

Universidad Politécnica de Madrid

Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales

SISTEMA DE CONVERSIÓN
ELECTROMECAÁNICA DE ALTA POTENCIA
ESPECÍFICA PARA GENERACIÓN ELÉCTRICA
DE ORIGEN RENOVABLE

Tesis Doctoral

Manuel Pinilla Martín

Ingeniero Industrial del ICAI

2011

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales

SISTEMA DE CONVERSIÓN
ELECTROMECAÁNICA DE ALTA POTENCIA
ESPECÍFICA PARA GENERACIÓN ELÉCTRICA
DE ORIGEN RENOVABLE

Manuel Pinilla Martín

Ingeniero Industrial del ICAI

2011

Dirigida por:

Prof. Dr. Ing. Industrial Sergio Martínez González

Prof. Dr. Ing. Industrial Francisco Blázquez García

Parte del trabajo presentado en esta Tesis ha sido realizado en el marco de la empresa Norvento Energía Distribuída S.L., dentro de un proyecto destinado al desarrollo de un alternador de imanes permanentes de accionamiento directo con aplicación a la generación eólica. Dicho proyecto ha contado con el apoyo de la Xunta de Galicia a través del Programa INCITE para el fomento del I+D, gracias al cual se ha llevado a cabo el trabajo experimental y de simulación aquí mostrado, y del Ministerio de Educación a través del programa Torres Quevedo (beca PTQ-09-02-02160 del Plan Nacional de I+D+i 2008-2011).

Dedicado a aquellos que apuestan por la tecnología y ven en su desarrollo un camino para mejorar España y el mundo entero.

Agradecimientos

A mis allegados, por haber sido comprensivos con mi casi obsesiva dedicación a este trabajo doctoral en los últimos años, y a cada cual de manera proporcional al producto de calidad y cantidad del tiempo que dejé de pasar con él.

A Christine Heller, por haberme transmitido su inquietud por las máquinas eléctricas.

A Julio Lucas, la persona con mayor impacto en mi formación como ingeniero.

A Sergio Martínez por su dedicación y ayuda más allá de lo que sus responsabilidades como director de este trabajo o como tutor durante mi tiempo en el programa de doctorado le obligaban.

To Giri Venkataramanan, for giving me the chance of boosting my mind by hosting me at WEMPEC, and to all the great people that I met there and made that possible.

SÍMBOLOS

F	fuerza
v	velocidad
B	densidad de flujo magnético
H	campo magnético H
P_{airgap}	Potencia activa intercambiada en el entrehierro
P_{bomas}	Potencia activa intercambiada en terminales de la máquina
E_0	fuerza electromotriz interna
I, i	corriente en los bobinados estatóricos
U	tensión en terminales de la máquina
X	reactancia
X_d	reactancia de eje directo
X_q	reactancia de eje en cuadratura
B_m	campo de operación del imán
$B_{current}$	valor de pico del primer armónico del campo de las corrientes en el entrehierro
B_{min}	mínimo campo de funcionamiento del imán en condiciones de linealidad
\hat{I}_{sc}	valor de pico de la corriente de cortocircuito
R_s	resistencia estatórica
L_m	inductancia mutua
L_l	inductancia de dispersión
ω	pulsación eléctrica
t_m	espesor del imán
t_g	espesor del entrehierro
T_i	armónico i-ésimo del par electromagnético
ω_m	pulsación mecánica
α_m	fracción de arco polar cubierto por el imán
A_m	área transversal de imán
μ_{rec}	permeabilidad del imán en la región lineal de su característica B-H
L	longitud magnética del entrehierro
D	diámetro de entrehierro
P	número de pares de polos
h_s	altura de las ranuras de estator
r	cociente ancho de ranura/paso de diente
r_c	cociente ancho de culata/paso polar
q	número de ranuras por fase y polo
n_t	número de espiras por bobina
n_s	número de ranuras

B_{m-1}	primer armónico espacial del campo de entrehierro debido al imán
L_{m-fase}	inductancia mutua estator-rotor vista por una fase aislada
$L_{m-trifasica}$	inductancia mutua estator-rotor equivalente trifásica
j_{RMS}	valor eficaz de la densidad de corriente en el cobre
f	frecuencia eléctrica
k_p	ratio entre paso de bobina y paso polar
k_{EW}	ratio entre longitud de cabeza de bobina y paso de bobina
P	número de pares de polos

CONTENIDOS

1. LA CONVERSIÓN ELECTROMECAÁNICA DE BAJA VELOCIDAD.....	19
1.1. Energía mecánica-energía electromagnética	19
1.1.1. Justificación física.....	20
1.1.2. Conceptos empleados en convertidores electromecánicos	28
1.2. Dificultades técnicas derivadas de la baja velocidad.....	29
1.3. El contexto de esta Tesis.....	32
2. EL ACCIONAMIENTO DIRECTO EN LA GENERACIÓN RENOVABLE	34
2.1. Introducción.....	34
2.2. El accionamiento directo y la generación eólica.....	34
2.2.1. Accionamiento directo Vs. Caja multiplicadora.....	35
2.2.2. Configuración del sistema eléctrico	40
2.2.3. Excitación eléctrica Vs. Imanes permanentes	45
2.2.4. La fiabilidad y la disponibilidad en los sistemas de generación eólica .	48
2.2.5. El accionamiento directo en el sector eólico del año 2011	50
2.3. El accionamiento directo en los sistemas de generación con olas.....	60
2.3.1. Problemática existente.....	60
2.3.2. Soluciones implementadas	63
2.3.3. Aportación	65
2.4. Conclusiones	68
3. LAS MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES DESTINADAS A LA GENERACIÓN ELÉCTRICA RENOVABLE	69
3.1. Introducción.....	69
3.2. Topología del campo magnético	71
3.2.1. Máquinas de flujo radial	72
3.2.2. Máquinas de flujo axial.....	75
3.2.3. Máquinas de flujo transversal	78
3.3. Geometría del rotor en máquinas de imanes permanentes.....	82
3.3.1. Rotores de imanes superficiales.	82
3.3.2. Rotores de imanes insertados.	83
3.3.3. Rotores de imanes interiores.	85
3.3.4. Rotor de imanes superficiales con zapatas polares.....	86
3.3.5. Integración de los imanes en el rotor	87
3.4. Modos de operación de las máquinas de imanes permanentes.....	88
3.4.1. Según la distribución espacial de la fuerza magnetomotriz	88
3.4.2. Modo de operación en función del control de la corriente inyectada de una máquina de imanes permanentes con o sin saliencia.....	90
3.5. Aspectos de diseño críticos en las máquinas de imanes permanentes.	97
3.5.1. La eficiencia en la generación renovable de accionamiento directo.....	97
3.5.2. Desmagnetización irreversible en máquinas de imanes permanentes	103
3.5.3. Los pares pulsantes en las máquinas de imanes permanentes.	114

3.6.	Revisión de Modelos de máquinas de imanes permanentes.....	121
3.6.1.	Modelos de campo de entrehierro.....	121
3.6.2.	Modelos térmicos de las máquinas de imanes permanentes.....	135
3.7.	Los imanes permanentes.....	145
3.7.1.	Propiedades de los imanes.....	146
3.7.2.	Características de los diferentes materiales.....	148
3.7.3.	Fabricación de los imanes permanentes.....	150
3.7.4.	La tendencia de la industria en el uso de imanes.....	153
3.7.5.	Otros condicionantes.....	153
3.8.	Principios de diseño.....	161
3.9.	Conclusiones.....	163
	4. MODELO ANALÍTICO DE MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES	
	IMPLEMENTADO.....	164
4.1.	Introducción.....	164
4.2.	Variables y parámetros de diseño.....	165
4.3.	El modelo físico de la máquina.....	169
4.3.1.	Modelo de circuito magnético.....	170
4.3.2.	Modelo de campo de entrehierro en vacío.....	172
4.3.3.	Modelo de inductancias.....	175
4.3.4.	Modelo de par y densidad de esfuerzo.....	182
4.3.5.	Modelo de pérdidas en el cobre.....	184
4.3.6.	Modelo de pérdidas en el hierro.....	185
4.3.7.	Comprobación de desmagnetización.....	188
4.3.8.	El modelo térmico.....	190
4.4.	Conclusiones.....	194
	5. LAS HERRAMIENTAS DE ELEMENTOS FINITOS APLICADAS AL DISEÑO Y	
	ANÁLISIS DE MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES.....	195
5.1.	Introducción.....	195
5.2.	Cálculo electromagnético.....	196
5.2.1.	Cálculos generales.....	199
5.2.2.	Ensayos virtuales de la máquina.....	204
5.3.	Cálculo térmico.....	208
5.3.1.	Incertidumbre de los modelos térmicos.....	212
5.3.2.	Resultados a obtener de un modelo térmico.....	215
5.4.	Conclusiones.....	218
	6. PUNTO DE PARTIDA ANALÍTICO PARA EL DISEÑO DE MÁQUINAS DE BAJA	
	VELOCIDAD Y ALTO PAR.....	219
6.1.	Introducción.....	219
6.2.	La problemática.....	219
6.3.	Modelo físico de par.....	221
6.4.	Modelo de pérdidas en el cobre.....	228
6.5.	Cociente entre pérdidas y par.....	229
6.6.	Ejemplo de aplicación de la metodología.....	235

6.7.	Máquinas operando a través de un convertidor electrónico.....	237
6.8.	Conclusiones.....	237
7. METODOLOGÍA DE DISEÑO DE MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES CON CONSIDERACIÓN DE LA INCERTIDUMBRE EN EL COSTE DE LAS MATERIAS PRIMAS		239
7.1.	Introducción.....	239
7.2.	La problemática existente.....	240
7.3.	Definición y formulación del problema	242
7.3.1.	Definiciones	243
7.3.2.	Formulación matemática del problema.....	244
7.4.	Modelo físico y de costes	246
7.5.	Restricciones, función objetivo, y condiciones de contorno.....	250
7.5.1.	Restricciones	250
7.5.2.	Función objetivo	250
7.5.3.	Condiciones de contorno.....	251
7.6.	Optimización en el ambiente de incertidumbre base	252
7.7.	Optimización en el ambiente de incertidumbre alta.....	258
7.8.	Comparación entre los ambientes de incertidumbre considerados.....	262
7.9.	Análisis de una Función objetivo alternativa.....	264
7.10.	Conclusiones	266
8. EL PROTOTIPO CONSTRUIDO		268
8.1.	Introducción.....	268
8.2.	Caracterización de la Máquina.....	269
8.3.	Cálculos previos de funcionamiento.....	271
8.4.	Conclusiones	273
9. MEJORA DE PRESTACIONES DE MÁQUINAS DE IMANES SUPERFICIALES MEDIANTE EL USO DE POSTIZOS INTERPOLARES		274
9.1.	Introducción.....	274
9.2.	Saliencia: par de reluctancia y debilitamiento de campo	275
9.3.	La problemática en la generación renovable.....	277
9.3.1.	Aprovechamiento del imán.....	278
9.3.2.	Efecto de las dimensiones del imán en el coste de la energía de un sistema de generación renovable	279
9.4.	Solución aportada.....	281
9.5.	Materiales aplicables y sus características	284
9.5.1.	Sinterizados	287
9.5.2.	Compuestos Magnéticos blandos	287
9.6.	Cálculos mediante elementos finitos.....	288
9.6.1.	El modelo.....	289
9.6.2.	Pérdidas en el rotor.....	291
9.6.3.	Eficiencia de las distintas configuraciones.....	295
9.7.	Ensayos	298
9.7.1.	Ensayo Conjunto Máquina-Convertidor	299

9.7.2. Ensayos con filtro LC.....	302
9.8. Verificación de resultados	305
9.9. Conclusiones	307
10. APORTACIONES, CONCLUSIONES GENERALES, Y FUTUROS DESARROLLOS	309
11. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	316

SINOPSIS

La presente tesis estudia, analiza y explora la problemática de la conversión electromecánica a baja velocidad y propone soluciones para mejorarla en términos de prestaciones y coste. La baja velocidad es una característica común de la mayor parte de sistemas de conversión de fuentes renovables. Dicha baja velocidad se debe a la manera en que se establece la interacción entre la fuente y el sistema de generación. Se aborda la problemática del accionamiento directo entre el absorbedor y el generador eléctrico en los casos de energía eólica y energía con olas. A continuación se profundiza en las máquinas de imanes permanentes, las cuales son de gran interés en este caso por las prestaciones que permiten en términos de eficiencia y densidad de potencia. Se presentan los modelos físicos empleados y en base a ellos se proponen metodologías de diseño, una de las cuales maximiza el par en relación a las pérdidas, y otra que minimiza el efecto de la incertidumbre existente sobre el precio de los imanes permanentes, problemática enorme en el caso de las tierras raras. Adicionalmente, y como contribución a la técnica más importante de esta tesis, se propone y justifica el uso en aplicaciones de accionamiento directo de una configuración de máquina que mejora las características de las ya existentes.

ABSTRACT

This thesis studies, analyzes, and explores the issue of the mechano-electric energy conversion at low speed and proposes ways to improve it in terms of both performance and cost. Low speed is a common characteristic for most of the renewable-based energy converters. Such low speed is due to the way in which the interaction between the energetic source and the generation system is set up. Those topics related with the use of direct drive are afforded for wind and wave energy converters. After that, the text gets deeper into the field of permanent magnet machines, of great interest in this case due to the high efficiency and power density achievable with this technology. The physical models used are introduced, and subsequently applied to develop design methodologies, one of them maximizing the torque-losses ratio, the other minimizing the effect of the impossible to deem future cost of permanent magnets, what is of utmost relevance for rare earth magnets based electrical machines. In addition, as a contribution to the current state of the art, a new configuration is proposed and justified for its use in direct drive applications, improving the performance of surface magnet machines.

1. LA CONVERSIÓN ELECTROMECAÁNICA DE BAJA VELOCIDAD

El propósito general de esta Tesis es estudiar las mejores alternativas para la conversión de energía mecánica en eléctrica en condiciones de baja velocidad. En las siguientes páginas, a modo de introducción al trabajo en asuntos más específicos que se ha realizado y que se expone en capítulos sucesivos, se describe de una forma más amplia la problemática de la conversión cuando las velocidades de los convertidores son bajas, tratando de generalizar sobre los conceptos que rigen dicha conversión de energía.

En primer lugar se centra y justifica físicamente el fenómeno de la conversión de energía eléctrica en mecánica, para posteriormente analizar las implicaciones de dicho proceso en el caso de que se realice a baja velocidad.

1.1. ENERGÍA MECÁNICA-ENERGÍA ELECTROMAGNÉTICA

En cada instante en el universo se convierte energía mecánica en eléctrica. Sin pretensión de entrar en consideraciones sobre la diferencia entre un tipo de energía y otra, que, sin duda, cuanto más se profundice sobre la estructura del universo y de lo que lo compone menor es, se producen a todos los niveles procesos en los que la energía cinética de una masa pasa a ser, con una cadena de conversiones más o menos compleja, energía eléctrica.

Esto ocurre en la naturaleza, a escalas que van desde las de los fenómenos magnetohidrodinámicos en el plasma del seno del cercano sol, o incluso mayores, hasta dimensiones tan reducidas como la emisión de radiación de una partícula cargada, parte del viento solar, al llegar a la atmósfera terrestre.

También ocurre de forma artificial y controlada por el ser humano, tanto en el entrehierro de una máquina eléctrica de varios centenares de toneladas como en el interior de una cavidad de radiofrecuencia de un acelerador de partículas, por cierto ambas regidas por dinámicas matemáticamente muy parecidas, para placer intelectual del que escribe.

Y todo, a la postre, puede explicarse en base a las conocidas como leyes de Maxwell, que éste inicialmente formuló a lo largo de su vida, que fundamentan finalmente todo el trabajo que aquí se ha realizado. Por supuesto hubo muchas otras aportaciones al electromagnetismo que, basadas en dichas leyes, y sin nunca contradecirlas, han sido claves para entender una naturaleza compleja en base a unas leyes aparentemente tan simples.

A diario pasan por nuestras manos innumerables dispositivos que convierten energía mecánica en eléctrica o viceversa. En las próximas páginas se trata de justificar la posibilidad de dicho intercambio, explicar sus características principales, los conceptos de los que se hace uso, y las dificultades técnicas asociadas.

1.1.1. Justificación física

Ya sea a escala microscópica o macroscópica, la transferencia de energía que involucra, en al menos una parte del proceso, energía mecánica se basa en la realización de un trabajo. De hecho, considerando la energía como la capacidad de realizar un trabajo, la transferencia de energía de un elemento A a un elemento B es exactamente la transferencia de la capacidad de realizar un trabajo de A a B . Esto es, A realiza un trabajo sobre B , y el segundo pasa a ser capaz de realizarlo sobre un tercero. Cuando la forma en que A y B tienen capacidad para realizar un trabajo es distinta, significa que ha ocurrido una transformación o conversión energética. En el caso de una máquina eléctrica, dicha conversión es de energía eléctrica y magnética a mecánica o de mecánica a magnética y eléctrica.

Cuando una de las componentes de la energía en conversión es mecánica tiene aplicación el trabajo mecánico definido por:

$$(Eq. 1) \quad W = \int_a^b \vec{F} \cdot d\vec{s}$$

que representa el producto escalar de la fuerza F a lo largo de una trayectoria, desde un punto inicial a hasta un punto final b , con el vector unitario tangente a la trayectoria seguida.

En caso de que no sólo sea importante la energía transferida sino su tasa temporal, el trabajo realizado por unidad de tiempo, que en cada instante es la potencia, viene dado por:

$$(Eq. 2) \quad P(t) = \vec{F} \cdot \vec{v}$$

Se puede ver por tanto que hay dos términos involucrados en la transferencia de energía, estos son la fuerza y la velocidad. Cuando esta descripción microscópica se extiende a dimensiones macroscópicas integradas, esta fuerza puede expresarse en forma de fuerza o en forma de momento, y la velocidad como lineal o rotacional, pero no dejan de ser magnitudes integradas de un fenómeno microscópico.

Se requiere, por tanto, para convertir energía mecánica en eléctrica, una fuerza, justificada como el efecto de un campo sobre un cuerpo, y un movimiento relativo. Para que la fuerza integrada sea de consideración, la distancia entre el cuerpo que genera el campo y el que al percibirlo reacciona ha de ser pequeña, puesto que es muy costoso generar campos electromagnéticos intensos. Además, los movimientos de un cuerpo respecto a otro han de ser compatibles con las restricciones físicas del dispositivo, lo cual posibilita que exista dicha conversión de energía de manera estable. Por esto se llega a configurar las máquinas eléctricas con un espacio pequeño entre los cuerpos que intercambian energía, y en ellas, invariablemente, se emplea un

movimiento con única componente de velocidad relativa entre ambos cuerpos tangencial a la superficie que define el espacio entre ellos o entrehierro.

En una máquina eléctrica, ya trabaje como motor o generador, no es necesario que la potencia intercambiada sea siempre de un mismo signo, pero sí que lo sea su valor medio en el tiempo. Así ocurre por ejemplo en las máquinas de movimiento alternante, ya sean rotativas o lineales. En ellas la velocidad relativa entre un cuerpo y otro tiene sentido cambiante, si bien también lo tiene la magnitud integrada correspondiente del par o la fuerza, y el desfase adecuado condiciona el valor medio de la potencia convertida. Así ocurre por ejemplo en algunos sistemas de generación renovable basados en el oleaje marino.

1.1.1.1. La fuerza

La realización de fuerza en el campo del electromagnetismo queda justificada en última instancia por la llamada fuerza de Lorentz que sufren las partículas cargadas por el mero hecho de estar en el seno de un campo eléctrico o por el de moverse en un campo magnético. Pero el paso de lo no sólo microscópico sino particular (en el sentido de aquello referido a una partícula elemental) a lo macroscópico no es sencillo. Generalmente se pasa del dominio de lo particular al dominio de lo continuo, en el que impera una representación en forma diferencial de la física, y luego a su forma integral, que coincide con la macroscópica. En esa línea, con objeto de proveer de una herramienta de análisis microscópica pero asociada a un medio continuo, se emplea el tensor de tensiones de Maxwell. Este tensor caracteriza el estado de tensiones electromagnéticas en cualquier punto del medio, exactamente igual que un tensor de tensiones mecánicas lo hace con el esfuerzo mecánico. Y también de la misma manera el estado tensorial puede referirse a una superficie, respecto de la cual expresa el flujo de esfuerzo. Dicha superficie queda caracterizada por un vector asociado a ésta, cuya dirección es perpendicular a la superficie.

El tensor de Maxwell en el aire se puede expresar en un sistema de referencia ortogonal (x,y,z) de la siguiente manera:

$$(Eq. 3) \quad \begin{pmatrix} \frac{B_x^2}{2\mu_0} & H_x B_y & H_x B_z \\ H_y B_x & \frac{B_y^2}{2\mu_0} & H_y B_z \\ H_z B_x & H_z B_y & \frac{B_z^2}{2\mu_0} \end{pmatrix}$$

Este tensor multiplicado por el vector unitario normal al elemento de superficie al través del que se quiere calcular el flujo de esfuerzo da la densidad de dicho flujo de esfuerzo. Este flujo de esfuerzo se puede descomponer en una componente normal a la superficie y dos cortantes.

En este caso el flujo de esfuerzo de interés es el que aparece a través del entrehierro. Considerando el entrehierro confinado en una superficie definida por $y \equiv cte$, el flujo de esfuerzo a través de un elemento de superficie será el dado por:

$$(Eq. 4) \quad \left(H_x B_y, \frac{B_y^2}{2\mu_0}, H_z B_y \right)$$

Como se ha comentado anteriormente, es preciso para la transferencia de energía no sólo la presencia de un esfuerzo, sino la de movimiento relativo entre dos cuerpos. Para que dicho movimiento sea compatible con las restricciones físicas, y además se mantenga un entrehierro pequeño para así trabajar con campos intensos, ha de ser en dirección x o en dirección z , siendo por tanto el vector velocidad el dado por:

$$(Eq. 5) \quad (v_x, 0, 0)$$

El producto vectorial de los vectores velocidad y esfuerzo es el que, en este caso por unidad de superficie, proporciona la potencia transferida a través del elemento de superficie, que es:

$$(Eq. 6) \quad H_x B_y \cdot v_x$$

Por tanto, de los términos del vector de esfuerzos dado por (Eq. 4) se puede decir lo siguiente:

- El primero de ellos es la densidad de fuerza útil de arrastre. Si existe un movimiento relativo de una parte respecto de otra con una componente paralela a esta fuerza habrá transmisión de energía. Como se puede ver, el esfuerzo útil en dirección x depende del valor del campo en dirección x e y . Eso significa que si se recorre el entrehierro en dirección x la densidad del flujo de esfuerzo en esa dirección cruza el entrehierro cuando las líneas de campo son oblicuas, y que campos puramente perpendiculares al entrehierro no generan fuerza. Esto se puede ver en la Figura 1, extraída de [Pinilla, 2007b]. Un análisis más detallado sobre el flujo de esfuerzo, que lleva a conclusiones similares a las que aquí se presentan, puede verse en [Zhu, 2007]
- El segundo de ellos es la llamada presión magnética. Es la componente normal al entrehierro. Es importante, sobre todo, para dimensionar el sistema rodante de la máquina. En el caso de las máquinas rotativas, la existencia de una presión magnética distribuida de manera asimétrica a lo largo del entrehierro generará esfuerzos de componente radial, que pueden ser especialmente importantes en máquinas de gran tamaño; dicha asimetría ha de mitigarse tanto como sea posible, más cuanto más dañino sea su efecto [McDonald, 2007]. En máquinas lineales, y salvo que la máquina disponga de un número par de entrehierros, será responsable de una carga siempre existente sobre el sistema de rodadura, contribuyendo al desgaste de éste.
- El tercero de ellos es la componente de fuerza transversal. Tiene lugar en los extremos de la máquina y está asociada a los efectos de borde. Puesto que no hay un movimiento relativo sostenido en dicha dirección no tiene contribución alguna en términos de energía.

