estrella no aparece en la corriente de carga. En la Fig. 9 se puede observar el valor eficaz de la FEM de fase respecto de la velocidad de giro, para posteriormente determinar el factor de FEM (K_e).



(a) – Valores de fase



(b) – Valores de Línea

Fig. 6 Forma de onda de la FEM inducida

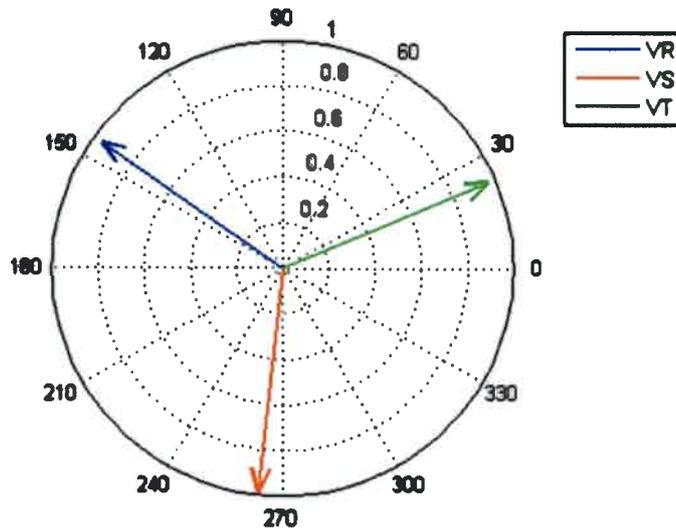


Fig. 7 Diagrama fasorial de la FEM inducida

La distorsión armónica de la señal (THD) presentada en la Fig. 6-a alcanza un valor de 16.45%, mientras que el desbalance de tensiones a bornes del generador es del 1.07% y está asociado a razones constructivas del generador. La frecuencia obtenida en bornes del generador es de 80.09Hz, y corresponde a una velocidad de 600.675rpm. En la tabla 6 se presenta un detalle de los resultados obtenidos sobre distorsión y componentes armónicos más relevantes.

	Fase R	Fase S	Fase T
FEM _{eficaz} [V]	60.68	62.65	61.41
THD [%]	16.37	16.45	16.50
TDF [%]	16.45	16.51	16.52
5 ^{to} Armónico [%]	2.81	2.80	2.87
7 ^{mo} Armónico [%]	0.39	0.39	0.40

Tabla 6 Contenido armónico.