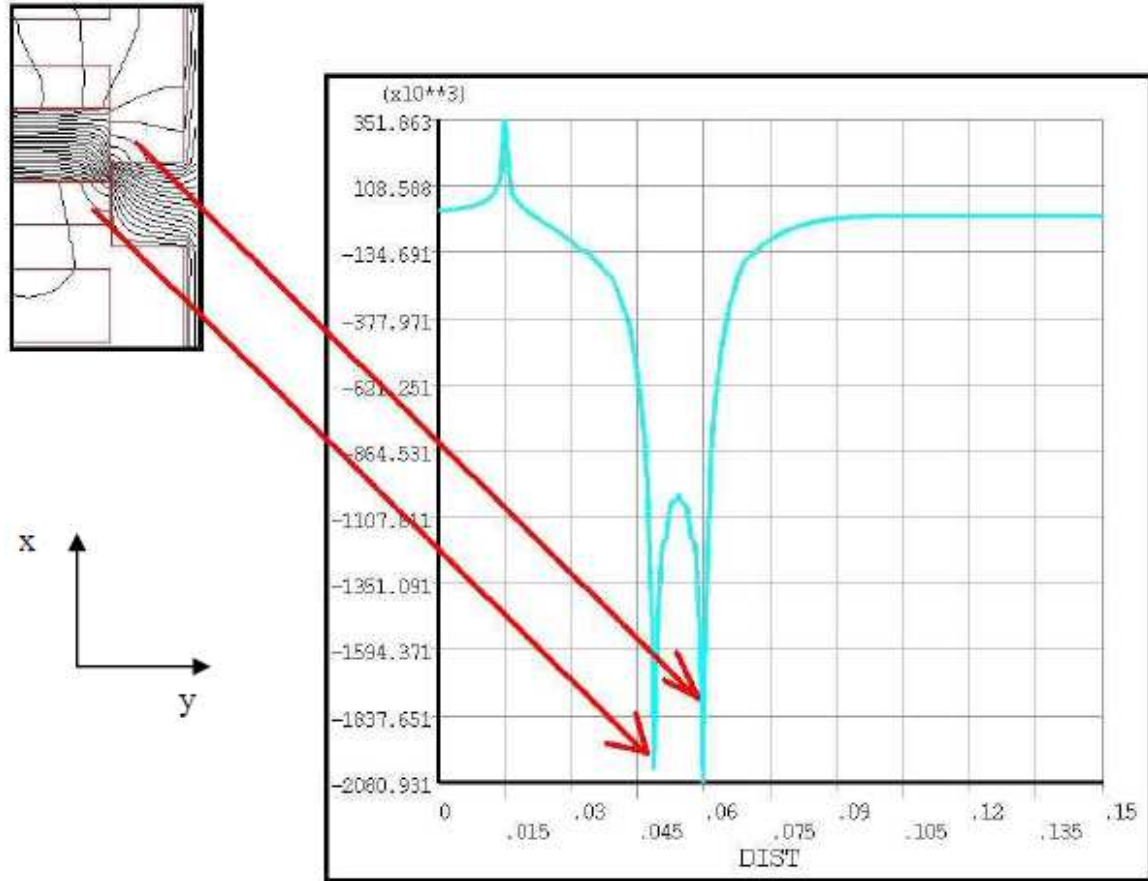


Figura 1. Ejemplo bidimensional del valor de la componente del flujo de esfuerzo en dirección x a lo largo de un camino de coordenada $y \equiv cte$. En la gráfica superior se pueden ver los dientes desalineados de una máquina de reluctancia y las líneas de campo. Como se puede ver, donde las líneas de campo son oblicuas la densidad de esfuerzo es mayor, reduciéndose donde no lo son, como ocurre en la región en que los dientes están enfrentados.

De las tres componentes, la segunda, la conocida como presión magnética, es la de mayor importancia, estando un orden de magnitud por encima de las otras [Mueller, 2009]. Lamentablemente esta componente sólo es importante cuando los entrehierros son pequeños, lo cual está reñido con la existencia de un movimiento sostenido en la dirección del esfuerzo, por lo que no puede ser empleada de forma sostenida para la conversión de energía mecánica en eléctrica y magnética o viceversa.

1.1.1.2. La Energía

La relación (Eq. 2) parte de la física más elemental, y su conjunción con la relación (Eq. 4) da lugar a la relación (Eq. 6), proporcionando así una expresión que cuantifica el intercambio electromagnético de energía. Es posible llegar a la misma conclusión a

partir de únicamente las leyes del electromagnetismo, analizando el flujo de energía en el entrehierro a través del vector de Poynting. Aunque esta no es una técnica de habitual uso en el campo de las máquinas eléctricas, no por ello tiene menos validez.

Para atacar el problema de una forma muy simplificada, se considera un sistema de referencia móvil xyz' , respecto del cual no existe campo eléctrico, y respecto del cual el campo magnético es constante:

$$(Eq. 7) \quad \vec{E}' = 0$$

$$(Eq. 8) \quad \vec{B}' \equiv cte$$

Dicho sistema se mueve respecto de otro sistema xyz , considerado fijo, con una velocidad relativa al anterior dada por

$$(Eq. 9) \quad \vec{u} = (u_x, 0, 0)$$

Siendo el medio el vacío, los campos eléctrico y magnético vistos por el sistema de referencia fijo serán [Purcell, 1985]:

$$(Eq. 10) \quad \vec{E} = \vec{E}' - \vec{u} \times \vec{B}'$$

$$(Eq. 11) \quad \vec{H} = \vec{H}' + \vec{u} \times \vec{D}'$$

El flujo de energía, dado por el vector de Poynting, expresado en referencia al sistema fijo, viene dado por:

$$(Eq. 12) \quad \vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$$

Considerando además que en el vacío

$$(Eq. 13) \quad \vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H}$$

$$(Eq. 14) \quad \vec{D} = \epsilon_0 \cdot \vec{E}$$

Se llega a que

(Eq. 15)

$$\vec{S} = (-\vec{u} \times \vec{B}') \times \vec{H}' = (u_x \cdot B'_y \cdot H'_y + u_x \cdot B'_z \cdot H'_z, u_x \cdot B'_y \cdot H'_x, -u_z \cdot B'_z \cdot H'_x)$$

Lo cual representa la energía electromagnética intercambiada por unidad de superficie. Como se comentó previamente, una velocidad relativa de componente x es compatible de manera sostenida con un entrehierro definido por $y \equiv cte$. La energía electromagnética intercambiada en la máquina será la integral del vector de Poynting sobre una superficie que delimite a un volumen que contenga a una de las partes de la máquina y no a la otra, esto es, la integral extendida al entrehierro tal y como se muestra en (Eq. 16)

(Eq. 16)

$$\oiint_{airgap} \vec{S} \cdot d\vec{s}$$

El vector asociado a la superficie será

(Eq. 17)

$$d\vec{s} = (0, ds, 0)$$

donde ds es un diferencial de área, quedando por tanto la energía intercambiada en el entrehierro como

(Eq. 18)

$$\oiint u_x \cdot B'_y \cdot H'_x \cdot ds$$

resultado perfectamente compatible con el dado por (Eq. 6). Un desarrollo mucho más detallado puede verse en [Mukerji, 2004], donde se justifica la conversión de energía eléctrica y magnética en mecánica de una manera mucho más profunda y general, desarrollando un planteamiento similar basado en ecuaciones menos simplificadas que las aquí empleadas, para posteriormente desglosar los términos del vector de Poynting y asociar a cada uno de ellos a los distintos efectos físicos que justifican la conversión de energía electromagnética en mecánica. El mismo resultado

al obtenido en (Eq. 18) pudiera haberse encontrado en referencia al sistema fijo, respecto del cual las hipótesis dadas por (Eq. 7) y (Eq. 8) no hubieran sido ciertas, por lo que resulta menos cómodo y más complejo llegar al mismo punto.

1.1.2. Conceptos empleados en convertidores electromecánicos

Entre las máquinas eléctricas son varios los conceptos empleados con el fin de convertir energía electromagnética en mecánica o viceversa. Los más importantes, en el sentido de que se hace uso de ellos más habitualmente, se presentan a continuación.

1.1.2.1. Campo activo Vs Campo activo

En este caso existen dos fuentes activas de campo que interactúan la una con la otra. Los campos tienden a sincronizarse en el tiempo y en el espacio, siendo ésta la manera de que haya una transferencia de energía neta. Los campos pueden ser síncronos respecto de una de las fuentes, respecto de la otra, o respecto de ninguna, pero nunca respecto de las dos, y en cualquier caso debe haber movimiento relativo entre las fuentes. Las fuentes de campo pueden estar basadas en la circulación de un sistema de corrientes o en una magnetización permanente, en el caso de que el campo sea síncrono respecto de la fuente que lo crea, o únicamente en un sistema de corrientes si el campo no es síncrono respecto de dicha fuente. Además es preciso que la interacción de ambos campos sea capaz de transmitir energía, para lo cual han de estar adecuadamente desfasados en el espacio y el tiempo. Entre estas máquinas se encuentran las síncronas de excitación eléctrica, las de imanes permanentes, y las doblemente alimentadas operadas fuera de sincronismo.

1.1.2.2. Campo activo Vs Campo pasivo

Existe una fuente activa de campo y una fuente pasiva que en función de la fuerza electromotriz inducida por el campo creado por la fuente activa crea un campo que interactúa con el de la fuente activa. La fuente pasiva es la asociada a las corrientes

inducidas que aparecen por la variación del campo creado por la fuente activa. Por tanto es requisito que la fuente activa cree un campo no síncrono con la fuente pasiva para que la conversión de energía tenga lugar. Además, es necesario que la interacción del campo creado por la fuente pasiva con el campo creado por la fuente activa sea capaz de transmitir energía a través del entrehierro, para lo cual, al igual que en el caso anterior debe existir un desfase espacial y temporal de ambos campos que lo permita, lo cual requiere disipación de energía en la fuente pasiva. En este grupo se encuentran enmarcadas las máquinas de inducción.

1.1.2.3. Campo activo Vs Estructura reluctante

En este caso existe una fuente activa de campo y una estructura que en función de su posición facilita la circulación de dicho campo. La fuente ha de generar un campo no síncrono consigo misma, y por tanto ha de estar constituida por un sistema de corrientes. La estructura ha de presentar una periodicidad compatible con la del campo, deseablemente la misma, aunque pudiera no serlo. Se genera por siempre que la fuente de campo perciba cambios de reluctancia en su circuito magnético asociados a la posición de la parte móvil con respecto a la fija. Basado en este concepto funcionan las máquinas de reluctancia, en sus distintas variantes.

1.2. DIFICULTADES TÉCNICAS DERIVADAS DE LA BAJA VELOCIDAD

Como se puede apreciar en el apartado precedente, la velocidad es condicionante clave del intercambio de potencia entre un cuerpo y un campo. Una misma potencia puede ser intercambiada en base a distintas combinaciones de velocidad y esfuerzo. Si la velocidad a priori no es un condicionante para esto, el esfuerzo sí que se convierte en tal cosa, puesto que depende de la creación de al menos un campo, lo cual presenta implicaciones de tipo energético.

Al estar asociado el campo al esfuerzo, las dimensiones de cualquier dispositivo no están en primera aproximación ligadas a la potencia que convierte, sino al esfuerzo que desarrolla en su entrehierro.

Desafortunadamente la conversión de energía no se rige por los parámetros que más interesan a la máquina eléctrica, sino a los marcados por las condiciones de contorno que ésta percibe del sistema en que se embebe. De esta manera, y pensando en la generación de energía eléctrica, puede pensarse en fuentes de energía mecánica de distintas calidades, asociadas éstas a la densidad del recurso energético. Por ejemplo:

- El recurso eólico, asociado casi exclusivamente a la energía cinética del aire atmosférico, es de una densidad energética muy baja, dado que tanto la densidad volumétrica del fluido como las velocidades características son bajas. Eso hace que se requieran enormes absorbedores para potencias muy modestas. Como las velocidades características son reducidas, también lo son las velocidades de los absorbedores.
- El recurso de la energía de las olas, asociado a la energía cinética y potencial de un medio considerablemente más denso que el aire pero con velocidades características considerablemente más bajas, requiere en principio de absorbedores de menor tamaño expuesto al recurso que en el caso eólico, si bien se accionan con velocidades características incluso menores.
- El recurso de una planta térmica convencional, ya sea un ciclo termodinámico abierto o cerrado, con o sin condensación, y cualquiera que sea la fuente de calor, es de mucha más densidad que los anteriores. La energía térmica y cinética de los fluidos son mucho mayores. Las velocidades características son muy elevadas. Esto permite tener absorbedores mucho más reducidos en tamaño, con velocidades características mucho más elevadas.

- El recurso energético de un salto de agua, en función de la magnitud de dicho salto, está asociado a densidades de energía portadas por el fluido muy cambiantes (en función de la magnitud de dicho salto). Por eso los absorbedores tienen configuraciones tan diferentes y están asociados a velocidades de fluido tan distintas.

No es por tanto importante sólo el recurso, sino la calidad de éste. Recursos de alta calidad son fácil y eficientemente convertidos en energía eléctrica, puesto que pueden accionar directamente máquinas eléctricas rápidas para convertir la energía mecánica en eléctrica. Los recursos de baja calidad por el contrario suelen presentar sistemas de conversión mecánica que adecuan el movimiento del absorbedor a uno más rápido para accionar así el sistema de conversión mecano-eléctrico, con todos los problemas que esto lleva asociado de fiabilidad, coste, y eficiencia. De otro modo, como también se hace, se acciona directamente el convertidor mecano-eléctrico, cosa que resulta en un convertidor caro y con tendencia a la baja eficiencia.

¿Porqué tendencia a la baja eficiencia? Porque en cualquiera, sea cual sea el concepto empleado para la conversión electromecánica, es preciso la creación de un campo no síncrono con su fuente. Eso sólo puede hacerse a partir de un sistema de corrientes. La conversión de energía está ligada tanto al nivel de campo creado como al tamaño del entrehierro en el cual se crea ese campo, a través del que fluye la energía electromagnética. La extracción de potencia del recurso renovable de baja calidad es a baja velocidad, y por tanto requiere esfuerzos integrados grandes, ya sean fuerzas o pares. Por tanto se hace necesario que la fuente de campo basada en un sistema de corrientes sea capaz de generar dicho campo de forma intensa y/o distribuido a lo largo y ancho de un entrehierro extenso. Y esa fuente de campo tiene asociadas pérdidas por efecto Joule, puesto que no es posible configurarla de otra manera que con corrientes al requerirse generar un campo no síncrono respecto de la fuente, las cuales son mayores cuanto mayor es el campo que ha de crear o cuando mayor es el volumen en el que hay que crear dicho campo.

De forma distinta, en convertidores electromecánicos operando a velocidades mayores, no se requiere hacer crecer en tanta medida el campo o la superficie de intercambio, dado que el término de velocidad es de por sí alto. Por ello, estas máquinas requieren fuentes de campo más reducidas, que presentan pérdidas por efecto Joule más reducidas en general. Y eso significa que tienen tendencia a ser más eficientes.

En ambos casos es una tendencia, y está condicionado por el volumen de conductor empleado para conducir la corriente que crea el campo, y por el valor de la corriente misma. Un mismo concepto empleado para la conversión electromecánica puede implementarse con muy distintas eficiencias en base a cómo se configuren las fuentes de campo y en base a muchos otros detalles de implementación, si bien también hay unos conceptos más favorables que otros, en cuanto a eficiencia, y en cuanto a otros aspectos. Así por ejemplo, los convertidores con dos fuentes de campo activas en las que una de ellas genera un campo síncrono con la propia fuente, pueden implementarse mediante imanes permanentes, que, a diferencia de las fuentes de campo basadas en corrientes, no presenta pérdidas por efecto Joule. Eso permite mejorar la eficiencia en la conversión de energía respecto a otros conceptos empleados.

Es por esto que, estando las aplicaciones de baja velocidad de la conversión electromecánica penadas de manera muy importante por la irreversibilidad, es de mucho interés, más que en el caso de aplicaciones de alta velocidad, el uso de imanes permanentes como fuente de campo magnético.

1.3. EL CONTEXTO DE ESTA TESIS

Considerando lo anterior, este texto comienza analizando la conversión de energía de origen renovable en energía eléctrica, en aquellas aplicaciones en las que la fuente primaria de energía conlleva velocidades bajas. Estas fuentes son la energía eólica y las

olas, y se comparan las distintas maneras de configurar un sistema de conversión, y cómo el uso de la conversión mediante un sistema directamente accionado por la fuente primaria de energía puede contribuir a una mejora del comportamiento global del sistema. A continuación, y considerando las máquinas de imanes permanentes como las de mayor interés para realizar esto, se presenta con detalle el estado de la técnica actual para el diseño y construcción de este tipo de máquinas. Posteriormente se da paso a los desarrollos analíticos, aplicación de métodos numéricos, y al trabajo experimental, tratando todo ello de aportar nuevas soluciones para mejorar la conversión electromecánica de baja velocidad.

2. EL ACCIONAMIENTO DIRECTO EN LA GENERACIÓN RENOVABLE

2.1. INTRODUCCIÓN

El empleo de generadores eléctricos directamente accionados es una opción en algunos sistemas de generación renovable que cada día se considera de mayor interés. Dos son las fuentes de energía para cuya extracción se analiza el accionamiento directo, la eólica, encontrándose la tecnología para su conversión en plena madurez, y las olas, caso en el cual la tecnología de conversión está en desarrollo. Ambos casos quedan enmarcados dentro de esta Tesis en tanto que son fuentes renovables y que requieren convertir energía mecánica en eléctrica con bajas velocidades de funcionamiento. Las aportaciones son realizadas son aplicables a la generación de accionamiento directo tanto de un caso como del otro.

2.2. EL ACCIONAMIENTO DIRECTO Y LA GENERACIÓN EÓLICA

A continuación se realiza un análisis y una comparación entre las diferentes opciones de configuración de una turbina eólica. Dicho análisis considera el uso de multiplicadora, convertidor de distintas potencias, y unos y otros tipos de máquina eléctrica, hasta llegar a seleccionar una topología de accionamiento directo con imanes permanentes como una apropiada, quizás más que las demás, de entre todas las analizadas.

Los dos primeros puntos de evaluación se centran en aspectos básicos y de amplio debate en la actualidad eólica como son la configuración del tren de potencia

(accionamiento directo o utilización de una multiplicadora) y la configuración del sistema eléctrico, fundamentalmente del convertidor (máquina doblemente alimentada con convertidor de una parte de la potencia o máquina alimentada por un convertidor de toda la potencia del aerogenerador). Un análisis conjunto de interés es el realizado por [Grauers, 1996b]

El tercer punto de evaluación surge de las elecciones realizadas en los dos primeros y se centra en el sistema de excitación de un generador síncrono conectado a un convertidor electrónico de potencia plena, que debate entre la opción de excitación eléctrica y la excitación por imanes permanentes.

Por último, se presenta información sobre los sistemas de accionamiento directo que actualmente tienen relevancia en el sector eólico.

2.2.1. Accionamiento directo Vs. Caja multiplicadora

La elección del uso de una máquina de accionamiento directo (Figura 2) frente al de una máquina dimensionada para trabajar a mayores velocidades y menores pares, accionada a través de una caja multiplicadora (Figura 3), es una cuestión de suma importancia.

El coste, el peso y el comportamiento de la máquina eléctrica destinada al accionamiento directo frente al coste, peso y comportamiento del conjunto máquina-multiplicadora determina si el uso de uno u otro es más favorable en cada aplicación. La opción mejor es diferente en función del tamaño del aerogenerador.

Se ha estudiado intensamente la selección de una configuración óptima del tren de potencia analizándose las ventajas e inconvenientes de cada una de las opciones que proponen los diferentes fabricantes, no sólo las configuraciones convencional y de acoplamiento directo, sino también otras en las que se utilizan generadores de velocidad media y con multiplicadoras de menos etapas.

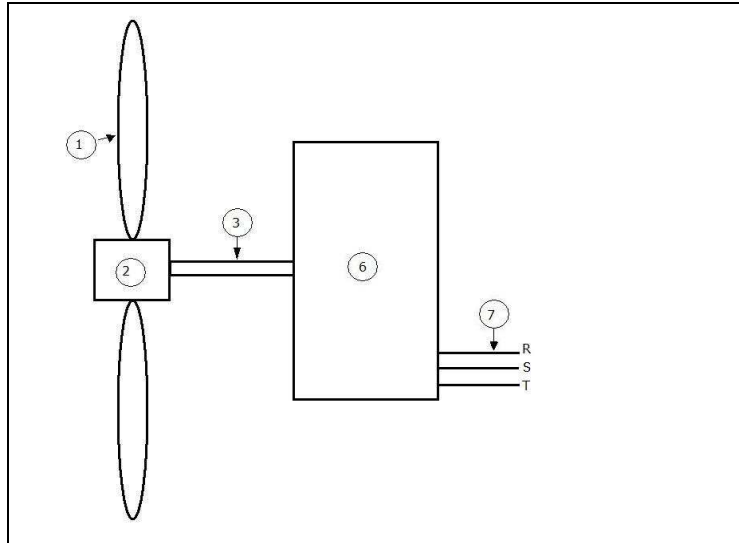


Figura 2. Esquema con la disposición de una máquina de accionamiento directo, con el generador directamente acoplado al eje lento de la turbina (1-palas, 2-buje, 3-eje lento, 6-máquina eléctrica, 7-terminales eléctricos).

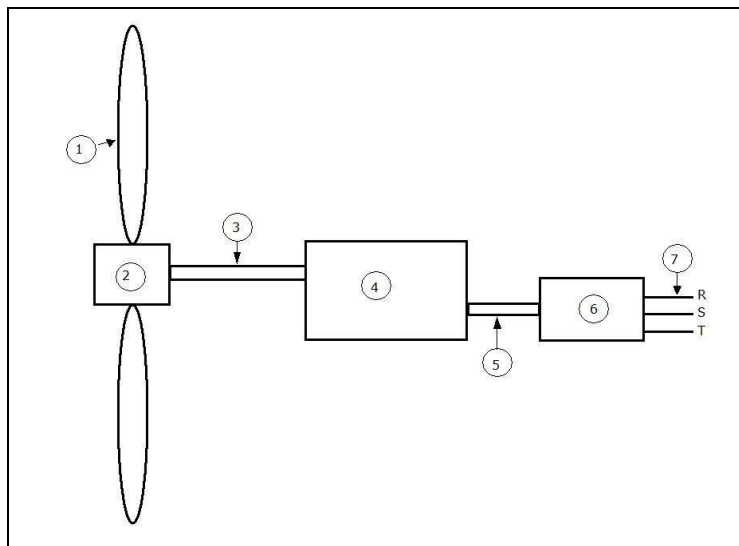


Figura 3. Esquema de la disposición típica de una máquina con multiplicadora y generador de alta velocidad (1-palas, 2-buje, 3-eje lento, 4-caja multiplicadora, 5-eje rápido, 6-máquina eléctrica, 7-terminales eléctricos).

El objetivo principal en las configuraciones de accionamiento directo es la eliminación de la multiplicadora, elemento causante de una parte importante de las pérdidas de producción debidas a indisponibilidad por fallos (no tanto por número como por la gravedad y duración de las reparaciones). Además de esto, la reducción

del número de elementos en movimiento dentro del sistema, que además trabajan a velocidades más reducidas, consigue una mayor fiabilidad de los componentes mecánicos, proveyendo por otra parte de más carga y responsabilidad a los componentes eléctricos del aerogenerador, especialmente al generador pero también al convertidor, presentando éstos mayores tasas de fallo en los casos de accionamiento directo [Tavner, 2006].

Como se ha comentado en la introducción de esta Tesis, el diseño de una máquina de accionamiento directo está altamente condicionado por la baja velocidad de rotación, que implica un valor de par a desarrollar muy alto, comparado con el de máquinas de similar potencia pero mayor velocidad. Para alcanzar este requisito de par con la mayor eficiencia y menor peso posible (y por tanto coste), se tiende a hacer máquinas de gran diámetro, capaces de aprovechar mejor el esfuerzo cortante electromagnético en el entrehierro de la máquina para generar par, y que presenten un alto valor de densidad, tanto volumétrica como másica, de par. Estas máquinas de gran diámetro son mecánicamente factibles dadas las bajas velocidades de trabajo, aunque no por ello sencillas de integrar desde un punto de vista estructural en el aerogenerador. Además, dichas máquinas suelen ser de muchos pares de polos; dicha elección no está condicionada tanto por la frecuencia eléctrica de trabajo, que puede ser casi libremente elegida en tanto en cuanto el convertidor es de potencia plena, sino por el ahorro de acero magnético por la reducción de la sección requerida para las culatas de retorno de los circuitos magnéticos, y de cobre al reducirse la cantidad de éste involucrada en las cabezas de bobina. Esto lleva a que el tamaño, peso y coste de los generadores de accionamiento directo sean mucho mayores que los usados con multiplicadora y que en este punto la aplicación de acoplamiento directo se encuentre en desventaja respecto a aquellas opciones con multiplicadora.