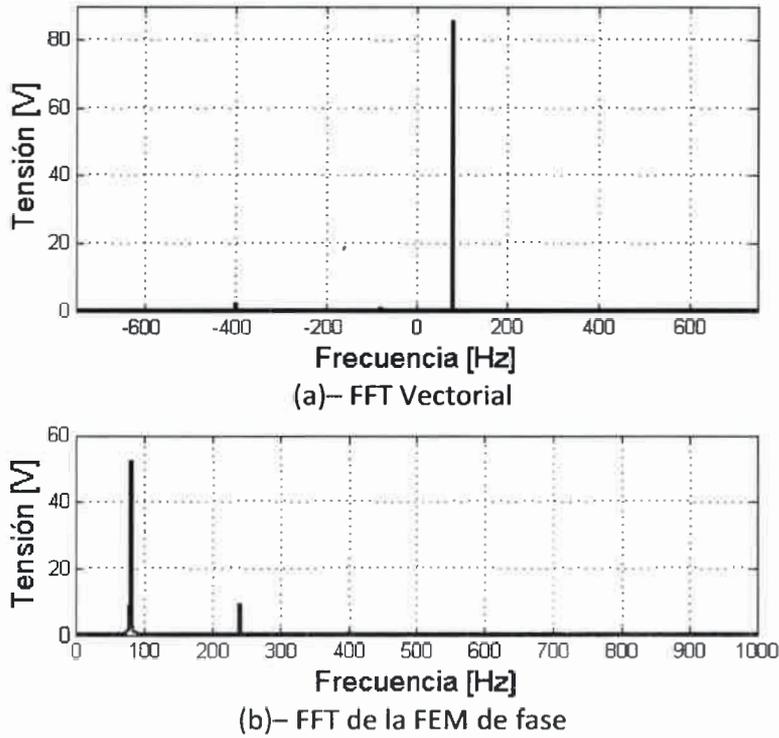


Fig. 8 Espectro armónico de la FEM inducida

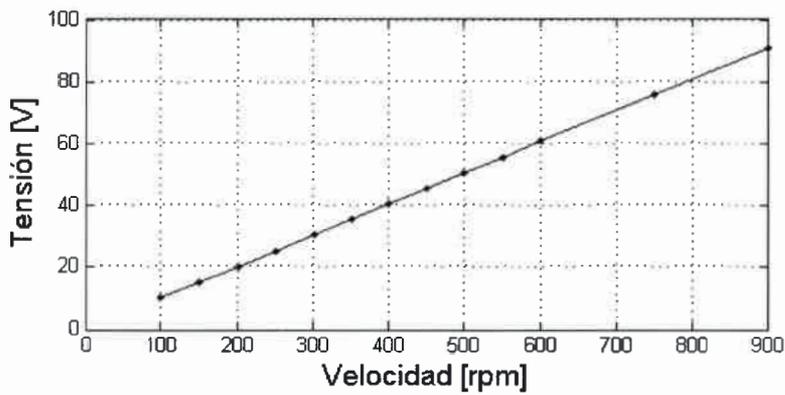


Fig. 9 FEM en función de la velocidad

A partir de los datos que fueron presentados en la Fig. 9, se calculó K_e , la constante de FEM de la máquina,

$$\frac{FEM}{\omega} = K_e$$

Con los datos obtenidos a partir de la ecuación presentada anteriormente se construyó la curva presentada en la Fig. 10

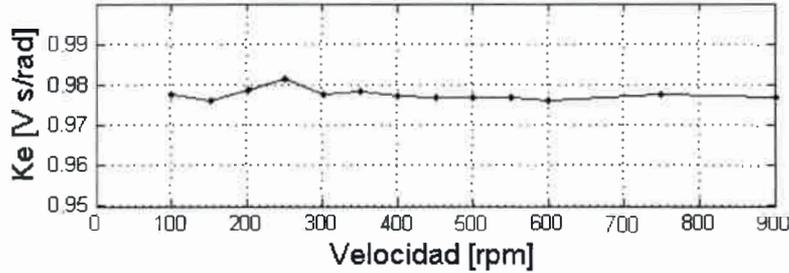


Fig. 10 Constante de FEM

El valor medio de la constante de FEM de la máquina es de $0.9777 V s/rad$

Para los mismos valores de velocidad ensayados se evaluó el par mecánico de entrada a través de la medición del esfuerzo torsor utilizando el dispositivo presentado en el apéndice A. En estas mediciones se obtuvieron los siguientes resultados:

Frec. [Hz]	vel [rpm]	T_{in} [Nm]	P_{in} [W]
13.35	100.13	1.596	16.74
19.98	149.85	1.677	26.31
26.70	200.25	1.728	36.25
33.29	249.68	1.918	50.14
39.96	299.70	2.024	63.52
46.61	349.58	2.122	77.69
53.29	399.68	2.210	92.51
59.97	449.78	2.296	108.14
66.62	499.65	2.387	124.87
73.30	549.75	2.490	143.36
80.09	600.68	2.638	165.93
99.94	749.55	2.876	225.77
120.05	900.38	3.042	286.84

Tabla 7 Resultados del ensayo en vacío.

A partir de las mediciones presentadas anteriormente se construyó la curva de pérdidas en función de la velocidad de giro de la máquina, presentada en la Fig. 11, las mismas comprenden las pérdidas en el hierro (Histéresis, Foucault y excedentes) y las pérdidas por fricción en los rodamientos.

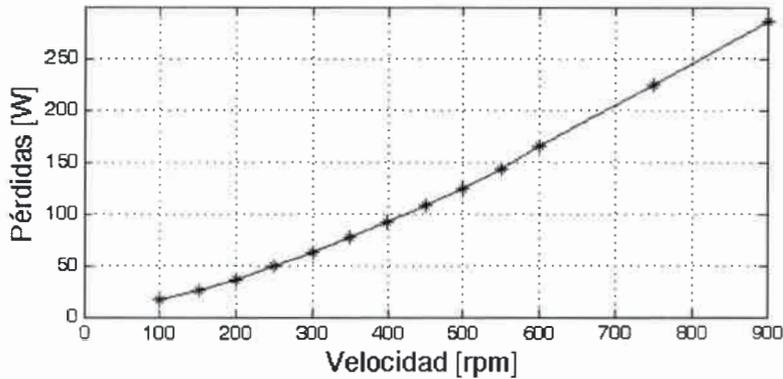


Fig. 11 Curva de pérdidas en vacío

A partir de los valores de pérdidas obtenidos en el ensayo en vacío, utilizando una interpolación de orden 2, se determinó una función dependiente de la velocidad, que permite obtener las pérdidas magnéticas y de fricción para cualquier punto dentro del rango de velocidades de trabajo de la máquina.

$$P_{perd} = 1.6114 \cdot 10^{-4} \omega^2 + 1.8264 \cdot 10^{-1} \omega - 5.1678$$

$$R^2 = 0.9994$$

5. Ensayo con carga resistiva

Se realizaron ensayos para carga resistiva utilizando un banco de resistencias compuesto por 10 unidades de 7Ω , a partir de estas y realizando diferentes conexiones de obtuvieron distintos valores de carga utilizando conexión en estrella y triángulo para alcanzar el 100% de la potencia nominal del generador.

Para realizar el cálculo y la verificación del rendimiento de la máquina se realizaron los ensayos para cada una de las condiciones de carga, todos a la velocidad nominal del equipo, realizando las mediciones de las variables de análisis para la temperatura de inicio del ensayo y una vez que la máquina alcanzó la temperatura de régimen. En la tabla expuesta a continuación se presenta un resumen de los datos obtenidos a partir de los ensayos, mientras que en la Fig. 12 se presenta la variación del rendimiento en función de la potencia de salida en p.u. En la Fig. 13 se presenta la diferencia porcentual entre los valores de rendimiento calculados para las dos condiciones de temperatura en las que se realizó la medición.

Cond.	P [p.u.]	P_{IN} [W]	Par [Nm]	P_{OUT} [W]	Pérdidas [W]	T_{BOB} [°C]	T_{AMB} [°C]	Rend.
Frio	0.115	726.02	11.552	516.6	209.42	18.7	21.6	0.712
Caliente	0.110	681.32	10.839	494.0	187.32	37.2	22.5	0.725
Frio	0.172	991.32	15.773	773.5	217.82	20.5	23.6	0.780
Caliente	0.162	914.45	14.550	729.1	185.35	41.5	24.5	0.797
Frio	0.319	1689.65	26.885	1435.0	254.65	31.6	27.1	0.848
Caliente	0.293	1547.80	24.628	1318.0	229.80	52.2	28.1	0.852
Frio	0.545	2764.07	44.014	2453.0	311.07	55.1	28.1	0.887
Caliente	0.515	2610.45	41.541	2317.0	293.45	72.6	31.9	0.888
Frio	0.794	4079.36	64.876	3573.0	506.36	28.1	26.2	0.876
Caliente	0.665	3521.12	55.998	2993.0	528.12	90.6	27.5	0.850
Frio	0.932	5027.85	80.041	4193.0	834.85	37.4	28.9	0.834
Caliente	0.891	4874.15	77.584	4008.0	866.15	87	28.9	0.822
Frio	1.032	5567.45	88.631	4644.0	923.45	29.6	29.5	0.834
Caliente	0.950	5344.96	85.078	4247.0	1097.96	89	30.7	0.800

Tabla 8 Resultados del ensayo con carga.