Si se considera de manera conjunta el generador y la multiplicadora y se compara con un generador de accionamiento directo en cuanto a peso y coste total del tren de potencia, no existe unanimidad total sobre cuál de ellas tiene ventaja.

En algunas referencias [Bywaters, 2007][Bywaters, 2004] puede encontrarse información sobre comparación de diseños con resultados favorables al acoplamiento directo, mientras que en otras publicaciones [Wpmonthly, 2008][Larsen, 2008] se menciona que son como mucho similares o con ligera ventaja de la topología tradicional, y en algunos casos una intermedia que emplea una caja multiplicadora con una relación de conversión menor y un generador de media velocidad.

Parece que en las máquinas construidas hasta la fecha, la opción de acoplamiento directo ha resultado algo más cara y pesada que la correspondiente con multiplicadora y generador, pero hay proyecciones sobre ese punto que indican que con la evolución de las máquinas de acoplamiento directo, esto puede llegar a cambiar. Por otro lado, hay que asumir que el hecho de tener una máquina funcionando a baja velocidad, y dado que la capacidad de desarrollar un par está íntimamente relacionada la carga de corriente, la cual condiciona las pérdidas en el cobre, lleva a máquinas de menores eficiencias o a un mayor contenido en cobre para reducir las pérdidas, lo que penaliza el peso y coste, que una máquina rápida de la misma potencia. Naturalmente, el tipo de máquina empleada en el accionamiento condiciona las características de operación, como la eficiencia [Bang, 2008]. El peso puede suponer un problema, si bien se proponen soluciones a futuro que pasan por diseños innovadores [Mueller, 2009].

En cualquier caso, en el sistema total, dicha posible menor eficiencia del generador es compensada al menos en parte por la eliminación de la multiplicadora y sus pérdidas mecánicas, lo que hace de la opción de acoplamiento directo una elección con mayor potencial.

En cuanto a la experiencia de mantenimiento con ambas configuraciones, los resultados hasta la fecha no son concluyentes ya que las pérdidas de producción debidas a los problemas en la multiplicadora se compensan en parte con los problemas añadidos a los componentes del sistema eléctrico, como se comentaba anteriormente. Sin embargo, sí es claro que el potencial de la opción de acoplamiento directo en este punto es mayor. Mientras en el caso de la multiplicadora el diseño

muestra una madurez notable, con una tasa de fallos que es similar a las aplicaciones industriales, en el caso del generador y el convertidor hay un amplio margen de mejora, siendo la tasa de fallos muy superior a la de otras aplicaciones industriales [Tavner, 2008].

Teniendo en cuenta todo lo anterior, no puede decirse que actualmente la opción de un acoplamiento directo sea claramente superior al resto de alternativas, sino que existe un cierto equilibrio entre ellas. Sin embargo, la investigación y el potencial de desarrollo de la tecnología en esta opción son mucho más prometedores y cuentan con mayores márgenes para la mejora. Si a esto unimos las posibles ventajas de la configuración de acoplamiento directo en cuanto a simplicidad y mantenimiento, que son decisivas en aplicaciones en las que este punto es crítico (eólica en el mar, aplicaciones de generación distribuida o aislada) debido a las complicaciones de acceso o a la dispersión de las máquinas, la apuesta a futuro en estos campos es claramente por la máquina de accionamiento directo. Considerando por tanto el accionamiento directo como clave para el futuro de los aerogeneradores de gran potencia, más aún lo es para aquellos de pequeña y media potencia, puesto que la velocidad de giro del rotor es mayor, por lo que el uso de una máquina directamente acoplada a la turbina supone un reto menor que en caso de máquinas grandes [Chertok, 2005].

En la Tabla 1 se resume de manera sintética el análisis de un tipo de accionamiento y otro que se ha presentado en las líneas anteriores.

Tabla 1. Análisis de las opciones fundamentales de configuración del tren de potencia.

Tipo de accionamiento	Ventajas	Inconvenientes
Directo	-Mayor disponibilidad y potencial de mejora en este campo -Mayor eficiencia del conjunto.	-Más peso, tamaño y coste de la máquina eléctrica. -Menor eficiencia de la máquina eléctrica por separado.
Con multiplicadora	-Máquina eléctrica operada a más velocidad y por tanto más eficiente	-La multiplicadora es limitante de la vida útil del tren de potencia. -Las averías del tren de potencia son costosas de reparar y llevan a paradas muy largas. -Pérdidas asociadas a la multiplicadora.

2.2.2. Configuración del sistema eléctrico

Un punto fundamental y que va a definir muchas de las propiedades del aerogenerador es la configuración del sistema eléctrico. Las diferentes topologías existentes y la comparación de sus virtudes y defectos se han estudiado en numerosas publicaciones, entre otras [Bywaters, 2007][Bywaters, 2004] y [Newton, 2006].

En este documento se han elegido las tres configuraciones más interesantes y de mayor uso en el parque actual de generación eólica, y que previsiblemente más se usarán en los próximos años. Estos son:

- Generador de jaula de ardilla con un convertidor de toda la potencia.
- Generador doblemente alimentado con convertidor de potencia parcial.
- Generador síncrono con convertidor de toda la potencia, ya sea excitado por corriente o por imanes permanentes.

Revisiones exhaustivas de las topologías de aerogeneradores se pueden encontrar en [Chen, 2004][Silaghi, 2008]. No se consideran de interés opciones que en la actualidad se encuentran lejos de poder ser aplicadas de forma comercialmente competitiva,

como son por ejemplo algunas de las mencionadas en [Badrzadeh, 2009], referidas a máquinas basadas en tecnología superconductora.

La Tabla 2 presenta de forma resumida las ventajas e inconvenientes de cada una de las configuraciones presentadas en los siguientes apartados.

Tabla 2. Sumario de las distintas opciones analizadas.

Configuración	Ventajas	Inconvenientes
Jaula ardilla + Potencia Plena	<ul style="list-style-type: none"> -Generador sencillo, barato y muy fiable. -Total flexibilidad en la operación de la máquina. Regulación de velocidad total. -Muy buenas características de conexión a red 	<ul style="list-style-type: none"> -Mayor coste del conjunto que doblemente alimentado debido al coste del convertidor -Bajo factor de potencia en el generador que sobredimensiona el inversor que lo alimenta. -No es aplicable en accionamiento directo.
Doblemente alimentada con convertidor de rotor	<ul style="list-style-type: none"> -Menor coste que las configuraciones con convertidor de potencia plena. -Buenas características de conexión a red. 	<ul style="list-style-type: none"> -Requiere alimentar un componente móvil a través de elementos rozantes, lo cual es fuente de problemas. -Sólo permite operación en un rango de velocidades determinadas alrededor de la nominal.
Generador síncrono con convertidor de potencia plena	<ul style="list-style-type: none"> -Total flexibilidad en la operación de la máquina. -Control sobre el factor de potencia en la máquina -Muy buenas características de conexión a red -Mejor rendimiento que un generador asíncrono. -Posibilidad de emplear imanes para generar el campo. 	<ul style="list-style-type: none"> -Mayor coste del conjunto que una máquina doblemente alimentada. -Requiere empleo de anillos rozantes (salvo que se excite mediante imanes). -Bobinados simples y excitación en continua en el rotor, más sencilla por tanto que en las máquinas doblemente alimentadas.

2.2.2.1. Generador jaula de ardilla y convertidor de potencia plena

En este caso el generador es una máquina de inducción con rotor en jaula, lo cual elimina la posibilidad de acceder a él eléctricamente. Las restricciones impuestas por

las nuevas normativas de conexión a red llevan a que el uso actual de estas máquinas sea a través de un convertidor electrónico de potencia, lo que les permite regular la velocidad y desacopla el generador de la red. La Figura 4 muestra esta configuración de forma esquemática.

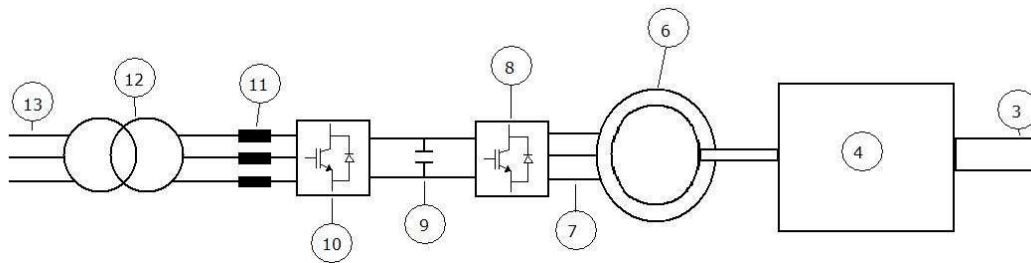


Figura 4. Esquema de configuración de aerogenerador con generador de jaula de ardilla o síncrono y convertidor de potencia plena, acoplado a la turbina mediante multiplicadora (3-eje lento, 4-caja multiplicadora, 6-máquina eléctrica, 7-salida eléctrica de máquina, 8-convertidor de generador, 9-nudo de corriente continua, 10-convertidor de red, 11-interruptor, 12-transformador, 13-red eléctrica).

La inclusión del convertidor en el sistema proporciona a éste una mayor flexibilidad de funcionamiento en velocidades, incrementando la energía aerodinámica capturada respecto a las versiones de velocidad fija, y evita que los transitorios debidos a la reacción de la máquina eléctrica por los cambios en la tensión de red tengan mucha relevancia. De esta manera las características de conexión a red vienen marcadas fundamentalmente por el convertidor y la electrónica de potencia (capacidad de generar o consumir reactiva, funcionamiento durante huecos de tensión, regulación de tensión o frecuencia, etc.)

Las prestaciones de estas máquinas en cuanto a densidad de par no son muy altas, lo cual las elimina como opción cuando de realizar un accionamiento directo se trata. Además el factor de potencia de esta máquina eléctrica se ve muy penalizado al aumentar el diámetro, debido fundamentalmente a la imposibilidad, por motivos estructurales y constructivos, de mantener la relación entre el espesor del entrehierro mecánico y la dimensión del paso polar a medida que la máquina crece. Por tanto no es una configuración aceptable para máquinas de accionamiento directo multipolo.

2.2.2.2. Generador doblemente alimentado y convertidor de potencia de rotor

En este caso se hace uso de una máquina asíncrona de rotor bobinado, la cual se opera en modo doblemente alimentado. El acceso a dicho rotor se hace a través de un sistema de anillos rozantes. El control sobre las corrientes que circulan por el rotor permite trabajar en un rango de velocidades que queda determinado por la potencia capaz de intercambiarse a través del convertidor, que se une eléctricamente a dicho rotor. Esta configuración permite reducir costes en el convertidor respecto al caso anterior, si bien complica la máquina y la hace menos robusta al incluir un sistema de anillos rozantes. La Figura 5 muestra esta configuración esquemáticamente.

Las características de conexión a red de estos sistemas les permiten cumplir con la normativa existente en la actualidad, aunque tiene mayores dificultades especialmente durante huecos de tensión, debido a que el estator del generador está directamente conectado a la red, viéndose directamente afectado por los transitorios en ésta, los cuales terminan condicionando al rotor a través del acoplamiento magnético entre ambos. Algunas de las soluciones para este caso, en la parte eléctrica, pasan por un sobredimensionamiento del convertidor, perdiendo así parte de las ventajas de este tipo de sistema.

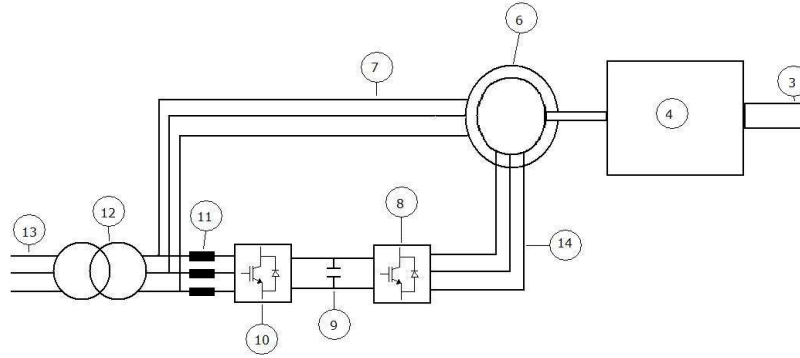


Figura 5. Esquema de la configuración de aerogenerador con máquina doblemente alimentada. (3-eje lento, 4-caja multiplicadora, 6-máquina eléctrica, 7-salida eléctrica de estator de máquina, 8-inversor de rotor, 9-nudo de corriente continua, 10-inversor de red, 11-interruptor de convertidor, 12-transformador, 13-red eléctrica, 14-salida eléctrica de rotor).

En la parte mecánica, los transitorios en la red se reflejan en golpes de par en el tren de potencia por lo que requiere sobredimensionar esta parte. A diferencia del caso anterior, y tratándose de dos fuentes activas de campo, el incremento de diámetros no es crítico para las prestaciones de la máquina, aún cuando el entrehierro no pueda mantenerse pequeño, por lo que pudiera considerarse esta configuración para sistemas de accionamiento directo.

2.2.2.3. Generador síncrono y convertidor de potencia plena

Esta configuración es similar en cuanto a convertidor a la de la máquina de jaula de ardilla, si bien más favorable por motivos varios:

- La máquina no funciona en modo campo activo-campo pasivo, sino que ambos campos creados por rotor y estator son activos. Eso hace que el factor de potencia no sea tan sensible a características de la máquina como la forma de las ranuras o el espesor del entrehierro.
- El factor de potencia de la máquina es en algunos casos regulable. Eso permite trabajar cerca de la unidad, evitando el coste adicional de sobredimensionar el convertidor para suministrar reactiva al generador, algo siempre necesario en máquinas de inducción.

- Permite llegar a densidades de par mayores, por lo que se pueden usar relaciones de multiplicación menores en las multiplicadoras, o, en el límite, eliminarlas. El esquema eléctrico de la Figura 4 es también válido para esta configuración.
- Permite usar imanes permanentes para generar uno de los campos interiores de la máquina.

En el caso de querer utilizar una configuración de tren de potencia de accionamiento directo, considerando la necesidad de una alta eficiencia y una buena densidad de par, se hace uso de un generador síncrono y un convertidor de toda la potencia de la máquina. Esto coincide con análisis como [Heffernan, 1996] donde se indica que sólo las configuraciones con generador síncrono son aptas para utilizar en accionamiento directo.

2.2.3. Excitación eléctrica Vs. Imanes permanentes

De entre las posibilidades contempladas para el uso de una máquina síncrona para acoplar directamente a una turbina eólica surgen dos opciones que rivalizan para conformar el sistema de excitación. Estas son la excitación eléctrica y la excitación por imanes permanentes. En [Hansen, 2008] se demuestra que las máquinas de imanes permanentes pueden operar con las mismas características desde el lado de la red que una máquina de excitación eléctrica, por lo que la elección ha de basarse en criterios de máquina y de su integración en el sistema. La Tabla 3 muestra una síntesis de las ideas más importantes, que se presentan de forma más amplia en los siguientes subapartados, respecto al sistema de excitación de máquinas síncronas para esta aplicación.

Tabla 3. Análisis de los distintos tipos de fuentes de campo empleadas en máquinas síncronas.

Tipo de Excitación	Ventajas	Inconvenientes
Eléctrica	-Permite regular la tensión de la máquina mediante la excitación del propio rotor de ésta.	-Existen pérdidas eléctricas por la resistividad del bobinado de campo. -Los pasos polares muy pequeños no son admisibles, no se puede ir a muchos polos sin incrementar las pérdidas en demasía en el cobre del rotor. Adicionalmente el flujo disperso crece en caso de pasos polares pequeños.
Imanes permanentes	-Incrementan la eficiencia al eliminar parte de las pérdidas. -Rotores ligeros que, en función del precio de los imanes permanentes, pueden ser más económicos. -Permiten pasos polares pequeños.	-La regulación de la tensión es limitada, y ha de realizarse desde el estator de la máquina. -Existe riesgo de desmagnetización que inutiliza la máquina o degrada su comportamiento. -Se complican los procesos constructivos y de montaje de la máquina, añadiéndose restricciones adicionales, especialmente en aquellas máquinas con imanes premagnetizados. -Coste incierto de los imanes permanentes

Una vez analizados los puntos anteriores, se considera que las ventajas del empleo de máquinas de imanes permanentes son muy importantes en cuanto a tamaño, peso, coste, sencillez y fiabilidad de las máquinas que los usan respecto de las máquinas de excitación eléctrica. Las desventajas se pueden asumir como de menor entidad y tratar de superarlas mediante un diseño apropiado de la máquina. Para más un análisis exhaustivo de la idoneidad de los imanes permanentes como sistema de excitación de las máquinas de accionamiento directo se puede recurrir a [Dubois, 2004][Lampola, 2000][Morcos, 2009].

2.2.3.1. Excitación Eléctrica

Como ya se ha comentado antes, las máquinas de acoplamiento directo tienden a incluir gran cantidad de polos para aligerar los yugos de retorno o culatas en los hierros de la máquina. Por tanto, y dado que el tamaño tiene que ser lo más reducido posible, los pasos polares resultantes son muy pequeños. Las máquinas síncronas de excitación eléctrica tienen dificultades para este tipo de configuración, ya que para mantener la densidad de campo magnético circulando por el circuito hay que mantener la fuerza magnetomotriz. Por tanto, un mayor número de polos requiere mantener la misma sección de cobre en el devanado de excitación en cada polo, para lo cual, habiendo reducido el espacio disponible para el polo, es necesario aumentar la altura del devanado. De esta forma los devanados de excitación resultan de gran tamaño en dirección perpendicular al entrehierro. El rotor será muy masivo en cobre en comparación con los de menos número de pares de polos, encareciéndose en su construcción. Adicionalmente, cuando se usan bobinas muy altas como correspondería en el caso una máquina de muchos polos, el flujo disperso se incrementa mucho, desaprovechándose aún más el efecto útil de las corrientes de excitación. En el caso de un sistema de excitación eléctrico, aparecen unas pérdidas y un consumo asociado a la creación de este campo, a la vez que es necesario incluir un sistema con excitatriz en el rotor de la máquina. Esto supone también un aumento de complejidad y disminución de la fiabilidad.

Como ventaja más clara del sistema de excitación eléctrico cabe citar que se mantiene el control sobre la excitación en todo momento y es posible limitar las sobretensiones en caso de sobrevelocidades de la máquina (en el caso de imanes permanentes esto tan sólo se puede hacer controlando la propia corriente de estator y hay un menor margen de variación para ello), así como tener el control sobre el factor de potencia de forma continua mediante la regulación de la corriente de excitación.

2.2.3.2. Excitación mediante Imanes Permanentes

Resulta de fundamental importancia en la elección de una excitación mediante imanes permanentes el hecho de que no haya pérdidas por efecto Joule asociadas a la creación del campo magnético, permitiendo incrementar la eficiencia de la máquina respecto a la excitación eléctrica. En el caso de una máquina lenta, en la que la mayor parte de las pérdidas se generan en el cobre, el devanado de excitación puede ser responsable de casi la mitad de todas las pérdidas. La excitación por imanes puede por tanto reducir la irreversibilidad de la máquina a prácticamente la mitad.

Un inconveniente de la utilización de los imanes permanentes como sistema de excitación es la posible desmagnetización. Para ello las máquinas han de diseñarse a prueba de ello, siendo tolerantes a las situaciones que hacen que esto ocurra, lo cual incrementa su coste. Por otro lado, la complejidad adicional de usar imanes permanentes, creciente con el tamaño de la máquina, ha de ser valorada, puesto que condiciona los procesos de montaje de la máquina misma y los de instalación de ésta en el aerogenerador, introduciendo restricciones adicionales.

Respecto a la capacidad de desarrollar par por unidad de volumen hay que decir que la ausencia de las pérdidas en el cobre del rotor hacen requerir a las máquinas de imanes permanentes menos refrigeración que las máquinas de excitación eléctrica, por lo que se pueden obtener las mismas características en un tamaño menor de máquina [Badrzadeh, 2009].

Adicionalmente su fiabilidad se incrementa y sus requisitos de mantenimiento se reducen, al ser posible evitar los sistemas de excitación por anillos rozantes.

2.2.4. La fiabilidad y la disponibilidad en los sistemas de generación eólica

En muchas ocasiones los aerogeneradores se han construido a partir de componentes disponibles comercialmente, y no específicamente adaptados a las condiciones de operación de éstos en una turbina eólica. Eso los convierte en más infiables para esta

aplicación de lo que puede registrarse en su uso en otros sectores industriales, como ocurre en el caso de los generadores eléctricos o los sistemas hidráulicos. Lo contrario ocurre con la multiplicadora, componente que se ha llevado mucha atención y trabajo en su desarrollo y perfeccionamiento de su integración en esta aplicación [Tavner, 2008].

En general las turbinas eólicas son más in fiables cuanto más grandes [Echavarría, 2007], siendo de interés analizar la evolución de la tasa de fallos, la cual típicamente presenta, como ocurre en sistemas complejos, forma de bañera. A medida que la tecnología evoluciona, normalmente los tiempos de reparación largos son más infrecuentes, siendo averías con reparaciones sencillas y breves más normales [Faulstich, 2009].

Es importante mencionar que las turbinas de accionamiento directo no presentan mayor fiabilidad que aquellas de accionamiento indirecto, es decir, con multiplicadora [Tavner, 2008]. Si bien el convertidor y otros componentes eléctricos son más in fiables que la multiplicadora, creciendo la in fiabilidad de éstos cuando se retira la multiplicadora del esquema de la máquina, sus tiempos de reparación son inferiores. En general, el accionamiento directo proporciona menor fiabilidad pero mayor disponibilidad. El potencial de mejora del accionamiento directo en términos de fiabilidad es elevado, siendo la in fiabilidad de los generadores eléctricos superior en los accionamientos directos a aquellos que usan caja multiplicadora [Tavner, 2006]. Esto se debe al menor nivel de desarrollo industrial de estos, que se diseñan típicamente *ad hoc* para cada turbina, y a la mayor dificultad para el sellado y protección de los bobinados por el mayor tamaño de la máquina.

En la actualidad, la disponibilidad en turbinas pequeñas es del 98%, reduciéndose en turbinas de mayor tamaño [Echavarría, 2007]. Aún será menor en aplicaciones offshore, o en aquellas en que los tiempos de reacción y acceso a la instalación se incrementen. En el caso offshore, se estima que los costes de operación pueden llegar

a multiplicarse por 10 [Spinato, 2007] respecto a los de tierra adentro, por lo que hace aún más importante y valioso mejorar la fiabilidad.

2.2.5. El accionamiento directo en el sector eólico del año 2011

Más allá de teorizar sobre las ventajas e inconvenientes del accionamiento directo en la generación eólica, en el presente apartado se muestran soluciones implementadas comercialmente o en camino de serlo. Aunque existen numerosos fabricantes, la mayoría, que no basan su tecnología en el accionamiento directo, se puede decir que aquellos considerados como más avanzados técnicamente suelen optar precisamente por este tipo de configuración. Además, de entre aquellos que emplean este tipo de tren de potencia, la mayoría emplean máquinas de imanes permanentes. La Tabla 4 muestra una selección de máquinas que emplean trenes de potencia de accionamiento directo, o bien con generador de baja velocidad aunque presente una caja multiplicadora intermedia. Existen más, si bien casi todos los fabricantes están representados en dicha tabla, incluyendo algunas compañías ya desaparecidas, u otros que aún presentan tecnologías inmaduras y no comerciales. Posteriormente se muestran algunas imágenes obtenidas de medios de comunicación públicos de las tecnologías de algunos de estos fabricantes.