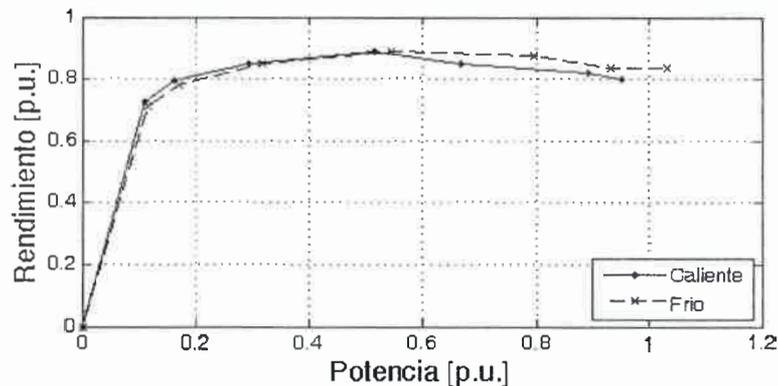


Fig. 12 Rendimiento a 600rpm, en función de la potencia de carga

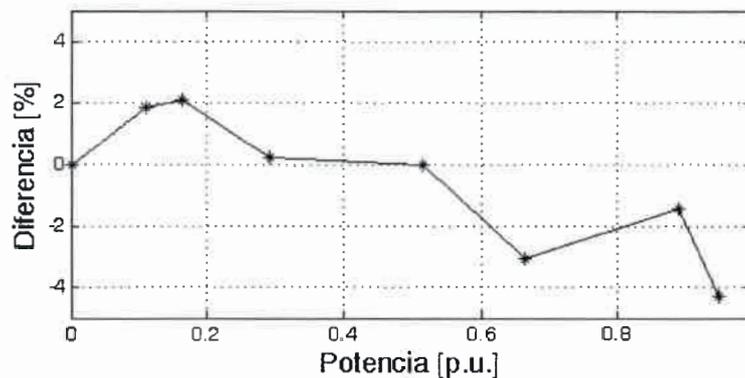


Fig. 13 Diferencia entre el rendimiento medido en frío y caliente

Posteriormente se realizó una separación de las pérdidas por efecto joule en el cobre y pérdidas magnéticas y de fricción. Las pérdidas en el cobre fueron comparadas con las estimadas con el valor de resistencia.

Para verificar el comportamiento del generador dentro del rango de velocidad de funcionamiento fueron efectuados ensayos a velocidad inferior a la nominal, manteniendo para todos los casos el valor de corriente igual al nominal.

Para velocidad superior a la nominal se realizó un ensayo a 900 rpm, donde se intentó limitar la potencia al valor nominal. Por lo tanto, al elevar la velocidad a 1.5 p.u. , se redujo la corriente a 0.67 p.u.

Las Fig. 14 presenta la grafica de los puntos obtenidos experimentalmente, comparados con los valores teóricos esperados.

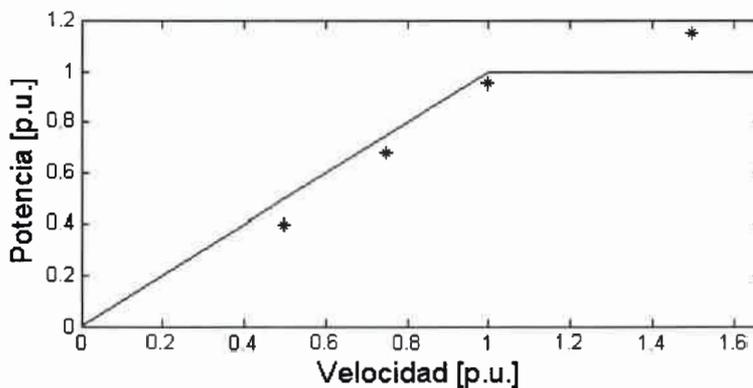


Fig. 14 Potencia eléctrica de salida en función de la velocidad

La diferencia entre los valores teóricos y experimentales está fundamentada por la importante caída de tensión en los bobinados y la pérdida de magnetismo remanente en los imanes, producto de la temperatura que alcanzan los mismos. Para velocidad superior a la nominal el efecto se revierte producto que la caída de tensión en el bobinado es menor y por lo tanto es posible obtener una potencia mayor a la esperada inicialmente.

Por último, se presentan imágenes capturadas con una cámara termográfica FLUKE TI-10, para las resistencias de carga correspondientes a 50, 67 y 90% de la carga nominal de la máquina, para la velocidad nominal. En las imágenes se visualiza el punto de máxima temperatura del bobinado, como también la temperatura alcanzada por los imanes permanentes.

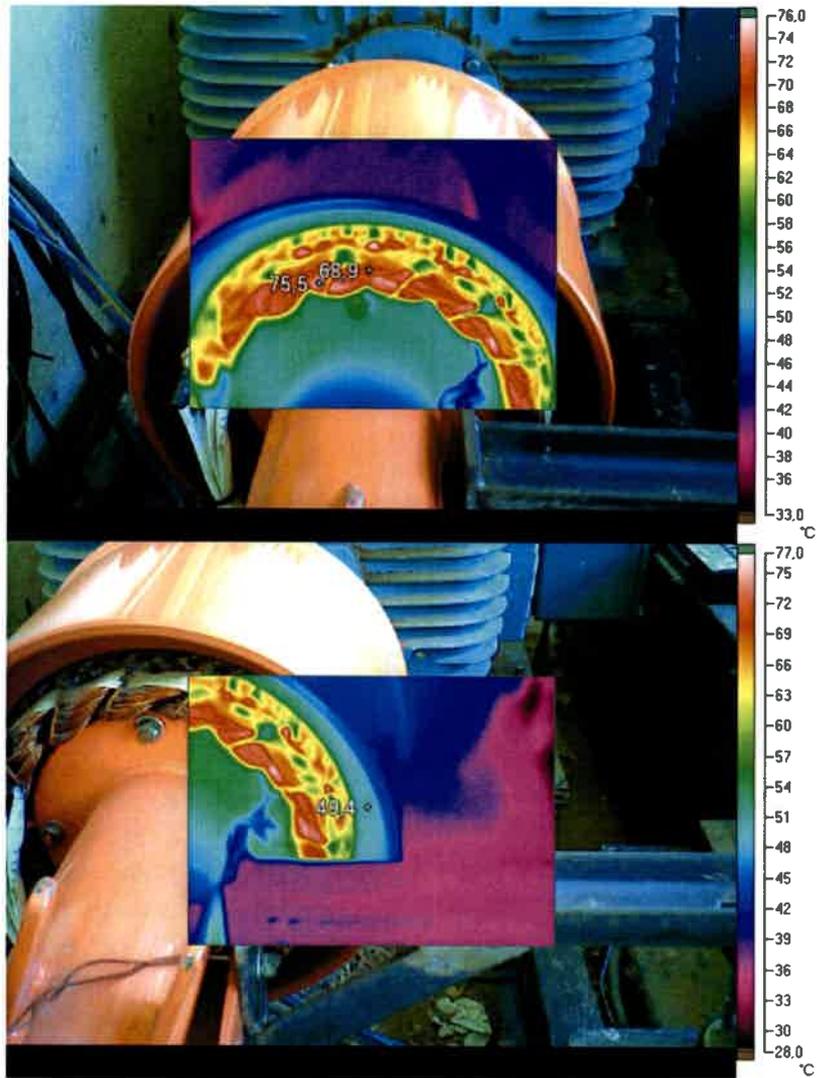


Fig. 15 Imágenes termográficas para 50% de carga y 600rpm

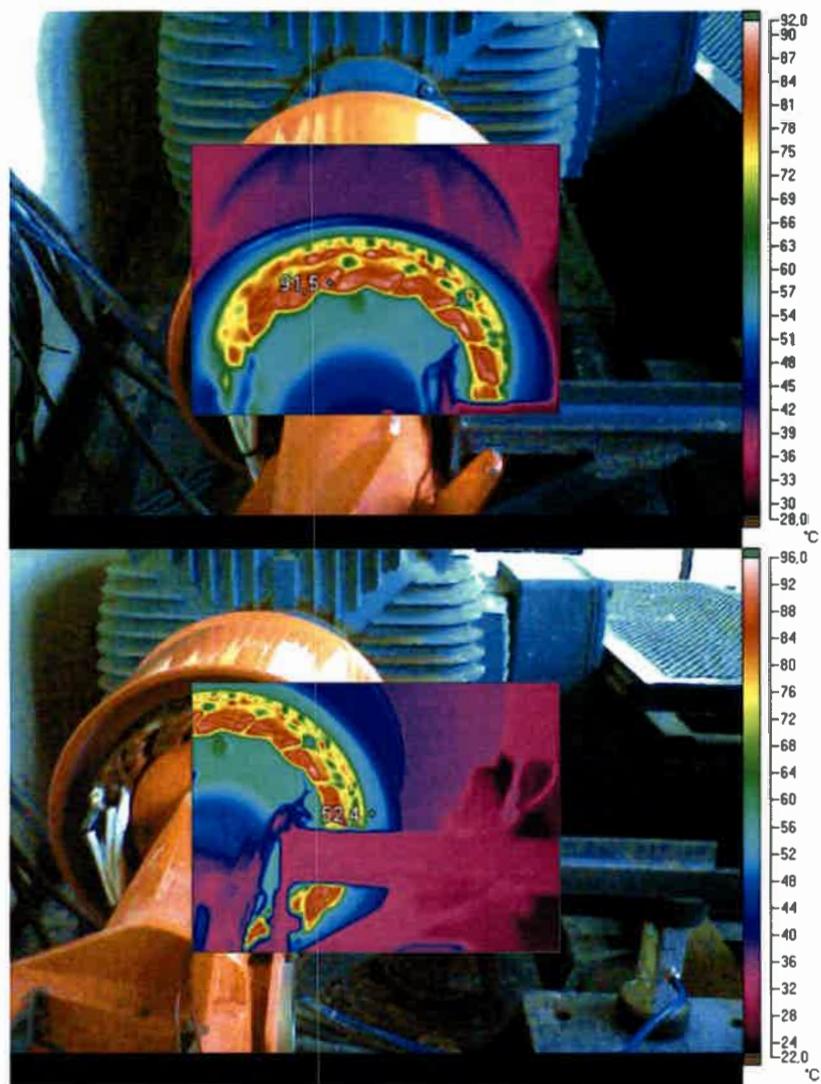