Tabla 4. Lista de fabricantes de turbinas eólicas y algunos de sus productos con uso de generadores eléctricos de baja velocidad. DD=Accionamiento Directo, EE=Excitación Eléctrica, IP=Imanes Permanentes. El par se estima en base a una eficiencia global considerada de 0.95.

Fabricante	Config.	Gen.	P (MW)	V. Gen. (rpm)	Par estimado (MNm)	Otros
M.Torres 1.65/77	DD	EE	1.65	17	0.975	
Enercon E33	DD	EE	0.33	45	0.073	
Enercon E126	DD	EE	7.50	11.7	6.443	
Vensys 77	DD	IP	1.506	17.3	0.871	
Vensys 100	DD	IP	2.50	14.5	1.733	
Siemens SWT 3.0 101	DD	IP	3.00			
Zephyros Z72	DD	IP	2.006	23.5	0.855	Generador ABB, salida 4kV
STX 93 2MW	DD	IP	2.00	16.5	1.218	
Leitwind LTW101-3000	DD	IP	3.00	14.4	2.094	
Leitwind LTW77-1000	DD	IP	1.00	18	0.558	
Impsa IWP-83	DD	IP	2.10		N/A	Rotor externo
Mitsubishi MWT-S2000	DD	IP	2.00	24	0.837	
Unison U54	DD	IP	7.50	25	0.301	
Scanwind SW-90-3500 DL	DD		3.50	20	1.759	
Lagerwey L82 2MW	DD	IP	2.00	18.5	1.086	
Lagerwey L90 2.5MW	DD	IP	2.50	16	1.570	
EWT DW 90 - 2.0MW	DD	IP	2.00	15.75	1.276	Rotor externo
EWT DW 54 - 500kW	DD	EE	0.50	28	0.179	
JSW J82-2.0	DD	IP	2.00	19	1.058	
Darwind XEMC	DD	IP	5.00	18	2.792	
Schuler SSD100	DD	IP	2.70		N/A	
Areva Multibrid M5000	1etapa	IP	5.00	148.5	0.338	Multiplicadora planetaria 1:10
Northern Power 2.3	DD	IP	2.30	15	0.385	

2.2.5.1. M. Torres

Empresa española que ha apostado por un sistema de accionamiento directo con máquina síncrona de excitación eléctrica, sin mucho éxito comercial hasta la fecha.



Figura 6. Vista seccionada de la máquina de accionamiento directo de la empresa M.Torres, obtenida en www.mtorres.es.

2.2.5.2. Enercon

Empresa alemana líder del sector a nivel mundial que implementa sistemas de accionamiento directo con excitación eléctrica. La máquina está perfectamente integrada en la estructura del aerogenerador, constituyendo su chasis.

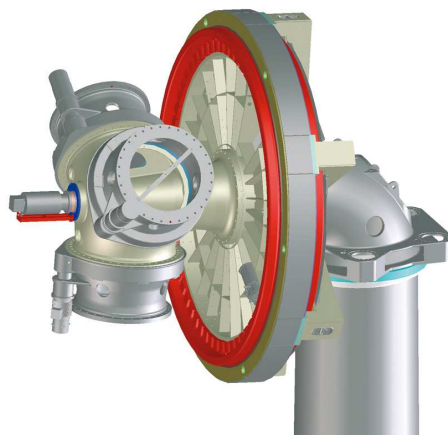


Figura 7. Vista interna de máquina de Enercon. Fuente www.wwindea.org Marzo 2011

2.2.5.3. Vensys

La tecnología Vensys tiene origen alemán, si bien posteriormente fue adquirida en parte por Goldwind, que inicialmente fabricaba máquinas de Vensys bajo licencia.

También Eozen, española, fabricaba máquinas diseñadas por Vensys al menos hasta que ésta fue adquirida por Goldwind.

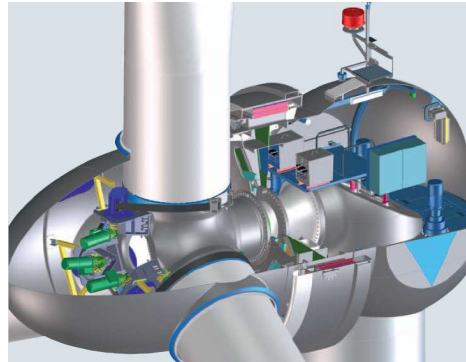


Figura 8. Sección de un aerogenerador de Vensys.

2.2.5.4. Zephyros

La tecnología se ha mantenido a pesar de que ha pasado por las manos de distintas empresas tras diversos procesos de fusión y adquisición. Zephyros aparece en primer lugar unida a Harakosan y posteriormente al gigante empresarial coreano STX Industries.

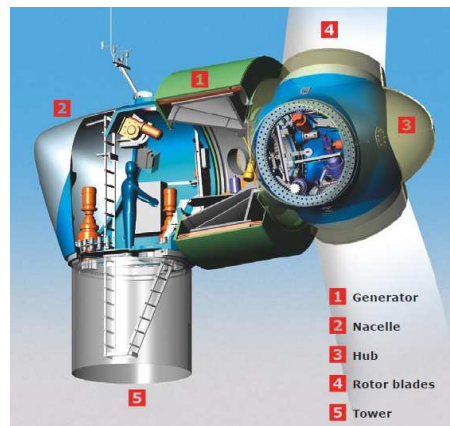


Figura 9. Vista de la gondola de la turbina Zephyros Z72

2.2.5.5. Leitwind

Empresa de origen italiano que se está consolidando en el sector eólico con una máquina de accionamiento directo e imanes permanentes de la que ha vendido del orden de un centenar de unidades.

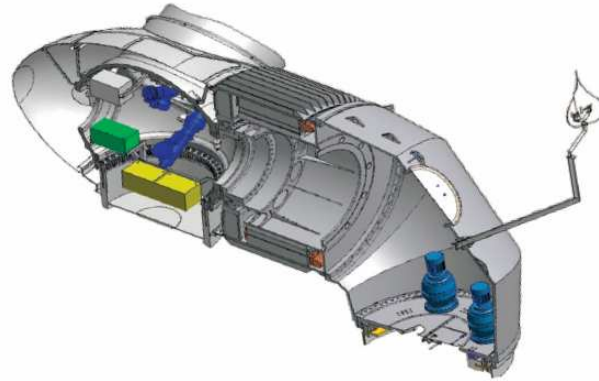


Figura 10. Sección de la góndola del concepto Leitwind. Obtenida de en.leitwind.com

2.2.5.6. Impsa Wind

Empresa de origen argentino que tenía experiencia en la construcción de generadores lentos para saltos hidráulicos. Presenta una tecnología interesante con rotor externo en la que dicho rotor es parte del buje de la máquina, estando las palas directamente acopladas a él.

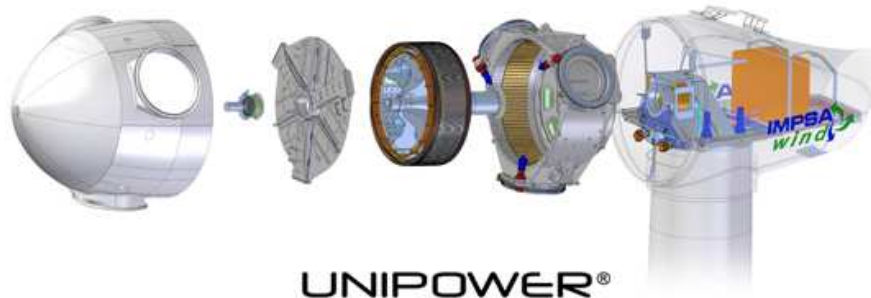


Figura 11. Concepto de góndola Unipower de Impsa Wind, con rotor externo integrado en el buje de la máquina. Imagen obtenida de www.impsa.com.

2.2.5.7. Mitsubishi

Si bien la empresa llegó a diseñar una máquina de accionamiento directo, en la actualidad el catálogo de esta empresa tan sólo ofrece máquinas con multiplicadora. La Figura 12 muestra el esquema de una sección de esa máquina de accionamiento directo. Llama la atención respecto a otras máquinas la poca implicación que el generador eléctrico tiene en la estructura de la góndola.

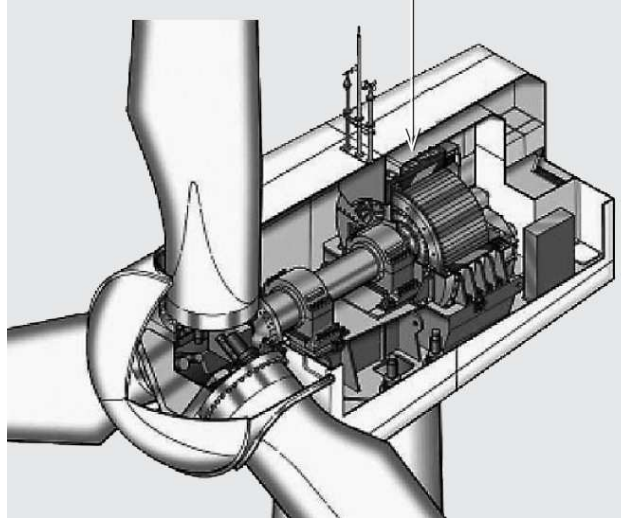


Figura 12. Dibujo del aerogenerador MWT-S2000, obtenida de [Kuroiwa, 2004].

2.2.5.8. Unison Wind

Fabricante coreano que ofrece turbinas eólicas, algunas de las cuales son de accionamiento directo. No es fácil encontrar información sobre sus productos y se desconoce si actualmente ofrece comercialmente alguno de ellos.

2.2.5.9. ScanWind

Compañía de origen noruego que fue adquirida por General Electric. Ofrecía aerogeneradores configurados con accionamiento directo que actualmente están fuera del catálogo de esta empresa. Parece que General Electric está aprovechando el conocimiento que esta tenía para entrar en el sector offshore, lo cual puede ocurrir presumiblemente con un producto configurado con accionamiento directo.

2.2.5.10. Lagerwey

Empresa holandesa que ha apostado desde el comienzo por el accionamiento directo, y que en la actualidad lo ofrece empleando máquinas excitadas mediante imanes permanentes.



Figura 13. Dibujo de la góndola de la turbina eólica Lagerwey L82, obtenida en www.lagerweywind.nl.

2.2.5.11. EWT Direct Wind

Empresa holandesa que emplea tecnología de imanes permanentes. Comercializa tecnología similar a las antiguas máquinas Lagerwey, si bien tiene sus propios diseños, que incluyen importantes innovaciones, para sus últimas creaciones. Una de estas innovaciones es el uso de un rotor externo.



Figura 14. Imagen de la turbina de EWT de nombre DW 90 2.0MW, con rotor externo. Imagen tomada de www.ewtinternational.com

2.2.5.12. JSW

Japan Steel Works es una compañía japonesa que presenta un aerogenerador de accionamiento directo e imanes permanentes como el que se muestra en la Figura 15.

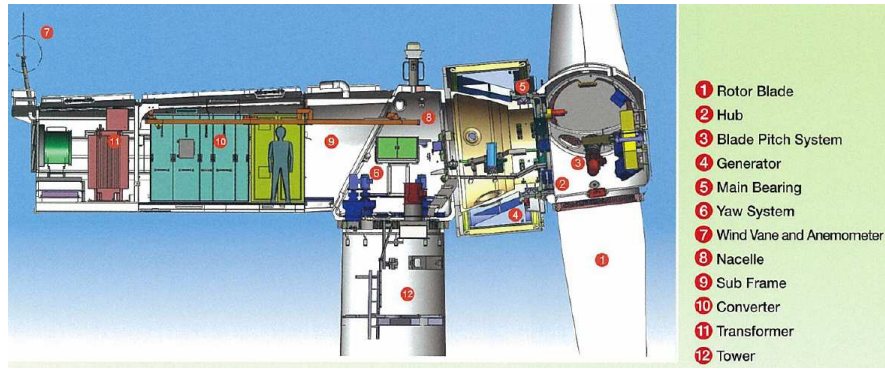


Figura 15. Sección de la máquina de JSW, obtenida de www.jsw.co.jp.

2.2.5.13. Siemens

Esta compañía apuesta por un accionamiento directo con el generador en la parte trasera de la máquina en el caso del aerogenerador SWT-3.6-107, que hasta ahora no ha sido comercializado. Sí se ha comercializado una máquina de accionamiento directo e imanes permanentes de 3MW con el generador dispuesto al frente de la máquina, que puede verse en la Figura 16.

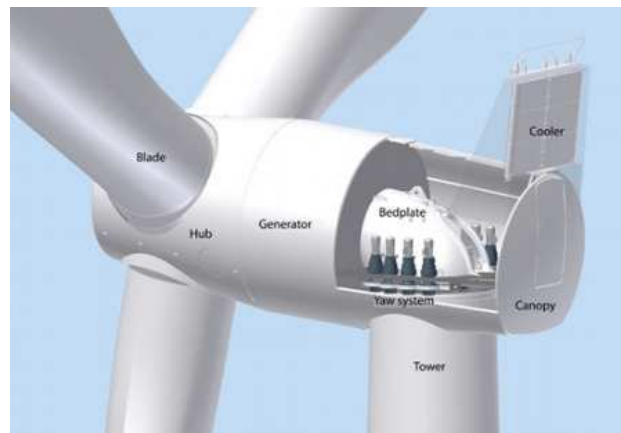


Figura 16. Imagen de la turbina de Siemens SWT 3.0 101, con generador delante de la torre, imagen obtenida en www.renewableenergyworld.com.

2.2.5.14. Alstom

Aunque hasta la fecha Alstom se ha dedicado a comercializar las turbinas de diseño realizado por Ecotecnia, empresa española que adquirió, ha anunciado el lanzamiento de una turbina eólica configurada con accionamiento directo de 6MW de potencia para el año 2013, destinada fundamentalmente a aplicaciones en el mar.

2.2.5.15. Darwind

Esta empresa holandesa presenta un diseño destinado a ser empleado en el mar, que presenta un sistema de sellado completo de la máquina, una potencia de 5MW, accionamiento directo, e imanes permanentes. Hasta ahora no es más que un prototipo.

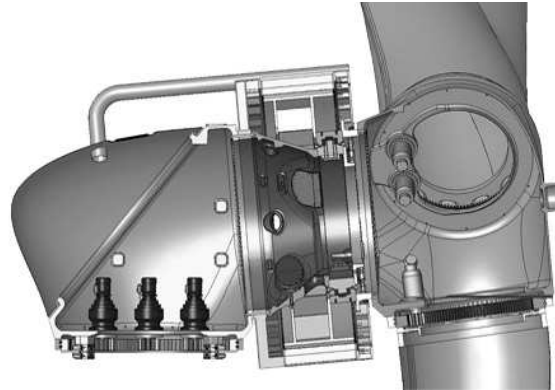


Figura 17. Sección de la turbina de Darwind, obtenido en www.xemc-darwind.com.

2.2.5.16. Schuler

Empresa alemana proveniente de otros sectores industriales que se introduce recientemente en el sector eólico. Presenta un aerogenerador configurado como accionamiento directo, en el cual se monta un generador de imanes permanentes provisto por Convertteam.

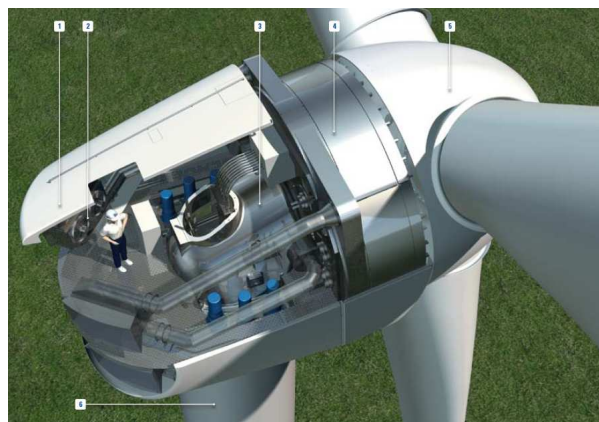


Figura 18. Vista esquemática de la máquina de Schuler. Imagen obtenida en www.schulergroup.com.

2.2.5.17. Areva Multibrid

En este caso se ha encontrado una solución intermedia, en la que se emplea una multiplicadora de tan sólo una etapa, la cual va acoplada a un generador de imanes permanentes. Ambos componentes, multiplicadora y generador, se integran en uno solo. Eso consigue reducir el peso notablemente respecto del que hubiera presentado en el caso de un accionamiento directo. Se presenta como un producto de especial interés para aplicaciones en el mar.



Figura 19. Imagen de la máquina de Areva, modelo Multibrid M5000 instalada en un parque marino.

2.2.5.18. Northern Power

Presenta tecnología de accionamiento directo con imanes permanentes, con dos modelos de máquina, uno de 100kW destinado a la generación distribuida, y otro de 2.3MW.

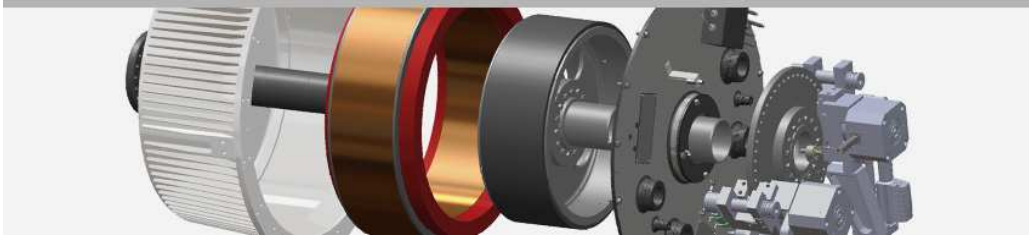


Figura 20. Vista explosionada del tren de potencia de aerogenerador Northern Power 100. Imagen obtenida en www.northernpower.com

2.3. EL ACCIONAMIENTO DIRECTO EN LOS SISTEMAS DE GENERACIÓN CON OLAS

Uno de los campos de trabajo que han estado presentes a lo largo de mis estudios de doctorado es el de la maquinaria eléctrica funcionando con movimiento lineal alterante. Dicho trabajo ha estado siempre marcado por la referencia de la energía de las olas, que apareció en mi camino a la par que el programa de doctorado que ahora termino, y que ha formado parte de mi trabajo en éste a través de uno de los Trabajos de Investigación Tutelados [Pinilla, 2007].

Adicionalmente al programa de doctorado mismo, dentro del campo de trabajo en el que esta Tesis se enmarca, que es la conversión electromecánica de baja velocidad, trabajé en la invención [Pinilla, 2008], análisis, diseño y desarrollo de una máquina de movimiento lineal destinada a la extracción de energía del oleaje marino. Dicha máquina fue construida y actualmente se encuentra en pruebas en el Centro de Experimentación de Obras Públicas-CEDEX del Ministerio de Fomento.

2.3.1. Problemática existente

Si consideramos el oleaje del mar como fuente de energía, lo primero que se puede decir de éste es que es de mala calidad. Esto es lógico, puesto que no es más que una forma muy degradada de energía solar que no ha sufrido ningún proceso de concentración.

Por mala calidad se puede entender:

- Poco denso. Las energías cinéticas y potenciales por unidad de masa del fluido portador son muy pequeñas. La baja velocidad supone un problema para convertir energía eléctrica en mecánica o viceversa.
- Alternante. No sólo el mar está sometido al desorden o turbulencia de cualquier sistema natural, sino que además su movimiento ordenado no es siquiera constante ni unidireccional.
- Agresivo. Además de la agresividad química del propio medio para cualquier sistema emplazado en él durante largo tiempo, la desproporción entre las cargas extremas y las cargas de operación, generadas las primeras por fenómenos climatológicos adversos, es mucho mayor que en caso de otros tipos de energía. Eso hace que garantizar la supervivencia de un dispositivo sea muy costoso.

Por estos motivos la extracción de energía del oleaje del mar es compleja, y su desarrollo a niveles que puedan considerarse de utilidad para la humanidad, i.e., que además de renovable sea barata, aún no ha llegado.

Incluido en el desarrollo general de los sistemas de extracción de energía del oleaje se encuentra el desarrollo del sistema de conversión de energía. En función de cómo se realice la extracción de energía de la ola misma los sistemas de conversión se configuran de una manera u otra. Si se desea entrar en mayor detalle se invita a tomar contacto con [Pinilla, 2007][Fernandez, 2008]. Algunos de estos sistemas requieren un actuador lineal capaz de ejercer fuerzas en modo alternativo reaccionando a las fuerzas que sobre el absorbedor ejerce el oleaje, consiguiendo de esta manera extraer energía de dicho oleaje. Dos son las maneras usuales de implementar este efecto:

- Mediante un sistema hidráulico. Típicamente con actuadores de doble efecto que bombean aceite a presión a un sistema de almacenamiento, del cual se

turbina a un depósito de baja presión obteniendo energía mecánica en el eje de dicha turbina la cual es convertida en electricidad por una máquina eléctrica rotativa.

- Mediante un sistema eléctrico. Una máquina lineal que directamente extrae energía y la entrega a un convertidor electrónico de potencia, el cual la adapta a los requisitos de la red a la que se conecta.

La mejor manera de hacer esto aún no está clara, en la Tabla 5 se pueden ver algunas de las ventajas e inconvenientes de ambos tipos de sistemas. Las muy bajas velocidades a la que operan los absorbedores hacen que sea necesario desarrollar altísimas fuerzas para extraer potencias razonables. La baja velocidad y la alta fuerza es el dominio en el que peor uso se puede hacer de un sistema de conversión electromecánica [Polinder, 2007], y lleva generalmente a máquinas extremadamente pesadas para de esa manera conseguir eficiencias razonables. Esas máquinas han de estar altamente cargadas de elementos generadores de campo, ya sean bobinados o imanes, para poder desarrollar esas fuerzas requeridas con bajas pérdidas y poder aprovechar la mayor porción posible de la energía mecánica que absorben.

Dentro de ese contexto, y con objeto de encontrar la mejor solución eléctrica posible, nació la línea de trabajo en “Sistemas de conversión electromecánica de baja velocidad” de esta Tesis.

Tabla 5. Comparativa de los sistemas de conversión de energía (Power Take Off-PTO) empleados en dispositivos de extracción de energía de las olas que requieren movimiento lineal alternante.

PTO	Ventajas	Inconvenientes
Hidráulico	<ul style="list-style-type: none"> -La irreversibilidad del sistema es creciente con la velocidad de éste, no con la fuerza que desarrolla. -Capacidad de desarrollar altas fuerzas por unidad de masa. 	<ul style="list-style-type: none"> -Necesidad elevada de mantenimiento. -Sistemas complejos y poco confiables.
Eléctrico	<ul style="list-style-type: none"> -Sistema sencillo y robusto. -Componentes eléctricos libres de mantenimiento. 	<ul style="list-style-type: none"> -Gran masa por unidad de fuerza. -Alto coste de capital. -Problemas de rodadura. -Irreversibilidad creciente con la fuerza desarrollada.

2.3.2. Soluciones implementadas

Se ha propuesto el uso de todo tipo conceptos de máquinas eléctricas para ser aplicadas a sistemas de extracción de energía en convertidores de energía de las olas [Polinder, 2005][Polinder, 2003]:

- Máquina de inducción.
- Máquina doblemente alimentada.
- Máquina de reluctancia síncrona.
- Máquina de reluctancia conmutada.
- Máquina síncrona excitada por corriente.
- Máquina síncrona excitada por imanes permanentes.
- Máquina de continua sin escobillas excitada por imanes permanentes.

Todas ellas son válidas aunque sin duda cada cual adapta sus características mejor o peor a las condiciones ambientales y operativas de un sistema de generación con olas. Así, existen diversos proyectos en marcha cuyo objeto es desarrollar máquinas

eléctricas para accionamiento directo de sistemas de extracción con olas [Baker, 2001].

Uno de los más relevantes hasta la fecha, aunque el fracaso del sistema en su conjunto fue notable, es el proyecto “Arquímedes Wave Swing”. En él se empleó un generador de imanes permanentes de enorme tamaño, probablemente la mayor máquina eléctrica lineal construida para esta aplicación. Para llegar a la conclusión de que un sistema de imanes era lo más apropiado se desarrollaron amplios análisis, llegando finalmente a la conclusión de que una máquina de imanes permanentes era la mejor opción. Se puede encontrar detalle de dicha máquina en [Polinder, 2004].