Fig. 16 Imágenes termográfica para 67% de carga y 600rpm

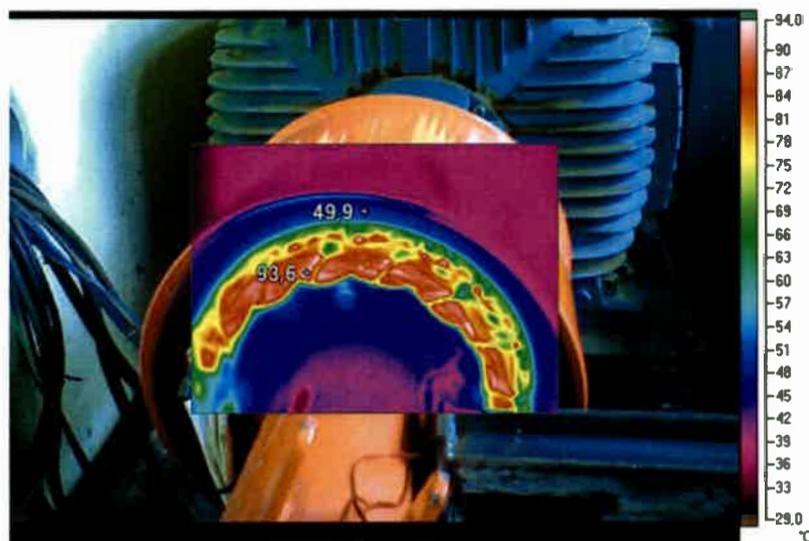


Fig. 17 Imágenes termográficas para 90% de carga y 600rpm

6. Análisis de la dinámica térmica del bobinado y los imanes

Se realiza un ensayo con una potencia de salida de 0.67 p.u. para determinar la dinámica térmica y verificar la incidencia de la misma sobre la FEM inducida en la máquina. Se analiza la variación del magnetismo remanente de los imanes por efecto de la elevación de temperatura en los mismos.