El trabajo de desarrollo en Suecia ha sido amplio en general en tecnología de generación con olas, a pesar del pobre recurso undimotriz disponible en las costas del país. Y también ha sido muy amplio en el campo del accionamiento eléctrico directo de éstos sistemas, gracias quizás a la universidad y al peso industrial de grandes empresas dedicadas a la maquinaria eléctrica allí instaladas. Así, desde la universidad de Uppsala se desarrolló una máquina de sección octogonal que trataba de aprovechar de forma óptima el espacio disponible, basada en tecnología de imanes permanentes. En [Leijon, 2004][Ivanova, 2005] se analiza el comportamiento de dicho generador eléctrico cuando se instala en el dispositivo de extracción de energía. Del mismo grupo de trabajo de la universidad de Uppsala se derivó el proyecto SeaBased, también basado en tecnología de imanes permanentes [Seabased, online], y que explota el sistema que fue puesto a prueba en Lysekil. Otros desarrollos menos novedosos pero basados en imanes permanentes pueden verse en [Wolfbrandt, 2006], [Kimoulakis, 2008] y [Trapanese, 2008].

Se han estudiado algunas propuestas alternativas, como el uso de máquinas de flujo transversal [Mueller, 2002], o máquinas híbridas de reluctancia variable e imanes permanentes tipo Vernier [Mueller, 2002b][Mueller, 2006], ambos tipos de gran interés aunque aún encuentran dificultad para ser productos maduros por lo difícil que es construirlas de forma robusta.

Asimismo se ha estudiado el uso de máquinas tubulares con y sin núcleo magnético [Rhinefrank, 2006][Joseph, 2010][Baker, 2004]. El hecho de no incluir dicho núcleo supone un ahorro de peso, eliminar una parte de las fuerzas magnéticas que cargan considerablemente a los sistemas de rodadura y evitar pérdidas en el hierro, si bien supone la necesidad de cargar la máquina con más elementos generadores de campo, esto es imanes y cobre.

Parece que la tendencia general es el uso de imanes permanentes, si bien se proponen alternativas como el uso de máquinas doblemente alimentadas [Vinning, 2009][Vinning, 2010], o máquinas de reluctancia conmutada, como se presenta someramente en el siguiente apartado.

2.3.3. Aportación

Con la idea de buscar una solución alternativa a los imanes permanentes, y por la experiencia del grupo en el que en aquel momento trabajaba, se pensó que el uso de una máquina lineal de reluctancia conmutada era una buena opción para contrarrestar algunas de las dificultades supuestas en aquel momento para las máquinas de imanes permanentes, de las que ahora me atrevo a decir que algunas de ellas eran superables:

- Existencia de tensión de circuito abierto.
- Fijación de los imanes al traslátor.
- Corrosión y desmagnetización de los imanes.

De esta manera, se buscaba una solución con:

- Una robustez del traslátor extrema.
- Tensión de circuito abierto nula.
- Bobinados concentrados.

- Baja densidad de corriente de operación para maximizar la eficiencia.

Con la idea de conseguir una máquina de estas características, y pretendiendo conseguir maximizar la densidad de fuerza por unidad de masa y volumen, se desarrolló un concepto que quedó protegido para su uso mediante patente de invención [Pinilla, 2008]. Se hace uso de una máquina de reluctancia conmutada en la que en su estator están los bobinados, siendo la parte corta de la máquina, mientras que el traslátor es la parte larga, que cubre la longitud del estator y la de la carrera. La máquina presenta ciertas peculiaridades constructivas que se reivindican en el texto de la patente de invención:

- El mismo flujo magnético cruza varios entrehierros, concatenando estatores y traslatores, cerrándose tan sólo por los estatores del extremo.
- Existe un número cualquiera de traslatores y estatores.
- La estructura pasiva es extremadamente económica y ligera, formada tan sólo por travesaños de material ferromagnético.
- Se puede escalar a mayores carreras sin grandes costes adicionales, ya que requieren el incremento de longitud de la parte pasiva (que en un diseño razonable es la que cubre tanto la longitud de la parte activa como la carrera de la máquina).
- La inercia de la parte pasiva es baja, lo cual, en caso de que ésta sea el traslator facilita las aceleraciones y el guiado.
- Hay escalabilidad a mayores potencias con crecimiento en las tres dimensiones.

La Figura 21 muestra el esquema de la máquina. En la Figura 22 se representa un camino del flujo magnético.

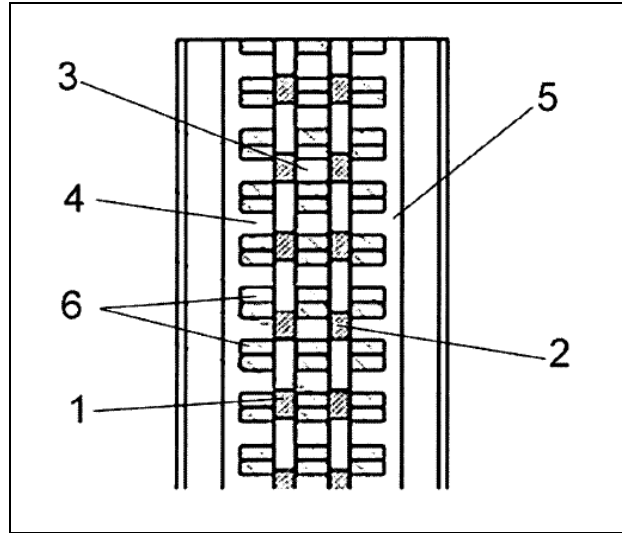


Figura 21. Esquema de la máquina, tomado de [Pinilla, 2008]. 1 y 2 son traslatores, 4 y 5 son los estatores de los extremos o culatas, 3 es el estator central y 6 son bobinas.

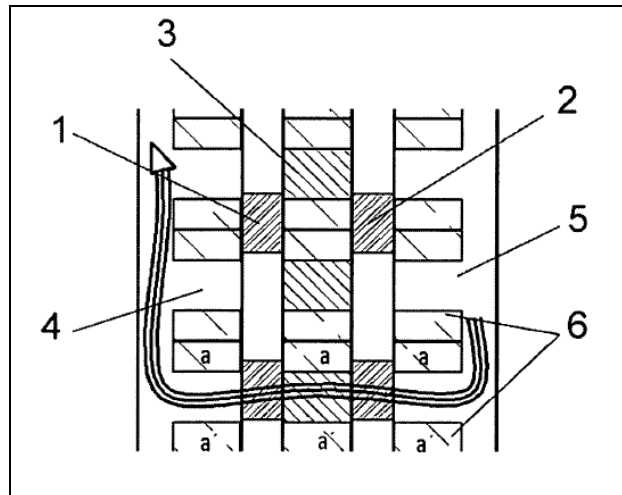


Figura 22. Camino de flujo magnético obtenido de un esquema en [Pinilla, 2008]. 1 y 2 son traslatores, 4 y 5 son los estatores de los extremos o culatas, 3 es el estator central y 6 son bobinas.

La máquina presenta una disposición electromagnética en 6/4 [Miller, 1993], lo cual significa que, por cada 3 fases, forman 6 polos del lado activo, y se enfrentan a una estructura reluctante, la cual forma 4 ciclos de reluctancia enfrentados a esos 6 polos. Eso es considerado un período de máquina, cuyo tamaño se escoge en función de las limitaciones constructivas y de la frecuencia de encendido y apagado pretendida en cada una de las fases, que naturalmente y en función de la velocidad de traslación condiciona los niveles de pérdidas en el hierro. La máquina está formada por tres estatores, cuyas fases se accionan al unísono entre unos y otros para conseguir

contribuir conjuntamente a la creación de flujo, y por dos traslatores, estando las posiciones de los elementos reluctantes lógicamente ligadas. La máquina construida se compone de cinco períodos con dicha estructura electromagnética 6/4.

Actualmente se está trabajando en el desarrollo de controles para la integración de la máquina en un sistema de generación con olas [Blanco, 2009].

2.4. CONCLUSIONES

En las páginas anteriores se ha estudiado el uso de sistemas de conversión electromecánica de baja velocidad en las aplicaciones renovables, no en todas ellas, sino en las que tiene mayor relevancia, el viento, en la actualidad, y las olas, en un futuro próximo.

En cuanto a la energía eólica, se han analizado de forma somera las características de cada una de las tipologías más usualmente empleadas en los aerogeneradores, y se ha justificado su uso a la vez que se valoraba en relación siempre a la posibilidad de emplear un generador directamente accionado por la turbina. Además se han presentado a modo ilustrativo algunos ejemplos de aerogeneradores que se estructuran de esta manera.

En cuanto a la energía con olas, se han presentado las opciones planteadas para realizar la conversión de energía, y se ha presentado la aportación al campo de la conversión electromecánica de baja velocidad, germen de esta Tesis al abrir para su autor el campo de trabajo en el que se enmarca.

El siguiente Capítulo profundiza en las máquinas de imanes permanentes, que sin duda son de altísimo interés para la conversión de accionamiento directo a partir de estas dos fuentes renovables.

3. LAS MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES DESTINADAS A LA GENERACIÓN ELÉCTRICA RENOVABLE

3.1. INTRODUCCIÓN

En las páginas siguientes se presenta el estado del arte de las máquinas de imanes permanentes dedicadas a la generación eléctrica renovable. Dicha generación eléctrica ha sido, hasta ahora, de origen eólico. La generación eléctrica renovable con otras fuentes no ha usado de forma significativa las máquinas de imanes permanentes hasta el momento, si bien parece que algunas aplicaciones lo harán. El estado del arte se refiere al estado actual del conocimiento, y se desglosa en los que han sido considerados puntos críticos de cara al diseño de máquinas de imanes permanentes, abriendo el camino a las aportaciones futuras que sobre la base de dicho estado del arte hará esta Tesis.

En capítulos previos se analizó la aplicación principal de estas máquinas de imanes permanentes, la eólica, y cómo han de integrarse en el sistema de conversión de energía, considerando las características de estos sistemas y las restricciones de operación que se les impone desde fuera. Así mismo se compararon con las máquinas síncronas con excitación convencional, analizando ventajas e inconvenientes de cada tipo.

En el Capítulo actual, se comienza con el análisis de las distintas topologías genéricas de máquinas eléctricas, entre las cuales se desglosa de modo más preciso el tipo de máquina radial, viendo distintas maneras de integrar la excitación por imanes permanentes en la máquina.

Entrando en el detalle, se presentan los modos de operación de las máquinas de imanes permanentes, tanto en lo referido a la forma de onda como en lo referido a la fase de las corrientes inyectadas.

Los asuntos considerados por el autor de este texto como críticos en las máquinas de imanes permanentes para esta aplicación son analizados a continuación. Éstos son la eficiencia, el rizado de par, y la desmagnetización permanente de los imanes. Posteriormente se estudia cómo modelar estas máquinas en algunos de sus aspectos clave. El modelado de las máquinas permite un diseño no basado en la experiencia, sino en cálculos previos fundamentados en las leyes de la física. Es crítico modelar correctamente lo que ocurre en la máquina en lo que a campos electromagnéticos se refiere, los cuales se ven como inductancias y fuerzas electromotrices. Por otro lado, en el caso de máquinas de imanes permanentes, es fundamental conocer las condiciones de temperatura a las que operará la máquina.

A continuación se estudia el imán permanente, comprendiendo dicho estudio el de los distintos tipos de imán, las propiedades de los imanes, y algunos detalles sobre su uso industrial en estas máquinas.

Por último se ofrecen algunos principios de diseño a emplear en máquinas de imanes permanentes, algunos de ellos derivados de los principios de diseño generales de máquinas eléctricas, otros referidos concretamente al tipo de máquinas en cuestión en este texto.

Existen asuntos de importancia referidos a las máquinas de imanes permanentes no tratados con una extensión grande en este texto, lo cual se debe a su poco peso en el caso de las aplicaciones para generación renovable. Esto no significa que no tengan un peso importante en otras aplicaciones como la tracción o los accionamientos industriales. Entre otros asuntos están las pérdidas en el hierro, en los imanes, o los métodos de sujeción y soporte de los imanes.

3.2. TOPOLOGÍA DEL CAMPO MAGNÉTICO

Según la Real Academia Española de la Lengua, Topología es la “rama de las matemáticas que trata especialmente de la continuidad y de otros conceptos más generales originados de ella, como las propiedades de las figuras con independencia de su tamaño o forma”. Atendiendo a dicha definición, y considerando el campo magnético existente en el entrehierro de una máquina eléctrica, así como la forma del entrehierro mismo, las máquinas eléctricas rotativas se pueden clasificar en tres tipos: radial, axial y transversal.

Por otra parte, y considerando que una línea recta es un círculo de radio infinito, estas tres topologías son igualmente aplicables para clasificar las máquinas lineales. En ese caso, la degeneración topológica hace que las máquinas de flujo radial y las de flujo axial se conviertan en un solo tipo en el caso lineal, lo cual sugiere que a efectos de topología del flujo ambas son iguales también en el caso rotativo, si bien no lo son en cuanto a topología, o forma, del entrehierro. La transición topológica de flujo radial a axial pasando por una máquina lineal se puede ver en la Figura 23.

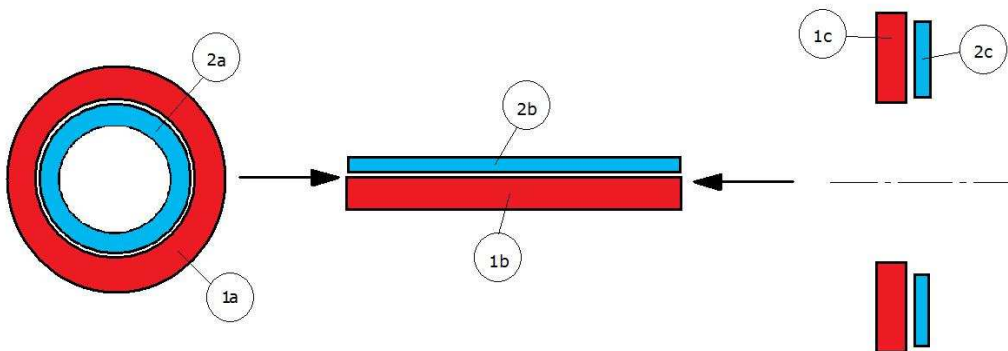


Figura 23. Degeneración topológica de máquina de flujo radial a máquina lineal, y de máquina de flujo axial a máquina lineal (1-estator, 2-rotor/traslátor).

La topología del campo magnético y del entrehierro condicionan en gran medida las propiedades de una máquina eléctrica. Desde el nacimiento de la electrotecnia, la configuración de los flujos en las máquinas eléctricas ha seguido un patrón radial, en

una grandísima mayoría de casos. Tan sólo excepcionalmente se ha acudido a otras configuraciones. Existen motivaciones sobradas para esto, como son la simplicidad, el conocimiento existente sobre las máquinas radiales, y la adaptación a los procesos productivos a gran escala.

En cualquier caso, y en función de la aplicación, una u otra topología puede responder mejor en una aplicación determinada. Existen numerosas publicaciones en las que se analizan las distintas topologías buscando la geometría óptima para cada aplicación [Bang, 2008][Chen, 2004][Dubois, 1992][Grauers, 1996][Silaghi, 2008][Parviainen, 2005][Parviainen, 2005b][Gieras, 2009][Kasinathan, 2003].

3.2.1. Máquinas de flujo radial

Como se comentaba previamente, ésta topología de flujo es la más usada de forma clásica para máquinas eléctricas. El campo magnético es siempre paralelo a un plano perpendicular al eje de giro (sin considerar singularidades como lo que ocurre en los extremos de la máquina debido al campo creado por las cabezas de bobina). Estator y rotor están separados por un entrehierro cilíndrico, que idealmente es concéntrico con el eje de giro.

La simplicidad del montaje mecánico llevó desde un principio a que fuera el estándar de uso. Además hay que considerar la robustez y rigidez del mismo, y la facilidad de producir componentes como laminaciones ferromagnéticas y bobinas adaptables a dicha topología.

Esta topología permite contar con cierta flexibilidad a la hora de elegir dimensiones de la máquina. El par depende de forma independiente del diámetro del entrehierro y de la longitud axial de éste, y ambas magnitudes se pueden variar de forma independiente. Dicha dependencia va con el cuadrado de dicho diámetro y en proporción directa a la longitud. Una misma carga lineal de corriente será más útil para convertir energía electromecánica que otra en función del diámetro del

entrehierro. En aplicaciones dónde la eficiencia y el desarrollo de un alto par específico son importantes, la tendencia es a ir a diseños tipo anillo, en los que se tiene un gran diámetro y longitud corta, aprovechándose más una misma carga de corriente.

La principal limitación de las máquinas de flujo radial está en su esencia. Un campo confinado en un plano requiere una carga de corriente en dirección perpendicular a dicho plano. Eso significa que la carga de corriente que crea el campo y la carga magnética resultante, es decir el flujo, han de compartir espacio en dicho plano. Así ocurre en cualquier máquina de flujo radial o axial. La capacidad limitada para cargar en campo los materiales magnéticos, es decir la existencia de saturación, supone requerir una determinada sección de paso para un flujo dado. Además, la capacidad limitada para cargar en corriente los materiales conductores, por el calor generado conocido como efecto Joule, hace que sea necesario dotar de mayor sección de paso de corriente a los conductores cuando se quiere incrementar la carga de corriente en la máquina. En máquinas que por su topología de flujo radial o axial existe interferencia entre la carga magnética y eléctrica se llega a un diseño basado entre el compromiso entre carga en corriente y carga magnética, que es distinto en función de las prestaciones que se pretendan.

Existen diversas variantes principales de esta topología, la usual configuración con rotor interno, la de rotor externo [Lopez-Fernandez, 2006][Chen, 2000], y configuraciones derivadas que hacen uso de dos estatores o dos rotores. Particularizando para máquinas de imanes permanentes, las características más importantes de cada una de ellas son:

- Rotor interno. Los imanes se distribuyen en el rotor, cuya envolvente es cilíndrica, y que gira en el interior del estator. Es la configuración más común y utilizada. El estator es el típico de cualquier máquina eléctrica. Se fabrica con láminas de material magnético y los devanados se distribuyen idealmente de forma senoidal por su superficie.

- Rotor externo. En esta configuración el rotor lo conforma un tambor exterior. El soportado del rotor constituye una de las mayores complejidades de ésta máquina, y se puede resolver de distintas maneras, bien con un rodamiento en la periferia o con uno sobre el eje y consiguiendo una rigidez del rotor muy alta [Keppola, 2002]. El estator se encuentra en el interior del rotor. Si bien en apariencia supone tener una mejor ventilación de los imanes, al estar el rotor en el exterior y directamente expuesto al medio refrigerante, se empeora la refrigeración del estator. En caso de motores encapsulados la complejidad es aún mayor. Para máquinas de muy alta velocidad, se obtiene una mejor sujeción de los imanes por el tambor exterior (la fuerza centrífuga trabaja en sentido de mantener los imanes pegados al rotor) por lo que la fiabilidad de las fijaciones es mayor, incluso en configuración de imanes superficiales. Hay que decir que para un mismo diámetro de entrehierro el diámetro exterior de la máquina es menor, ahorrándose dos veces la diferencia entre la altura de las ranuras y la de los imanes.

Generalmente los bloques ferromagnéticos se componen de un apilado de laminaciones en el plano radial, lo cual es muy ventajoso desde el punto de vista constructivo por la alta productividad de los procesos de corte y apilado. Alternativamente, y en máquinas que requieren generación de par de reluctancia, se hace uso de laminaciones axiales [Lovelace, 2004][Soong, 1995], las cuales son complejas de cortar y requieren además ser dobladas, no siendo asimismo tan interesantes en términos estructurales.

Un caso peculiar es la disposición de imanes en forma de matriz Halbach, que permite la construcción de máquinas sin hierro, puesto que en el interior de la matriz se consigue un campo casi perfectamente dipolar. En ese caso el tamaño del entrehierro geométrico se hace poco relevante, por lo que son idóneas para aplicaciones de tracción de vehículos [Merrit, 1995].

3.2.2. Máquinas de flujo axial

En este caso el campo magnético que cruza el entrehierro tiene dirección fundamentalmente paralela al eje de giro de la máquina, presentando distinto módulo para distintas posiciones angulares tomadas desde un sistema polar centrado en el eje de la máquina. Estator y rotor permanecen a ambos lados del entrehierro, el cual está contenido en un plano perpendicular al eje de giro.

En este tipo de máquinas la longitud axial no es un parámetro que condicione la conversión electromecánica en el entrehierro por sí mismo, sino que está relacionada con los espesores y secciones de paso necesarias para el flujo magnético, así como con la configuración mecánica del conjunto. Es por esto complicado reducir el radio resultante del diseño, ya que para mantener el par habría que aumentar la relación entre radio exterior y radio interior. En cualquier caso eso lleva, para una misma dimensión exterior, a una máquina de muy poco radio interior, siendo en ese caso el aprovechamiento de la carga de corriente y de campo magnético menor. Un valor de referencia que optimiza el aprovechamiento de la máquina es el dado por [Grauers, 1996].

Para compensar esto se pueden apilar fácilmente varias máquinas en la dirección axial [Feudale, 2005]. Además dichas máquinas pueden compartir flujos magnéticos, lo cual las convierte en una sola máquina multicomponente, ya sea más de un rotor o más de un estator. Esto se puede implementar modularmente, de tal forma que sea sencillo componer máquinas de distintas potencias a partir de un diseño de rotor y estator de máquina de flujo axial, y así se hace comercialmente. Las principales ventajas que presentan son:

- Los imanes siempre son planos, lo que simplifica su fabricación.
- El diseño apenas se ve afectado por la dilatación térmica, puesto que las dimensiones de la máquina perpendiculares al entrehierro son pequeñas.

- Es interesante para aplicaciones donde las cargas a las que se somete el eje tractor hacen que mantener el entrehierro sea estructuralmente muy complejo. Así ocurre en el caso de la tracción eléctrica de acoplamiento directo para automóviles [Profumo, 1996][Eastham, 1990][Eastham, 1995].
- Existen configuraciones con devanados montados al aire, sin ranuras, como la conocida como Torus [Aydin, 2004] que simplifica notablemente la fabricación, y otras que permiten controlar, en cierta medida, el flujo desde el estator [Aydin, 2002].

En cuanto a los inconvenientes más importantes, se pueden citar:

- La eficiencia de la topología está limitada por la menor capacidad de la parte del radio interno de generar par, a igualdad de esfuerzo cortante de entrehierro generado, y de acuerdo a lo expuesto en [Grauers, 1996][Mueller, 2009].
- La capacidad de cargar con corriente la máquina en toda la extensión del entrehierro está limitada por la carga de corriente en el radio interior, reduciéndose ésta a medida que nos acercamos al radio exterior del entrehierro de la máquina.
- En configuraciones en las que el estator (o estatores) está rodeado por rotores, se complica la refrigeración de la máquina, puesto que parte del calor generado tenderá a ser evacuado a través de los rotores, dónde se encuentran los imanes, muy sensibles a la temperatura de operación.
- Aparecen fuerzas importantes entre los discos del estator y el rotor. Especialmente en aquellas configuraciones no compensadas en cuanto a cargas de atracción magnética, la rigidez ante cargas axiales de los componentes, especialmente de los rotores por ser menos masivos, es crítica. No es problema para máquinas pequeñas, pero sí para máquinas de gran potencia. Conseguir un entrehierro pequeño, que mejore las capacidades

electromagnéticas de la máquina, agrava éstos problemas, y requiere altísimas exigencias sobre las tolerancias constructivas de los componentes.

En el campo puramente práctico, se puede ver [Mueller, 2009] que la relación coste-potencia de un diseño de una máquina de flujo axial de imanes permanentes y tierras raras de 100kW es un 20% mayor que en el caso de una máquina de flujo radial con la misma cantidad de imanes, debido a las dificultades constructivas adicionales.

Existen diferentes configuraciones de geometrías con flujo axial. Además de múltiples rotores y estatores pueden contar con los bobinados dispuestos en ranuras o sin ellas, caso en el cual el tamaño de los imanes se multiplica, si bien la construcción del núcleo magnético se simplifica.

En el caso general de una máquina de flujo axial con un estator ranurado, conseguir un núcleo laminado es complejo, y se puede plantear de distintas maneras, entre las cuales:

- Chapa indentada enrollada, con dimensiones de los dientes de tamaño variable. Es una solución muy compleja. Hay que ajustar convenientemente la evolución del tamaño de los dientes a lo largo de la banda de chapa magnética para que al ser enrollada coincidan las posiciones de los dientes en las distintas vueltas del arrollamiento.
- Chapa plana enrollada y uso de postizos laminados o de un material compuesto magnético blando a modo de dientes.
- Empleo de compuestos magnéticos blandos, aunque reemplazar directamente el acero magnético por uno de estos materiales puede no ser razonable [Chen, 2005].

En el caso particular de bobinas al aire, esto es, usando un núcleo no ranurado, se necesita una mayor carga de corriente y/o de imán para conseguir un mismo esfuerzo

de entrehierro, dado que el entrehierro magnético es mucho mayor. Una ventaja inherente al diseño de una máquina sin ranuras es que se puede llegar a conseguir un par debido a la saliencia del indentado casi nulo y un nivel de ruido mínimo. Un diseño como éste se reporta en [Ackerman, 1992].

3.2.3. Máquinas de flujo transversal

En este caso el campo magnético tiene una distribución tridimensional, no siendo posible confinarlo en una región del espacio plana. Independientemente de la forma del entrehierro, que no puede diferir de las mostradas en la Figura 23, en el caso de una máquina de flujo transversal se cumple que las regiones por las que atraviesan el entrehierro dos polos consecutivos de flujo magnético de la máquina definen un segmento que va de una a otra de dichas regiones cuya proyección sobre el vector velocidad relativa entre un punto del plano mediatriz de dicho segmento perteneciente a la parte fija o estator de la máquina respecto de otro punto en el plano mediatriz perteneciente a la parte móvil es nula. Esto no ocurre en las máquinas de flujo radial o axial, en las que dichos vector y segmento son paralelos.

Si los dos tipos anteriores de geometrías están limitadas por el hecho de que la carga magnética y la eléctrica comparten un mismo plano, siendo necesario llegar a un compromiso para tener un buen diseño en función de los requisitos de la máquina, en el caso de las máquinas de flujo transversal esto no ocurre así, pudiéndose aumentar la carga eléctrica y magnética de forma independiente.

Pueden conseguir por tanto muy alta densidad de esfuerzos transmitidos a través del entrehierro. Debido a la configuración tridimensional del campo magnético, precisan ser construidas con materiales compuestos con propiedades ferromagnéticas blandas y de baja conductividad, con objeto de evitar la aparición de corrientes inducidas. Esto encarece este tipo de máquinas, además de hacerlas menos fiables estructuralmente, ya que estos componentes no tienen unas características mecánicas como para ser utilizados con finalidad estructural.

Se han presentado numerosas soluciones de cara a una implementación práctica del concepto que caracteriza a éstas máquinas, de las cuales aquí se referencian algunas de las más interesantes.

En [Jinhao, 2003] y [Harris, 1997] se ofrece una clasificación sistemática general mostrando distintos diseños alternativos que usan el concepto de flujo transverso. En general se puede decir que las máquinas pueden ser de una o dos estructuras estatóricas, que pueden estar a un lado o a ambos del rotor (one sided-two sided stator), con uno o dos devanados, o incluso estructuras en C que abarcan ambos lados del rotor pero con desfases de 180° eléctricos. Los imanes permanentes pueden disponerse magnetizados de manera perpendicular al entrehierro o en concentración de flujo, donde la magnetización es paralela al entrehierro, pero unas piezas de material ferromagnético se encargan de corregir esta dirección y de dirigir el flujo magnético según interese.

En esta misma línea, [Dubois, 2002] distingue las máquinas entre los diseños con imanes superficiales y los que incluyen concentradores de flujo. Las primeras presentan menos prestaciones debido a que sólo la mitad de los imanes contribuyen en cada instante a la generación de flujo [Chang, 2007], pero también son de mucha más fácil construcción, mientras que las que usan concentradores hacen trabajar en todo momento a todos los imanes, aunque hay que decir que a expensas del aumento de flujo disperso [Arshad, 2001].

En [Husband, 2003] se puede ver el fruto del desarrollo de Rolls-Royce en este tipo de máquinas. En este caso la topología escogida es de estator simple por ambos lados, con forma de C y rotor con concentración de flujo, lo que permite mantener el entrehierro muy delgado comparado con otras topologías. [Mitcham, 1997] analiza la solución propuesta en [Husband, 2003] y la califica de idónea para la propulsión naval, al ser constructivamente simple en comparación con otras por la compensación de las fuerzas de atracción sobre las C estatóricas, lo cual no ocurre en las soluciones de doble estator.

En [Dubois, 2002] se explica y desarrolla un análisis crítico de la primera máquina de este tipo, presentada por [Weh, 1989]. Se desgranar los problemas en términos estructurales (especialmente importantes por tener estator a ambos lados), en términos de fabricabilidad del rotor por la dependencia de la geometría global de la incertidumbre de las tolerancias de imanes y concentradores de flujo que se apilan sucesivamente. También se analiza en términos productivos, aludiendo a la dificultad para el montaje de determinados componentes. Se presenta por otra parte la máquina de rotor dentado y estator a un solo lado, de la cual el mayor inconveniente es el mayor flujo disperso entre las dos estructuras estáticas de un mismo período. Además se comparan las pérdidas en el hierro de los núcleos laminados y los compactados por pulvimetalurgia, los cuales son menos permeables al campo magnético.

En [Polinder, 2005b] plantea la ventaja de la geometría simple de la bobina. Al tratarse de una bobina concentrada permite aplicar aislamiento para mayores niveles de tensión.

En [Chang, 2006], se presentan algunas ideas para la implementación de la máquina en geometrías lineales, con una configuración de flujo magnético que aprovecha el retorno de la bobina, reduciendo las pérdidas en el hierro a prácticamente la mitad, y analiza la aparición de fuerzas no útiles de atracción entre estator y traslátor en dirección normal al entrehierro y en dirección lateral.

En cuanto a la disposición del rotor por fuera o por dentro del estator (en las máquinas de estator único) es favorable que se sitúe fuera para poder bobinar contra la estructura estática en vez de hacerlo con curvatura negativa por dentro de ella como se requiere cuando el estator es externo [Henneberger, 1997]. Además se obtiene una mejor relación entre diámetro del entrehierro y diámetro exterior total de la máquina. En la Figura 9 de [Henneberger, 1997] se puede ver el sistema de rodadura y soporte de estator y rotor en una máquina de rotor externo.

Por otra parte la disposición de las fases se puede desarrollar de varias maneras. La más evidente es apilando tres máquinas monofásicas en la dirección axial. Alternativamente se pueden incluir las tres fases en un mismo plano si cada una de ellas cubre un sector del entrehierro, como se puede ver en [Anpalahan, 2001] y [Chang, 2007], caso en el cual hay que analizar los efectos de las cabezas de bobinas.

Además de los materiales clásicos usados en las máquinas de topología convencional como ferromagnéticos, cobre, aluminio, aislantes varios, etc..., las particularidades de las máquinas de flujo transversal e imanes permanentes han llevado a los investigadores a innovar en el uso de determinados materiales que hasta ahora tenían poca importancia en este campo, tal y como a continuación se relata.

En estas máquinas la complejidad estructural es clara, ya que el material ferromagnético no es autoportante, como ocurre en topologías clásicas, sino que es discontinuo, de tal forma que se hace necesaria una estructura de soporte que en determinados casos puede ser muy compleja. Es por ello que para aligerar estas estructuras se usan materiales compuestos de matriz polimérica y carga de fibra de vidrio típicamente, o incluso en algunos casos con carga de aluminio o acero austenítico, de tal forma que no afecte desde el punto de vista magnético a la configuración de los entrehierros.

Por otra parte la tridimensionalidad del flujo magnético hace imposible la laminación en un plano que evite la aparición de corrientes inducidas. Para solucionar esto se presenta en [Guo, 2003] el uso de un compuesto de polvo de hierro aislado, que evita la circulación entre granos de las corrientes inducidas, y una matriz que dote al conjunto de cohesividad. Las propiedades que se le atribuyen son isotropía en cuanto a la permeabilidad magnética, bajas pérdidas en el hierro a frecuencias bajas y medias, mejores características térmicas, y bajos costes de producción, especialmente para piezas complejas gracias al uso de moldes para el conformado. Pero por otra parte la permeabilidad magnética puede ser varias veces inferior a la del acero macizo, lo cual hace que sólo se pueda usar en aquellas máquinas en las que los entrehierros

determinan la reluctancia del circuito magnético, como las de imanes superficiales, y preferiblemente con pasos polares grandes por el aumento en el flujo disperso al reducirse la permeabilidad relativa al aire del material. El criterio para escoger el tamaño de grano es que la dimensión mayor de éste sea inferior a la penetración del campo electromagnético a la frecuencia de funcionamiento. Por tanto a mayor frecuencia más fino ha de ser. En otro orden de cosas, en [Chang, 2007] se alerta sobre el problema que supone la distribución no homogénea de las propiedades del compuesto, que puede distorsionar la geometría del flujo.

3.3. GEOMETRÍA DEL ROTOR EN MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES

Otra de las elecciones fundamentales para definir la máquina es la geometría del rotor. Desde este punto de vista pueden considerarse varias opciones (imanes superficiales, insertados, e interiores) que se desarrollan y comentan en los puntos siguientes.

3.3.1. Rotores de imanes superficiales.

En ellos los imanes se unen a la superficie del rotor. Su característica es un alto entrehierro magnético sea cual sea la fase de la fuerza magnetomotriz del estator. Esto ayuda a filtrar los armónicos altos, reduciendo pérdidas y vibraciones. El entrehierro geométrico es variable con la posición, si bien el entrehierro magnético es en la práctica constante, asumiendo una permeabilidad magnética de los imanes parecida a la del aire. De acuerdo a [French, 1996] estas máquinas minimizan la reacción de inducido y los pares debidos a la saliencia del indentado y reluctancia con respecto a otras configuraciones.

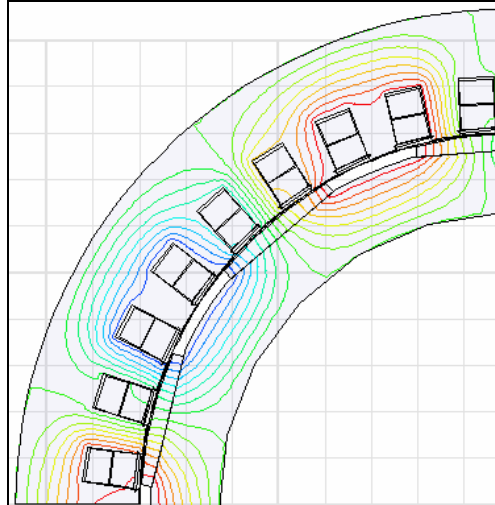


Figura 24. Vista de sección de una máquina de imanes superficiales. En este caso los imanes están curvados con objeto de mantener un entrehierro constante.

3.3.2. Rotores de imanes insertados.

En este caso los imanes se unen a la superficie del rotor insertados en una ranura o cajado. De esta manera el entrehierro geométrico es constante, si bien el magnético es cambiante, dado que en la superficie de rotor donde no hay imán se puede encontrar material ferromagnético. La variación de entrehierro magnético en distintas posiciones relativas al rotor supone la posibilidad de usar dicho efecto para incrementar el par de la máquina mediante la generación de un par de reluctancia. Dicho par de reluctancia suele incrementar el par electromagnético de la máquina en un 10-15% según [Lipo, 2004]. La validez de dicho valor se ha comprobado mediante modelos propios, los cuales se presentan en capítulos posteriores. Adicionalmente, la mayor inductancia de magnetización hace que la máquina llegue a saturar en caso de sobrecorriente, lo cual protege los imanes durante faltas; de acuerdo a [Sebastian, 1987] las máquinas de imanes insertados son más resistentes a la desmagnetización por cortocircuito que las de imanes superficiales para una misma inductancia de dispersión, además de presentar una más baja corriente de cortocircuito. Este

incremento de prestaciones de la máquina no es gratuito, y hay que valorar su interés en base a los inconvenientes. Se pueden mencionar:

- Incremento de flujo de dispersión en los imanes, y por tanto una utilización de éstos menor [Rosu, 1999].
- Necesidad de evitar rotores de material de alta conductividad eléctrica, debido a la inducción de corrientes debidas a los armónicos de la fuerza magnetomotriz [Haraguchi, 2009] y al efecto del indentado, de forma similar a lo que ocurre en las máquinas síncronas de polos salientes [Carter, 1916][Carter, 1955][Kuyper, 1943][Adams, 1909].
- Incremento de los valores de inductancias, y por tanto mayor efecto de la carga sobre la tensión en terminales de la máquina. Esto es útil para controlar la tensión en terminales a partir de la corriente, lo cual permite extender el rango de velocidades de operación sin exceder las limitaciones de tensión [Adnanes, 1991], si bien esta característica no es tan importante en generación renovable como en tracción y accionamientos industriales [Chin, 2010].
- Complicación adicional de control respecto a una máquina de imanes superficiales. En este caso la fase óptima de la corriente que maximiza el par por unidad de corriente es dependiente del par precisado, mientras que en una máquina de imanes superficiales la fase es constante.
- El entrehierro delgado facilita el cierre de flujos de dispersión de cabeza de diente y de zigzag de los bobinados estáticos, por lo que se incrementan pérdidas.
- Las componentes armónicas de la fuerza magnetomotriz generan vibraciones adicionales debidas a la interacción reluctante con el rotor de la máquina.

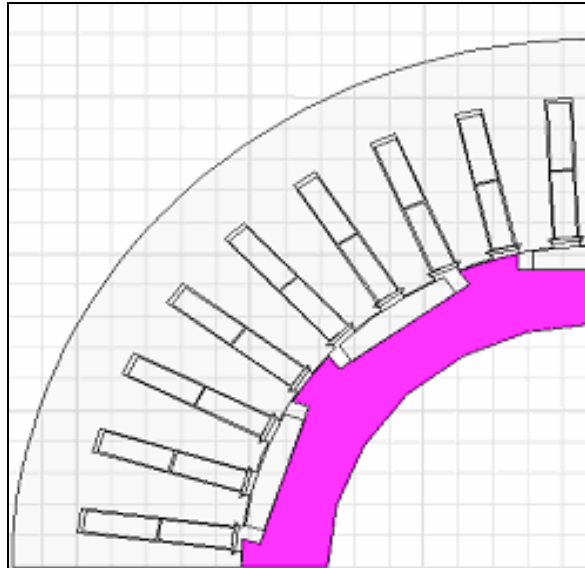


Figura 25. Vista de la sección de una máquina de imanes permanentes en la que estos se insertan en ranuras en la superficie del rotor, que aparece sombreado.

3.3.3. Rotores de imanes interiores.

En ellas los imanes están alojados en huecos interiores del rotor. Esta geometría es de especial interés cuando la sujeción y/o protección de los imanes es un asunto importante, como en máquinas de alta velocidad.

El entrehierro geométrico es constante, mientras que el magnético es variable, si bien disjuncto, puesto que el imán y el aire no están a continuación el uno del otro y por tanto el flujo magnético atraviesa alternativamente regiones ferromagnéticas y regiones de baja permeabilidad, bien sea al paso por los imanes o por el propio entrehierro entre parte fija y parte móvil. La variabilidad del entrehierro magnético hace que, al igual que en las máquinas de imanes insertados, se pueda obtener una componente de par reluctante.

Al estar el imán en el interior del rotor, se hace necesario evitar caminos de cortocircuito magnético que pudieran ser utilizados por el flujo del imán para cerrarse sin concatenar el estator de la máquina. A este efecto se usan las llamadas barreras de flujo [Schmidt, 2002], que no son más que regiones interiores al rotor en las que la

permeabilidad magnética es baja, la del aire, y que por tanto el flujo no cruza fácilmente. En cualquier caso aparecen caminos de fugas de flujo, que hacen desaprovechar parte del potencial del imán. Es por otra parte de relevancia, de cara a analizar en detalle el efecto de dichas barreras de flujo, considerar la saturación cruzada entre los caminos magnéticos de los ejes directo y de cuadratura del rotor [Stumberger, 2003].

Su ensamblaje es más complejo que en los dos casos anteriores, y generalmente una vez los imanes están en su sitio no es posible retirarlos. Permiten configurar el flujo magnético y concentrarlo, de tal forma que la máquina trabaje con un campo de entrehierro superior al campo en el imán. Son necesarias en caso de querer operar con campos de entrehierro superiores a los campos proporcionados por los imanes, como ocurría en muchos casos con imanes de Ferrita. En el caso de imanes de tierras raras no suele ser necesario concentrar el flujo, y la configuración de imanes interiores es escogida por motivos mecánicos en vez de magnéticos. Es la más interesante en máquinas destinadas a funcionar a velocidades altas, en las que las cargas mecánicas son muy elevadas llevando generar deformaciones importantes en el rotor [Almansi, 2009].

3.3.4. Rotor de imanes superficiales con zapatas polares.

El uso de zapatas polares protege mecánica, térmica [Negrea, 2001] y magnéticamente los imanes, si bien hace más laboriosa la construcción del rotor. El uso de zapatas laminadas situadas sobre los imanes puede usarse para eliminar pérdidas por corrientes inducidas en la superficie de éstos, lo cual puede ser de interés cuando la máquina es de alta velocidad, ya que dichas pérdidas serán de importancia. Las zapatas, al igual que los imanes, pueden seguir la curvatura del entrehierro o por el contrario pueden servir para modular la densidad del campo magnético en éste, haciéndolo más senoidal y por tanto contribuyendo a reducir el peso de las componentes armónicas de la f.e.m. inducida en los devanados estáticos.

En lo que se refiere a prestaciones, se puede decir que en este caso tanto el entrehierro geométrico como el magnético son variables. La variación del entrehierro magnético permite obtener un par de reluctancia, si bien la relación de inductancias es menor en este caso que en el caso de la máquina de imanes insertados, puesto que la relación de entrehierros magnéticos en el eje directo y el eje en cuadratura es del orden de 2 a 1, por lo que el par de reluctancia pesará menos en el par total. Adicionalmente el nivel de las inductancias es tan bajo como el de las máquinas de imanes superficiales, lo cual está asociado a una débil reacción de inducido.

3.3.5. Integración de los imanes en el rotor

La integración de los imanes en el rotor es un asunto complicado que requiere el análisis de las cargas de operación de la máquina así como de las posibilidades de fabricación y ensamblaje de la máquina eléctrica.

En las configuraciones de imanes superficiales estos generalmente se sitúan pegados, atornillados, sujetos a una bandeja, o en ranuras no ferromagnéticas con forma de cola de milano [Suh, 2006]. A veces se envuelven con un refuerzo que trata de abrazarlos para distribuir en toda su superficie la fuerza centrípeta que los mantiene sujetos al rotor sin dañarlos mecánicamente, y para así aliviar parte de la carga del medio de unión. Dicho refuerzo se configura como banda que recubre toda la superficie del rotor, suele ser de algún material compuesto, si bien se ha experimentado también con metales conductores por ser más económico.

Aquellas configuraciones en las que los imanes son interiores, ya sea dentro del rotor mismo, o integrados en un rotor cubierto por una zapata polar, tienen la cualidad de proteger mecánicamente los imanes del rotor, tanto del efecto de las fuerzas centrífugas como de otros potenciales peligros que puedan aparecer durante el ensamblaje de la máquina, así como de la corrosión. En ellas se evita la inducción de corrientes en el seno de los imanes debidas a campos de dispersión entre cabezas de dientes de estator, creados por las corrientes del propio estator, así como las debidas a

la modulación del campo magnético creado por el propio imán asociada a la variación de permeancia vista por éste.

3.4. MODOS DE OPERACIÓN DE LAS MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES.

3.4.1. Según la distribución espacial de la fuerza magnetomotriz

El modo de operación de la máquina está estrechamente relacionado con la distribución espacial de la fuerza magneto-motriz en ella. Desde ese punto de vista pueden considerarse:

- Máquinas síncronas de imanes permanentes. Los bobinados son alimentados con un sistema polifásico equilibrado de corrientes senoidales en el tiempo, generándose un campo magnético rotativo en el entrehierro, cuya interacción con el campo creado por los imanes permanentes, siempre y cuando campo y rotor giren a la misma velocidad, resulta en par útil en la máquina.
- Máquinas de imanes permanentes de corriente continua sin escobillas. El nombre se debe a su similitud con las máquinas eléctricas de corriente continua. Su funcionamiento es electromagnéticamente igual, pero en este caso se sustituye el sistema de conmutación mecánico, tan problemático a efectos de mantenimiento, por uno electrónico. Las corrientes de fase evolucionan en el tiempo como una onda cuadrada, y su encendido y apagado se hace en función de la posición del rotor.

La forma de las corrientes de operación en ambos casos puede verse en la Figura 26.

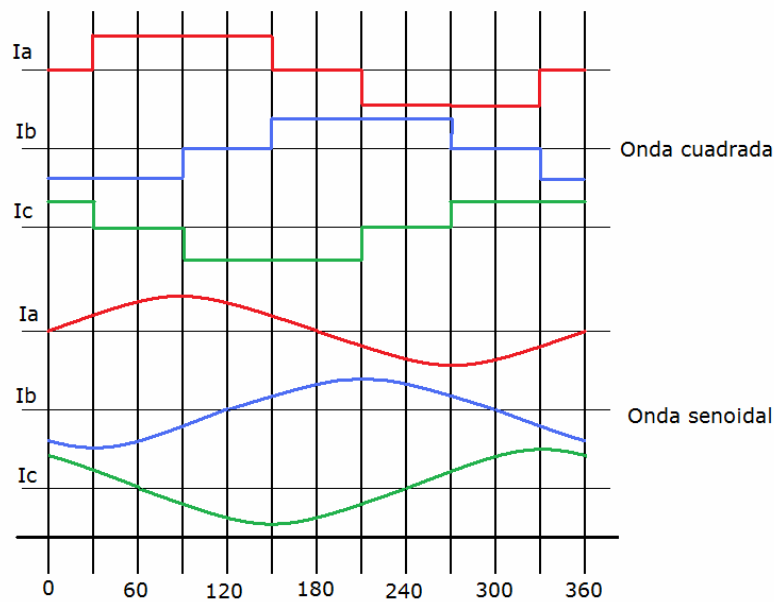


Figura 26. Evolución en el tiempo de las corrientes de un motor de onda cuadrada o corriente continua (arriba) y de un motor de onda senoidal o síncrono (abajo).

Un simple análisis de Fourier permite adivinar que éste segundo modo de operación comprende al modo síncrono en lo que a su primer armónico se refiere, no aportando los demás armónicos más que vibraciones y pérdidas. Se puede afirmar que las máquinas operadas con corrientes senoidales tienen un rizado de par menor y operan más suavemente, especialmente a baja velocidad.

Por otro lado, los bobinados y la electrónica requeridos por un accionamiento que funcione en modo síncrono suelen ser algo más complejos, por lo que dicho modo síncrono se reserva para accionamientos donde la eficiencia es un requisito prioritario.

Además del convertidor electrónico mismo, de mayor complejidad y coste en el caso de una máquina operada por corriente senoidal, la conmutación de los interruptores ha de ser mucho más precisa en éste caso senoidal. Por esto ha de conocerse en cada instante la posición del rotor de la máquina. En el caso de una máquina operada por corriente cuadrada esto no es tan exigente; de forma semejante a lo que ocurre en una máquina de continua con escobillas y colector de delgas, basta conocer el periodo en

el que debe alimentarse cada fase. Para ello no es preciso usar un sistema de monitorización de la posición del rotor, sino por ejemplo un simple sensor de efecto Hall situado en el entrehierro de la máquina, el cual puede detectar la posición del rotor y por tanto actuar sobre la alimentación.

De forma general se puede concluir que las máquinas operadas por corriente senoidal son más eficientes y su accionamiento es más caro, mientras que las de corriente continua sin escobillas son sencillas, robustas, y de menores prestaciones.