En el ensayo se realizaron mediciones de la FEM a bornes del generador espaciadas de manera tal de conseguir una curva suave, que caracterice la dinámica térmica del generador. Para cada uno de los instantes donde se realizó la medición de temperatura, se procedió a desacoplar la carga y medir la FEM inducida. En la Fig. 18 se presenta la variación temporal de la temperatura en la cabeza de bobina, junto con el valor de la temperatura ambiente para cada uno de los datos medidos.

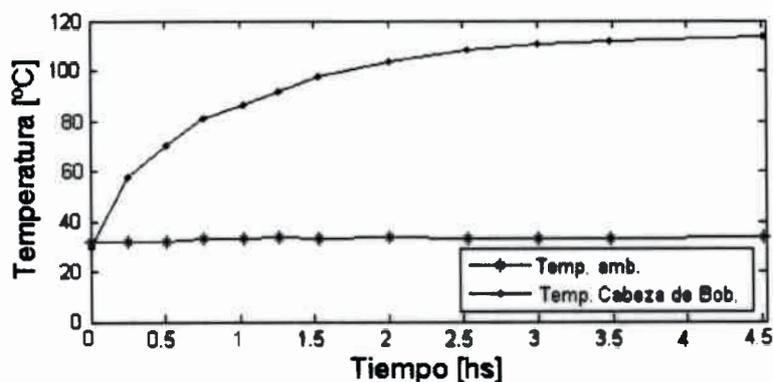


Fig. 18 Dinámica térmica del generador.

Como se mencionó anteriormente, se analizó la incidencia de la temperatura en los imanes sobre la FEM inducida. Del análisis puede concluirse que la variación de temperatura afecta el valor eficaz de la FEM, pero no tiene incidencia importante sobre el contenido armónico, medido a partir del THD o el desbalance de tensión. Esto puede observarse en las figuras 19, 20 y 21.

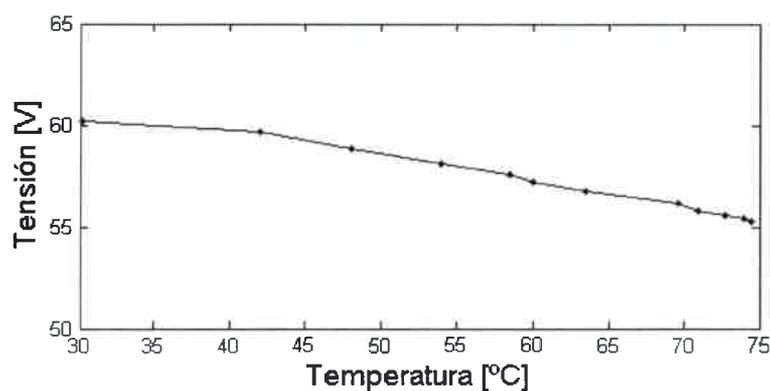


Fig. 19 Disminución de la FEM con la temperatura.

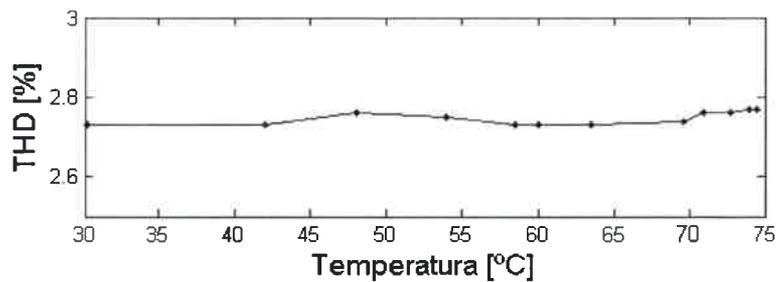


Fig. 21 Distorsión armónica.