3.4.2. Modo de operación en función del control de la corriente inyectada de una máquina de imanes permanentes con o sin saliencia.

En cualquiera de los dos casos anteriores, onda cuadrada o senoidal, e independientemente que funcione en modo motor o generador, la máquina es alimentada por un convertidor electrónico de potencia. En el caso particular de una máquina alimentada por una onda senoidal la técnica habitual es la modulación por ancho de pulso (PWM), y su comportamiento se puede analizar mediante un diagrama fasorial.

El convertidor permite controlar tanto módulo como fase de la corriente inyectada en el estator de la máquina. Aquí se presentan dos formas de operar las máquinas sin saliencia, como son las de imanes superficiales, en lo que se refiere a fase y módulo de la corriente inyectada, si bien existen otras de interés, como la operación a tensión constante, que incluye técnicas como el debilitamiento de campo. Se analiza cual es más interesante para obtener una máxima potencia activa por amperio inyectado y por tanto por unidad de pérdidas en el cobre. Un análisis similar a éste se puede encontrar en [Grauers, 1996][Michalke, 2007][Schiferl, 1990]. Adicionalmente se presenta un modo de operación para máquinas con saliencia, como son las de imanes insertados y las de imanes interiores.

El criterio empleado en ambos casos es el generador, mostrado por la intensidad saliente en la Figura 27.

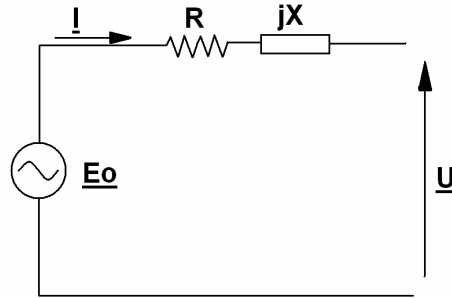


Figura 27. Circuito equivalente empleado para desarrollar los esquemas fasoriales de la máquina, válido para la configuración de imanes superficiales.

3.4.2.1. Operación de máquina de imanes superficiales con $I_d=0$.

La característica de las máquinas de imanes superficiales es que la inductancia vista por cualquier terna de corrientes de secuencia directa es siempre la misma, sea cual sea la fase de éstas. Esto en referencia d - q fija al rotor supone que las inductancias en eje d y en eje q son iguales. La corriente inyectada I sólo tiene componente en cuadratura con el flujo de los imanes, por tanto $I=I_q$ (d y q son las componentes en ejes de Park montados sobre el rotor, pasando el eje d por el eje magnético del imán).

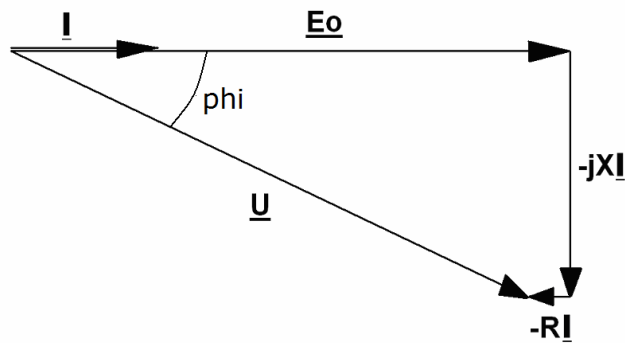


Figura 28. Diagrama fasorial en caso de alimentar la máquina con una corriente en fase con la f.e.m. interna, o $I_d=0$.

La potencia generada, en ausencia de pérdidas, es igual en bornas de la máquina a la transferida electromagnéticamente a través del entrehierro, también conocida como potencia interna.

$$(Eq. 19) \quad P_{airgap} = 3 \cdot |\vec{E}_0| \cdot |\vec{I}| = 3 \cdot E_0 \cdot I$$

$$(Eq. 20) \quad P_{bornas} = 3 \cdot |\vec{U}| \cdot |\vec{I}| \cdot \cos \varphi = 3 \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

Según el diagrama fasorial de la Figura 28, $|E_0| = U \cdot \cos \varphi \Rightarrow P_{airgap} = P_{bornas}$ (como no podía ser de otra manera al no haber considerado pérdida alguna). Adicionalmente, según el mismo diagrama, tenemos que:

$$(Eq. 21) \quad U = \sqrt{E_0^2 + (X \cdot I)^2}$$

Y por tanto:

$$(Eq. 22) \quad P_{bornas} = 3 \cdot \sqrt{E_0^2 + (X \cdot I)^2} \cdot I \cdot \cos \varphi = 3 \cdot E_0 \cdot I$$

Siendo en este caso la potencia por unidad de corriente $3 \cdot E_0$.

3.4.2.2. Operación de máquina de imanes superficiales con factor de potencia unidad.

En este caso la corriente suministrada a la máquina está en fase con la tensión en bornas. Esta estrategia minimiza el tamaño del convertidor, puesto que este ha de estar dimensionado para rectificar una potencia aparente igual a la potencia activa.

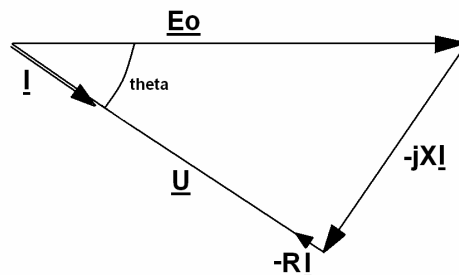


Figura 29. Diagrama fasorial en caso de alimentar la máquina con corriente en fase con la tensión en bornas, o lo que es lo mismo con factor de potencia unitario.

Según diagrama fasorial de la Figura 29, se tiene que:

$$(Eq. 23) \quad P_{airgap} = 3 \cdot E_0 \cdot I \cdot \cos \theta$$

$$(Eq. 24) \quad P_{bornas} = 3 \cdot U \cdot I$$

En este caso el módulo de la tensión en bornas viene dado por:

$$(Eq. 25) \quad U = \sqrt{E_0^2 - (X \cdot I)^2}$$

Por lo que la potencia viene dada por:

$$(Eq. 26) \quad P_{bornas} = 3 \cdot \sqrt{E_0^2 - (X \cdot I)^2} \cdot I$$

Siendo en este caso la potencia por unidad de corriente dada por $3 \cdot \sqrt{E_0^2 - (X \cdot I)^2}$.

Como se puede apreciar, el empleo de esta estrategia en máquinas de baja inductancia provee de resultados similares a la anterior.

3.4.2.3. Operación de máquina de imanes insertados.

En las siguientes líneas se muestra el modo de operar una máquina para el caso general de una máquina cualquiera que presente saliencia, que incluye a las de imanes insertados, interiores, y las de zapatas polares. Salvo en este último caso, dicha saliencia es en sentido de convertir la reacción de inducido sobre eje q en mayor que la reacción de inducido sobre eje d , siendo siempre d el eje magnético de los imanes, y q el que está en la región interpolar. En las máquinas de imanes permanentes con zapatas polares ocurre al contrario. En cualquiera de los casos, de cara a obtener una componente reluctante de par es preciso que el campo de la reacción de inducido no esté alineado con ninguno de los dos ejes directo y en cuadratura, ya que éstos constituyen las posiciones de máxima y mínima reacción de inducido, y por tanto de alineamiento reluctante máximo y mínimo, no generándose un par por efecto de dicha reluctancia.

La Figura 30 muestra el esquema fasorial de la operación de una máquina de imanes insertados. La reacción de inducido, como se ha comentado, se separa en eje directo y en eje en cuadratura, puesto que las corrientes de secuencia directa, sincrónicas con el rotor, ven distintas inductancias en función de tener una proyección mayor o menor sobre los ejes d y q fijos al rotor. El desfase entre la corriente y el eje q requerido para obtener el máximo par por amperio es de diferente sentido tratándose de una máquina funcionando como motor o como generador, así como si la máquina es de imanes insertados o interiores, a estos efectos equivalentes, o por el contrario lleva zapatas polares sobre los imanes, caso en el cual, como ya se ha comentado, la relación de entre inductancias en ambos ejes es inversa.

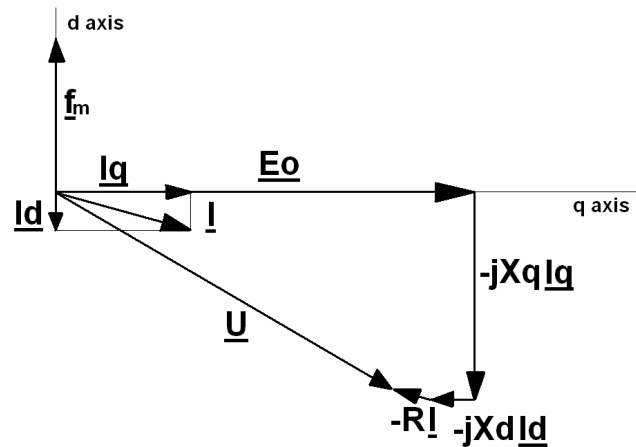


Figura 30. Diagrama fasorial para operación con máximo par por amperio de una máquina de imanes insertados. El ángulo entre corriente I y flujo del imán f_m es superior a 90° con vistas a conseguir una componente reluctante en el par.

En la Figura 30 se puede ver que el factor de potencia operando la máquina con un ángulo entre corriente y campo de imán superior a 90° es más cercano a la unidad que en caso de operación con $I_d=0$, siendo además el par por amperio mayor.

En este caso la potencia electromagnética de la máquina no se puede obtener a partir únicamente de la fuerza electromotriz interna y de la corriente, puesto que esa es la

correspondiente al par de campo, sino que ha de tenerse en cuenta la correspondiente al efecto reluctante, y se obtiene como:

$$(Eq. 27) \quad P_{airgap} = \text{Re}[\vec{U} \cdot \vec{I}^*] = \text{Re}[\vec{E}_0 \cdot \vec{I}^*] - \text{Re}[j(X_d \vec{I}_d + X_q \vec{I}_q) \cdot \vec{I}^*]$$

Por lo que la potencia de entrehierro por efecto del par de campo y del par reluctante es:

$$(Eq. 28) \quad P_{airgap-campo} = \text{Re}[\vec{E}_0 \cdot \vec{I}^*]$$

$$(Eq. 29) \quad P_{airgap-reluc} = -\text{Re}[j(X_d \vec{I}_d + X_q \vec{I}_q) \cdot \vec{I}^*]$$

Mientras que la magnitud del par de entrehierro debido a la interacción entre campos y corrientes no se ve afectada por el hecho de presentar la máquina saliencia respecto a lo que sería en una máquina sin saliencia, salvo en lo que se refiere al flujo de dispersión adicional existente en los imanes, la componente reluctante lleva a incrementar el ratio entre par y corriente en las máquinas con saliencia con respecto al caso de las máquinas sin saliencia. La fase de la corriente que lo consigue es la que aprovecha el par reluctante sin menoscabar el par de campo en demasía. Dicha fase depende de los valores de inductancias en ambos ejes, así como del valor de la fuerza electromotriz interna, y se puede obtener buscando el máximo absoluto de la potencia de entrehierro para una fuerza electromotriz interna dada y un módulo de la corriente dado como:

$$(Eq. 30) \quad \frac{\partial P_{airgap}}{\partial \alpha} = 0$$

Siendo α el ángulo entre \vec{E}_0 y \vec{I}^* .

3.4.2.4. Conclusiones

Respecto a la operación de la máquina de imanes superficiales, se puede decir que habida cuenta de que E_0 es la fuerza electromotriz interna de la máquina, y que sólo

depende de la velocidad de ésta, puesto que el flujo suministrado por los imanes es constante, se puede ver de las expresiones (Eq. 22) y (Eq. 26), que para una misma carga en corriente, la potencia activa extraída, y por tanto el par desarrollado por la máquina, es máxima en caso de operar con corriente en fase con la f.e.m. interna de la máquina.

Esto puede parecer en oposición a la percepción de que la potencia activa para una corriente dada es máxima al operarse con factor de potencia unitario. Dicha percepción es en este caso errónea, puesto que no tiene en cuenta que la tensión en bornas que se obtiene en el caso de factor de potencia unidad es menor para un mismo valor de f.e.m. interna que la obtenida en el caso de máximo par por amperio.

La operación según el caso de máximo par por amperio requiere el sobredimensionamiento del convertidor. La operación según el caso de factor de potencia unidad requiere el sobredimensionamiento de la máquina eléctrica. En ambos casos el sobredimensionamiento depende del inverso del coseno del ángulo entre la fem interna y la tensión en los terminales de la máquina.

El modo de operación óptimo que maximice la rentabilidad del accionamiento depende de los costes de máquina y accionamiento para los distintos factores de potencia.

Si bien los diseños de máquina crecen en tamaño y características de un modo prácticamente continuo, los diseños de los convertidores evolucionan de modo discreto, al pasarse de una familia de semiconductores a otra que soporte una corriente o tensión diferente. Es por esto que siempre que se mantengan los factores de potencia altos, aún operando con la corriente en cuadratura con el flujo de los imanes según el caso de máximo par por amperio, se puede asumir que el convertidor no variará sus características, ya se opere en un modo u otro. Bajo esa hipótesis la minimización de tamaño de máquina prima de cara a la optimización del uso del accionamiento, en coste y en eficiencia, por lo que es el modo de operación de

máximo par por amperio el que se considera más interesante de cara a un accionamiento de baja velocidad y alto par. Naturalmente esto impone restricciones sobre el diseño de máquina, ya que el factor de potencia vendrá determinado por los valores de inductancias de la máquina.

En lo que se refiere a la operación de máquinas de imanes insertados, se puede decir que además de obtenerse una mayor relación de par por amperio que la obtenida para una misma máquina en versión de imanes superficiales, el factor de potencia para el que se obtiene dicho par se aproxima más a la unidad, y por tanto en este sentido desde el punto de vista del factor de potencia del convertidor es más favorable que la operación en régimen de máximo par por amperio que una máquina de imanes superficiales, además de que la máquina en sí será más eficiente por conseguir, para una misma carga de corriente, desarrollar un par superior. Naturalmente existen otros condicionantes como vibraciones, calidad de onda, y pérdidas que pueden pesar en la elección de una máquina de imanes insertados.

3.5. ASPECTOS DE DISEÑO CRÍTICOS EN LAS MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES.

3.5.1. La eficiencia en la generación renovable de accionamiento directo

La eficiencia es un asunto de fundamental importancia en el caso de las máquinas de imanes permanentes, o de cualquier otra, destinada a generación con energías renovables. El punto de partida en ese sentido ha de ser la consideración de que las máquinas de accionamiento directo serán más desfavorables en cuestión de eficiencia que las máquinas arrastradas a mayor velocidad a través de un sistema de conversión mecánica, como es una multiplicadora en un aerogenerador. El par desarrollado por la máquina ha de ser mucho mayor, y éste está íntimamente ligado a las pérdidas en el cobre de la máquina. En la medida en que la carga en corriente de la máquina se emplee de una manera mejor, las pérdidas en el cobre podrán reducirse. Dicha

reducción es marginal, y los cambios de configuración no cambiarán en una gran fracción el valor de las pérdidas. Por tanto, es menester señalar que los objetivos de eficiencia que se le pueden marcar a una máquina cualquiera directamente accionada por una fuente renovable de baja velocidad no pueden ser los mismos que los marcados para máquinas que trabajan a más velocidad, si bien esto no significa que se deba renunciar a un nivel de eficiencia similar a la eficiencia conjunta de un sistema que comprenda transmisión y conversión mecánica además de máquina eléctrica de alta velocidad. En caso de querer mantener niveles de eficiencia de máquinas más rápidas se puede pretender incrementar el tamaño de la máquina, secciones de cobre y de ferromagnético [Larsen, 2008], con el consiguiente incremento de coste. Se puede ver una comparativa interesante considerando la eficiencia de ambos tipos de sistemas en [Polinder, 2006].

Una máquina ha de tener un diseño óptimo, que por ejemplo, puede coincidir con la máxima eficiencia a una carga determinada para un coste dado. En el caso de un sistema de generación renovable, no es la eficiencia a una carga determinada la que maximizar, sino todo el rango de operación, para lo cual se busca una función objetivo, generalmente de coste de la energía. Una metodología de diseño basada en esto se presenta en el Capítulo 7 de esta Tesis.

El interés por un accionamiento directo no está por tanto basada únicamente en la eficiencia, sino también en que la fiabilidad es un factor clave. Se ha creído en muchas ocasiones que la eficiencia de una máquina eléctrica estaba en competición con la fiabilidad de ésta. En ese sentido en [Bonnet, 2008] se habla de eficiencia y fiabilidad, y niega la incompatibilidad de ambas características. Por ejemplo, una máquina más eficiente puede funcionar más fría que una máquina con más pérdidas y eso incrementa la vida de los aislamientos.

3.5.1.1. Discriminación de las pérdidas en función del origen

Pérdidas en el cobre

Las pérdidas en el cobre están íntimamente relacionadas con la generación del esfuerzo electromagnético, por lo que son inevitables. Hay una parte de las pérdidas en el cobre que no contribuyen a la generación de dicho par, que son las referidas a las cabezas de bobina. Una configuración que ajuste lo máximo el volumen de cobre implicado en dichas cabezas minimizará este tipo de pérdidas. Para ello influye el tipo de bobinado y la forma de la cabeza. En ese sentido los bobinados de hilo son más favorables, puesto que el tamaño de las cabezas es menor al seguir los hilos caminos de mínima longitud. Un análisis detallado sobre esto puede encontrarse en el Capítulo 6 de esta Tesis.

Otra fuente de pérdidas es la distorsión armónica en las corrientes. La presencia de armónicos, no útiles para el par, es una pérdida añadida en el cobre. En caso de modulación por ancho de pulso, dónde hay altas frecuencias implicadas, los armónicos de la corrientes pueden ser de frecuencia suficientemente alta como para que la profundidad de película sea pequeña y que, especialmente en caso de bobinados de pletina, hace que la importancia de la distorsión armónica sea aún más importante en lo que se refiere a las pérdidas en el cobre.

Pérdidas en el hierro

Las pérdidas en el hierro se deben a la variación del campo magnético en éste. Aparecen tanto por histéresis magnética como por corrientes inducidas. En el caso de máquinas lentas dedicadas a la generación con fuentes renovables, las pérdidas en el hierro pueden ser sólo una fracción de las pérdidas en el cobre. En máquinas rápidas tienen una importancia mucho mayor, y su cálculo es mucho más crítico para desarrollar un buen modelo de la máquina.

El cálculo de las pérdidas en el hierro de las máquinas de imanes permanentes no difiere respecto de las de otras máquinas síncronas, teniendo su origen en la conductividad eléctrica y la histéresis magnética de los materiales que conforman los bloques ferromagnéticos [Bertoti, 1988][Graham, 1982], si bien en [Chunting,

2003][Mi, 2003] se muestra un modelo analítico que incluye pérdidas por histéresis y por corrientes inducidas en el bloque de laminaciones para una máquina de imanes permanentes. Además de los modelos analíticos, existen otros basados en elementos finitos, si bien el cálculo de estas pérdidas no está aún suficientemente estandarizada en los programas de cálculo comerciales. En [Zhu, 1993][Sadowski, 2000] las pérdidas se evalúan mediante el método de flujo de lluvia (del inglés *rain-flow*), empleado en otros fenómenos de carga alternativa como la fatiga mecánica. En [Cheng, 2002] se puede encontrar una formulación específica para casos de alta frecuencia y alta densidad de flujo.

Por otra parte, el nivel de pérdidas en el hierro de una máquina no sólo depende de la calidad de los materiales y procesos de ejecución de los apilados, sino que evoluciona a lo largo del tiempo a medida que, por ejemplo, el esmalte aislando las laminaciones envejece o queda dañado. Por otra parte el flujo no está perfectamente confinado en el plano de la laminación. Todas estas fuentes de pérdidas pudieran considerarse adicionales a las que aparecerían en el hierro en un caso ideal.

Otras pérdidas

Existe un tercer grupo de pérdidas debidas sobretodo a corrientes inducidas en distintos componentes de la máquina. Por ejemplo, en máquinas síncronas de polos salientes, configurados como macizos, aparecen corrientes inducidas en las superficies polares, y en este caso aparecerán en los imanes. Igualmente aparecerán en carcasa y tapas de la máquina [Richardson, 1945]. Según [Alger, 1959] el origen de dichas pérdidas es:

- Corrientes inducidas en el cobre debido al flujo de dispersión de ranura. El valor de las pérdidas es despreciable en máquinas bobinadas con hilo.
- Corrientes inducidas por el flujo de dispersión de cabeza de bobina. De acuerdo a [Corrales, 1982] conviene evitar gruesas piezas metálicas en el

ámbito del flujo de dispersión de las cabezas de bobina, especialmente si son magnéticas, para evitar la inducción de corrientes en su seno. La propia carcasa es camino para la circulación de corrientes.

- Corrientes inducidas debido al flujo de dispersión de zig-zag y de cabeza de diente. En la superficie del rotor, tanto en imanes como en el hierro, especialmente en caso de no ser laminado.

Hay otra fuente de pérdidas, y es la variación del campo en el propio imán debido al cambio del punto de operación al que se somete a cada zona del imán en función de que esté enfrentado a un diente o a una ranura, esto es, por los armónicos de permeancia que éste ve. Éstas son de difícil cálculo, se pueden ver modelos susceptibles de adaptar en textos dedicados a las máquinas de inducción lineales donde el inducido es una lámina de material conductor [Nasar, 1987][Gieras, 1994][Gieras, 2008b]. También los modelos dedicados a cálculo de corrientes inducidas en máquinas de imanes superficiales con un elemento conductor a modo de anillo de retención son interesantes y adaptables para calcular este tipo de pérdidas [Gieras, 2008][Robinson, 1957].

3.5.1.2. Posibilidades para incrementar la eficiencia

Reducción de pérdidas en el cobre

Es de interés para mantener las pérdidas en el cobre en valores bajos velar por una baja distorsión armónica en las fuentes de campo de la máquina, de tal manera que se aproveche al máximo la carga de corriente para la generación de una componente útil de par electromagnético. Así mismo, es preciso optimizar la geometría de las bobinas, tanto la de las cabezas como la referida a la disposición del bobinado. La primera de éstas puede conseguirse ajustando el proceso de bobinado, con las limitaciones usuales, mientras que la segunda puede hacer uso de técnicas como el acortamiento de paso; esto no es necesariamente útil, puesto que un acortamiento demasiado grande lleva a factores de bobinado sobre el primer armónico bajos, por lo que se

infrautiliza parte de la carga de corriente, consiguiéndose un efecto opuesto al buscado. Existe un compromiso entre muchos factores a alcanzar para una configuración óptima, incluyendo logísticos, de fabricabilidad, y operativos de la máquina.

Reducción de pérdidas en el hierro

Las pérdidas en el hierro son proporcionales a la amplitud de la oscilación del campo magnético. Por tanto reducir las pérdidas puede venir dado por la reducción de dicho nivel de campo. Esto encarece la máquina, por lo que hay que valorar en términos de rentabilidad económica si es de interés. El nivel de campo en las culatas siempre se puede reducir, si bien no es así en el nivel de campo en los dientes, ya que se reparten las secciones de paso de la superficie del estator encarando el entrehierro con la carga de cobre. La reducción de la altura de dientes implica la reducción de sección de cobre, por lo que la reducción de las pérdidas en los dientes entra en conflicto con la reducción de las pérdidas en el cobre.

Además de estas decisiones de diseño, un buen manejo de las laminaciones puede servir para apurar el nivel de pérdidas, en cantidades del orden del 10% de las pérdidas totales en el hierro.

Con objeto de reducir pérdidas en el hierro, en [Parasility, 2003] se propone:

- Usar herramientas bien afiladas para el corte de laminaciones y recocer el acero después del corte.
- Cerrar en parte las ranuras para minimizar los armónicos de ranura.
- En caso de requerir mecanizar el paquete de laminaciones, hacerlo con herramienta afilada y con varias pasadas con poco avance para minimizar la creación de cortos entre láminas.