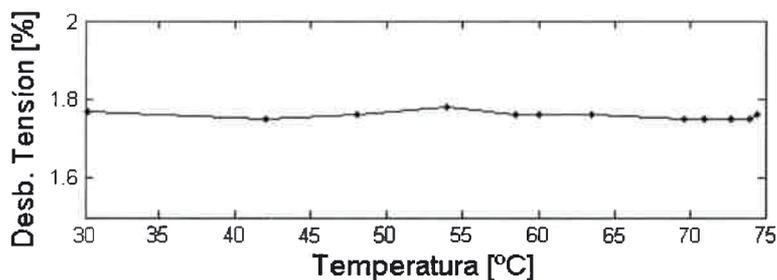


Fig. 21 Desbalance de tensión.

Apéndice A: Sistema de medición de par.

El sistema de par consta de un brazo de palanca, sujeto al soporte del estator de generador, con una longitud fijada previamente. En el extremo del brazo se encuentra acoplada una celda de carga que se encarga de medir el esfuerzo transferido del brazo a la plataforma fija.

La señal de la celda de carga es procesada a través de un sistema de medición, que permite obtener tanto la lectura digital como señal temporal de la medición. Las figuras 22 y 23 muestran la posición de montaje del sistema de medición y la topología del banco de ensayos utilizado para efectuar los ensayos.

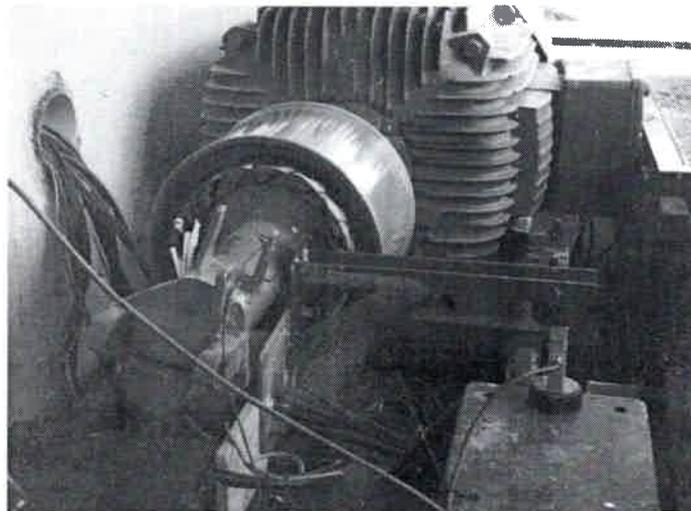


Fig. 22 Vista frontal del banco de ensayos.

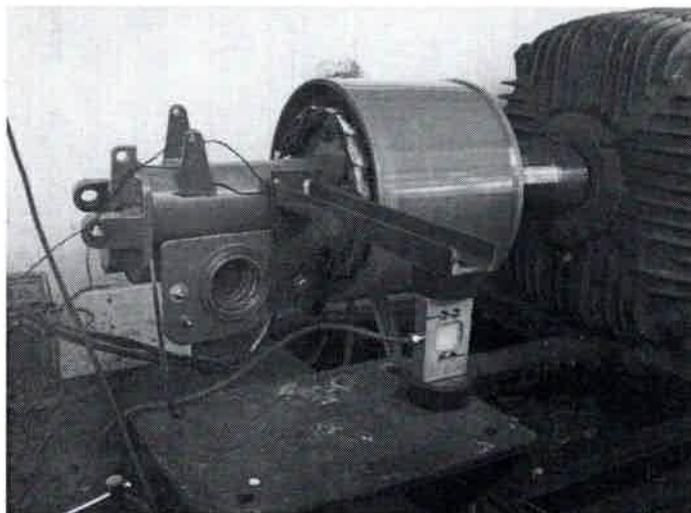


Fig. 23 Vista lateral del banco de ensayos.



71118

U.N.R.C
Biblioteca Central



71118