En la misma línea, de acuerdo a [Beckley,2002], la calidad del corte de las laminaciones es crítico, de cara a minimizar las pérdidas en el hierro. La aparición de rebabas de mayor tamaño a medida que se estropea la herramienta de corte determina la existencia de cortocircuitos entre láminas y la aparición de tensiones mecánicas residuales, que deterioran el comportamiento magnético. No sólo es importante a este respecto el buen trato a las laminaciones en máquinas nuevas, sino en máquinas sometidas a rebobinados por fallos, que generalmente han perdido parte del aislamiento interlaminar debido a las altas temperaturas durante dicha falta [Ruddell, 2004].

Reducción de otras pérdidas

Los armónicos del campo de estator giran no sincrónicamente con el rotor, por lo que el flujo creado por éstos induce corrientes en el seno de los materiales conductores. Además de laminar el rotor se puede recurrir a seccionar los imanes tanto en dirección circunferencial como axial [Deak, 2006][Huang, 2010]. Esto es especialmente interesante en máquinas muy rápidas [Saban, 2007], o con un entrehierro muy bajo, el cual, además de producir un mejor aprovechamiento del potencial del imán, es usualmente responsable de un incremento de las pérdidas por corrientes inducidas, efecto común a todos los tipos de máquinas [Nailen, 2005]. De la misma manera que seccionando los imanes, en caso de recubrirse éstos con zapatas polares laminadas [Negrea, 2001], se pueden eliminar las pérdidas debidas al flujo armónico de entrehierro y al de dispersión de cabezas de ranura.

3.5.2. Desmagnetización irreversible en máquinas de imanes permanentes

3.5.2.1. Planteamiento general. Análisis puntual.

A continuación se presenta someramente el problema de la desmagnetización en máquinas de imanes permanentes de tierras raras. El análisis de este fenómeno con

otros tipos de imanes como ferritas o AlNiCo puede llevar a distintas conclusiones, dadas las distintas características de unos y otros.

La desmagnetización permanente en los imanes de las máquinas eléctricas viene dada por la aparición de campos magnéticos opuestos al del imán y que le obliguen a superar la máxima fuerza coercitiva que el imán es capaz de desarrollar de forma reversible.

La desmagnetización reversible del imán se da desde el primer instante en que éste se retira del circuito magnético que sirvió para magnetizarlo. Ser reversible significa que la magnetización se recupera, siempre en función del campo H existente en el imán. Por tanto, mientras el imán esté en dicha zona de operación reversible no habrá desmagnetización permanente alguna. La operación del imán fuera de la zona en la que la característica B-H de éste no es lineal significa que el imán ya se ha desmagnetizado en relación a su curva de magnetización original, como muestra la Figura 31.

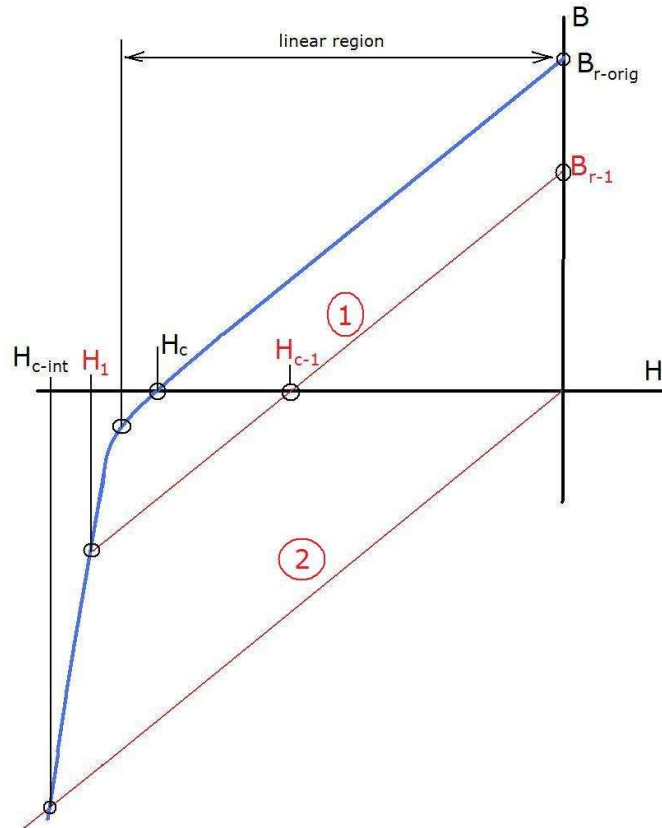


Figura 31. Característica B-H original de un imán (azul), en la que se señalan los valores de H coercitivo (H_c), de H límite de la zona lineal (en el codo), y de H coercitivo intrínseco (H_{c-int}), así como las características resultantes del imán cuando se le somete a un campo coercitivo de valor H_1 y a uno de valor H_{c-int} (ambas en rojo), la segunda de ellas con campo remanente nulo.

La desmagnetización en un punto del imán significa la pérdida de remanencia y de coercitividad, y el paso a una nueva característica B-H que, regida por cómo ha sido la desmagnetización y por la permeabilidad magnética del compuesto, será determinante para localizar el punto de operación del imán y por tanto de la máquina.

El proceso de desmagnetización puede explicarse en base a la Figura 31. El valor del campo coercitivo H_c puede ser (en términos absolutos) superior o inferior al valor de campo H que limita la zona lineal. En caso de que dicho campo coercitivo sea inferior, el imán tendrá una característica lineal en el segundo cuadrante. Ese es el caso de la Figura 31. Los imanes de tierras raras contemplados para máquinas eléctricas pueden ser totalmente lineales en el segundo cuadrante o no, en función del estado máximo de desmagnetización que se puede esperar sufran.

Una vez se alcanza un punto de operación determinado, a partir de ese momento el imán se recuperará con una característica en el plano B-H paralela a la pendiente de la característica lineal en $H=0$, que corresponde a la permeabilidad magnética del imán en ese punto. En los compuestos de tierras raras, que son considerados lineales, la región de operación lineal es muy amplia, y en ella la pendiente es coincidente con la pendiente en $H=0$. En rojo se presentan dos posibles curvas de retorno del imán, tras ser sometido éste a campos H de valores H_1 (curva 1) y H_{c-int} (curva 2). Más allá de que el imán tenga una característica lineal o no, de acuerdo a [Honsinguer, 1982], la curva de retorno es siempre lineal sin importar si la característica original de éste lo es.

La curva 1 representa una desmagnetización parcial, mientras que la curva 2 representa una desmagnetización total. Como se puede ver la curva de retorno que nace en el punto en el que el imán alcanza su campo coercitivo intrínseco H_{c-int} (curva 2), concluye en un valor de campo remanente nulo.

Cualquier campo H que no obligue al imán a operar fuera de su región lineal supondrá una curva de retorno superpuesta a la característica original del imán, no perdiéndose en ese caso magnetización alguna, manteniéndose por tanto los valores de campo remanente como coercitivo originales.

En cualquier caso, el punto de trabajo de cada región del imán es diferente, y por tanto lo es su contribución al flujo total y su robustez frente a la desmagnetización.

3.5.2.2. Análisis del imán en conjunto.

Por tanto cada punto del imán trabaja en un punto de operación distinto, ya que se enfrenta a una permeabilidad magnética y fuerza magnetomotriz distinta, y desarrolla un campo B diferente. El campo H en el imán no sólo viene dado por la reluctancia del circuito magnético frente a éste, sino por el valor de la fuerza magnetomotriz debida a las corrientes del estator de la máquina.

La distribución de dicha fuerza magnetomotriz es dependiente de las características del bobinado y de la evolución temporal en módulo y fase, supuesta monoarmónica, de la corriente. Los armónicos superiores, dada su pequeña amplitud, no han de ser determinantes desde el punto de vista de la desmagnetización. Aunque los imanes definen el eje d de la referencia de rotor, una corriente en eje q demasiado grande puede afectar al imán. La operación de las máquinas de imanes permanentes de corriente alterna, es decir, las que presentan un campo de entrehierro creado por las corrientes de estator distribuido cuasi-senoidalmente, suele realizarse con inyección de corrientes con fases tales que sólo tengan componente q , una vez proyectadas sobre los ejes solidarios al rotor que marcan los imanes. En ocasiones se añade una componente d con objeto de controlar la tensión mediante el debilitamiento o refuerzo del flujo del imán, o con objeto de generar un par de reluctancia, en caso de que el rotor de la máquina presente algún tipo de variación de reluctancia con la posición respecto del estator.

En [Sebastian, 1989] se hace un análisis a ese respecto, particularizado para máquinas de imanes superficiales, y lejos de considerar el imán como un todo, considera el efecto de la fuerza magnetomotriz de las corrientes por separado. En la zona lineal del imán se puede aplicar superposición de los campos creados por corrientes y por el propio imán. De esta forma, el máximo campo inverso que verá el imán se situará en los llamados puntos críticos de la Figura 32. La condición para evitar la desmagnetización es que:

$$(Eq. 31) \quad B_m - B_{current} \cdot \text{sen}\left(\alpha_m \cdot \frac{\pi}{2}\right) > B_{\min}$$

donde B_{magnet} es el campo de operación del imán, $B_{current}$ es el valor de pico del primer armónico del campo creado por la corriente, α es la mitad del arco polar cubierto por el imán, y B_{demag} es el campo correspondiente al final de la región lineal

de la característica B-H del imán. Sin considerar saturación, $B_{current}$ es proporcional a la corriente circulante, en este caso con proyección únicamente sobre el eje q.

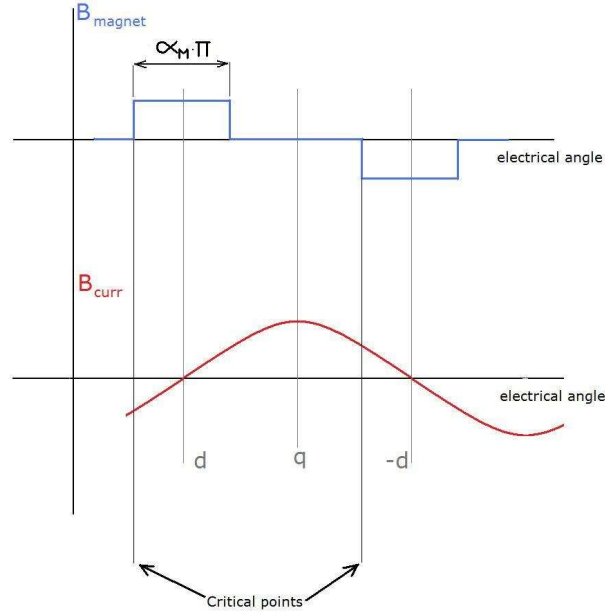


Figura 32. Campo creado por el imán y primer armónico del campo de entrehierro creado por una corriente inyectada por el convertidor en fase con el eje q de rotor. El arco polar ocupado por cada imán es $\alpha_m \cdot \pi$.

En el caso de añadir una componente de corriente sobre el eje d, la corriente de estator tendrá una fase β distinta de 90° en general, y la comprobación de que no existe desmagnetización ha de realizarse mediante la expresión:

$$(Eq. 32) \quad B_m - B_{current} \cdot \text{sen} \left(\alpha_m \cdot \frac{\pi}{2} + \beta - \frac{\pi}{2} \right) > B_{\min}$$

siendo, según el criterio seguido, las corrientes con fases $\beta > \pi/2$ desmagnetizantes. Como se ve éste caso es más crítico, puesto que para un mismo módulo de la corriente se pueden crear sobre el imán campos inversos superiores.

No es usual en cualquier caso que una máquina de imanes permanentes sea tan sensible a la corriente de estator como para que la corriente en operación normal esté limitada por la desmagnetización de la máquina. Lo normal es que lo esté por motivos

de calentamientos o de eficiencia. Esto es así en sistemas de generación renovable, aunque otros campos de aplicación pudieran ser diferentes, como el caso de la tracción eléctrica.

3.5.2.3. La desmagnetización por cortocircuito

Hay un caso en el que las corrientes pueden ser suficientemente altas como para generar un campo magnético opuesto al del imán con entidad para producir una desmagnetización permanente en éste. Ese es el caso de un cortocircuito. En él pueden llegar a aparecer corrientes un orden de magnitud por encima de las de operación en la máquina.

La corriente de corto en una máquina síncrona depende fundamentalmente de los valores de inductancias presentes en la máquina, estos son:

- Inductancia de dispersión de estator.
- Inductancia mutua estator-rotor.
- Inductancia subtransitoria.
- Inductancia transitoria.

Las dos primeras son inductancias de régimen permanente, mientras que las dos últimas se convierten en reactancias para así modelar con fasores un fenómeno transitorio como es la inducción de corrientes en devanados amortiguadores y de excitación.

En el caso de las máquinas de imanes permanentes no hay presente devanado de excitación, labor que corre a cargo de los imanes. Por otra parte, si la máquina se diseña para trabajar alimentada por un convertidor y no directamente acoplada a la red, no se dispone sistema de amortiguación alguno, y el efecto de las corrientes inducidas en los componentes conductores del rotor es pequeño en comparación con

el que aparece en un devanado amortiguador al uso, por lo que se desprecia su efecto, siendo la reactancia subtransitoria de prácticamente igual valor que la de régimen permanente.

Esto significa que la corriente de corto viene condicionada en la práctica por la inductancia de magnetización L_m y la de dispersión L_l . Por supuesto, como en todo transitorio sobre una inductancia, aparece además una componente unidireccional, cuyo efecto, superpuesto al de la componente alterna, puede llegar a doblar el valor de la corriente instantánea en relación al valor de pico de la corriente alterna. De acuerdo a estas hipótesis y según [Dubois, 1992] la corriente de corto, en el caso de un cortocircuito trifásico equilibrado en los terminales de la máquina, la máxima corriente instantánea será:

$$(Eq. 33) \quad \hat{I}_{sc} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot E_0}{\sqrt{R_s^2 + (\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_l)^2}}$$

donde R_s es la resistencia de fase del estator.

Por supuesto es importante para la integridad de la máquina mantener un valor de corriente de corto bajo, puesto que genera elevados pares de cortocircuito [Susnjic, 1997][Susnjic, 1998][Turner, 1987][Welchko, 2003]. Para ello, como se puede ver, un modo es mantener la suma de inductancias altas. Pero desde el punto de vista de la desmagnetización ese no es el problema. El problema es el campo inverso creado por dicha corriente de corto.

Analizando la impedancia durante el cortocircuito, y considerando que $\omega \cdot L_m + \omega \cdot L_s > R_s$, la corriente tiene una componente proyectada sobre el eje d que predomina sobre la proyectada en q. Se puede considerar que está, en la práctica, sobre el eje d, y siempre con carácter desmagnetizante. El campo creado por la corriente que circula por la máquina depende de la permeancia del circuito magnético y de las características del bobinado, que a la postre se conjugan para formar la

conocida como inductancia de magnetización L_m . Por tanto, el valor del campo de entrehierro creado por la corriente de corto será proporcional a la propia corriente y a la inductancia de magnetización. Para proteger la máquina de la desmagnetización es por tanto necesario reducir la corriente de corto, lo cual se puede hacer mediante el incremento de la inductancia total de la máquina, y decrementar la inductancia de magnetización. De esta manera es el cociente

$$(Eq. 34) \quad \frac{L_m}{L_l}$$

el que determina lo segura que es la máquina de cara a la desmagnetización por cortocircuito. Esta idea se desarrolla en [Lipo, 2004], llegando a la siguiente condición:

$$(Eq. 35) \quad \frac{L_l}{L_m} \geq \left(\frac{\frac{4}{\pi} B_r \cdot t_m \cdot \sin\left(\frac{\alpha_m \cdot \pi}{2}\right)}{B_r \cdot t_m - B_d \cdot t_g} \right)$$

Lamentablemente, y aunque parezca que incrementar la inductancia de dispersión es gratis, en el sentido de que no produce pérdida de potencia activa alguna, esto no es así. Un valor mayor de la inductancia de dispersión tiene como consecuencia la reducción del factor de potencia, al incrementarse la reacción de inducido, lo cual lleva al sobredimensionamiento del convertidor. El efecto de distintos valores de inductancia de dispersión sobre el tamaño del convertidor se analiza en [Grauers, 1996][Lampola, 2000][Grauers, 2004] entre otros.

3.5.2.4. Sensibilidad del campo de entrehierro respecto a las corrientes

La capacidad de las corrientes de modificar el campo de entrehierro existente en la máquina, y por tanto el campo B con el que opera el imán, es lo que se puede denominar como sensibilidad de la propia máquina respecto de la corriente. La

tensión en bornas viene determinada por la fuerza electromotriz en vacío, que es la debida al flujo de los imanes, y por la autoinducción de fuerza electromotriz por la corriente de estator, que tiene dos componentes, una de dispersión y una mutua. Esto se puede ver en la Figura 33.

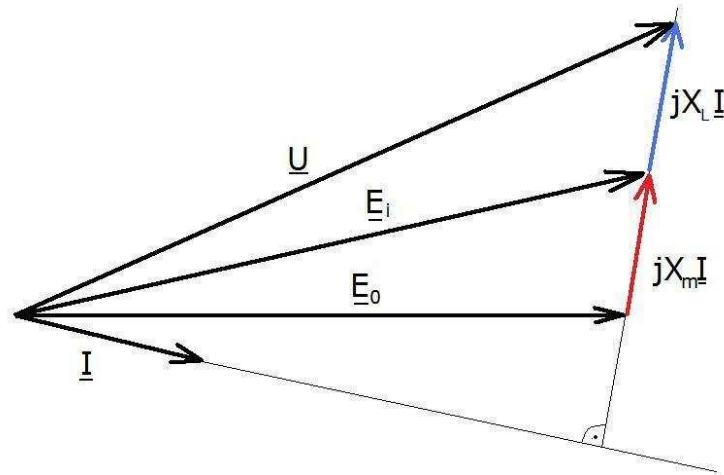


Figura 33. Diagrama fasorial para máquinas sin saliencia en el que se puede ver la tensión en bornas U , la fuerza electromotriz en vacío E_0 , y la fuerza electromotriz total E_i , inducida por la variación del flujo total de entrehierro visto por las bobinas.

El flujo de entrehierro existente es el asociado a la tensión interna, que en la Figura 33 se denomina E_i . En ocasiones, y con objeto de ampliar el rango de velocidades a las que puede funcionar una máquina manteniendo el nivel de tensión sin superar aquel para el que está preparada, es de interés debilitar el flujo de entrehierro, de tal forma que la tensión resultante se modere, habida cuenta que la fuerza electromotriz interna, E_0 , es proporcional únicamente a la velocidad de la máquina. El poder aplicar una estrategia de debilitamiento de flujo es por tanto interesante y útil si el campo de entrehierro es sensible a la corriente del estator, esto es, si el valor de L_m y por tanto de X_m es alto. De otro modo las corrientes serán tan altas que la máquina se convertirá en muy ineficiente cuando opere en el régimen de sobrevelocidad con debilitamiento de flujo. La aplicación de esta estrategia es de especial interés en accionamientos de alta velocidad tal y como se puede ver en [Xu, 1995][Jahns,

1987][Tapia, 2004][Adnanes, 1991], que por tanto no admite el empleo de máquinas de imanes superficiales.

El conflicto

Por tanto un diseño con un valor bajo de L_m en relación a L_l protegerá los imanes en caso de cortocircuito. Si bien la capacidad para ajustar L_l es muy limitada, dependiendo fundamentalmente de la configuración del estator, si se puede contar con más margen al ajustar L_m mediante, por ejemplo, la elección de un tipo de rotor u otro, o la selección de un espesor de imán y de entrehierro mayor o menor. Para un mismo valor de L_l se puede contar con máquinas con distinta capacidad para proteger los imanes. La presencia de un valor de L_m bajo puede, por otra parte, ser determinante para la imposibilidad de aplicar una estrategia de debilitamiento de flujo en la operación de la máquina, para lo cual es necesario ir a valores de L_m más elevados que permitan modificar el campo de entrehierro durante la operación. Es necesario por tanto alcanzar un compromiso, en función de las necesidades operativas de la máquina y de la gravedad de una posible desmagnetización. Se puede decir que la estrategia de debilitamiento de flujo está en contra de lo que podríamos denominar como robustez magnética de la máquina, o dificultad para producir desmagnetizaciones permanentes en ésta.

3.5.2.5. Factores que intervienen en la robustez magnética de la máquina

Como se ha comentado previamente, de acuerdo a [Lipo, 2004], para asegurar la integridad del imán es necesario incrementar la inductancia de dispersión y/o reducir la de magnetización, o lo que es lo mismo, incrementar el ratio entre ellas. Para ello se pueden tomar las siguientes medidas:

- Incrementar la longitud del entrehierro, bien sea del geométrico, del espesor del imán, o la profundidad y anchura de las ranuras, medidas que tienden todas a reducir la inductancia de de magnetización.

- Acortar la longitud axial del rotor respecto a la del estator, lo cual tiende a reducir la inductancia de magnetización.
- Cierre parcial de las ranuras estatóricas, con objeto de aumentar la inductancia de dispersión.
- Uso de cuñas magnéticas, que equivalen a un cierre parcial de las ranuras.
- Incremento del número de ranuras, lo que aumenta la dispersión.
- Hacer ranuras más profundas y estrechas, maximiza la permeancia magnética de las ranuras, por lo que maximiza la inductancia de dispersión de ranura. La altura del diente está limitada en relación a su ancho debido a la consistencia mecánica requerida para el diente mismo. La complejidad es mayor a mayor altura de diente, recomendándose no pasar de 3 veces el ancho, o incluso valores más restrictivos.
- Incrementar el número de pares de polos, que suele llevar asociado un mayor peso de la dispersión en la inductancia total.

En el caso particular de las máquinas sin ranuras (del inglés *slotless*), en el que los bobinados se disponen al aire, el entrehierro magnético presente es muy alto, siendo la inductancia mutua muy baja, y la de dispersión del mismo orden de magnitud, aunque menor, que la de una máquina ranurada del mismo tamaño. Eso significa que la máquina es muy insensible a las corrientes de inducido, y por tanto las máquinas con bobinados al aire son más robustas magnéticamente hablando.

3.5.3. Los pares pulsantes en las máquinas de imanes permanentes.

Según [Jahns, 1996] los pares pulsatorios se pueden clasificar en función de su origen como:

- Saliencia debida al indentado estatórico, también conocida por su término anglosajón *cogging*. Se debe a la interacción del flujo magnético del rotor con un estator que ofrece una reluctancia variable con la posición a dicho rotor. Aparece incluso cuando la máquina está en vacío.
- Rizado. Aparece cuando hay carga en la máquina.
 - Mutuo o de alineamiento. Se debe a la interacción del flujo de los imanes con el flujo de las corrientes del estator. La amplitud de la oscilación depende de la cantidad de armónicos presentes en el campo de entrehierro creado por el imán, y en el campo de entrehierro creado por las corrientes, el cual depende de las características del bobinado y de los armónicos temporales de la propia corriente.
 - De reluctancia. Se debe a la reluctancia variable en función de la posición que ofrece el rotor a las corrientes de estator. Aparece siempre que hay armónicos espaciales en el campo creado por las corrientes, lo cual depende de la calidad del bobinado por un lado y de la calidad de la corriente inyectada en la máquina.

Hay un compromiso entre obtener máximo par medio y mínimo rizado, puesto que cualquier técnica empleada para reducir dicho rizado llevará a la reducción del par medio desarrollado por la máquina para mismas condiciones de carga magnética, eléctrica, y térmica.

El rizado del par es uno de los causantes de ruido en las máquinas eléctricas [Vijayraghavan, 1998], siendo especialmente importante respecto a otras causas, como el ruido mecánico o aerodinámico, en máquinas de baja velocidad.

3.5.3.1. Métodos para minimización del *cogging*

El *cogging* es una fuerza o par que aparece en las máquinas de imanes permanentes. Se debe a las interacciones que aparecen entre el imán y los componentes ferromagnéticos del estator, asociado a la distinta reluctancia que el imán ve al cambiar su posición relativa. Así ocurre con dientes-ranuras estáticos, por ejemplo. En configuraciones con número de ranuras por fase y polo entero dicho par se hace importante, ya que el generado por cada par de polos está en fase con todos los demás, constituyendo un rizado adicional de relevancia sobre el par de operación de la máquina. La Figura 34 trata de aclarar el origen del *cogging* mediante un esquema de la interacción entre un imán y un diente. El *cogging* de una máquina es suma del generado por la interacción de cada imán con cada diente.

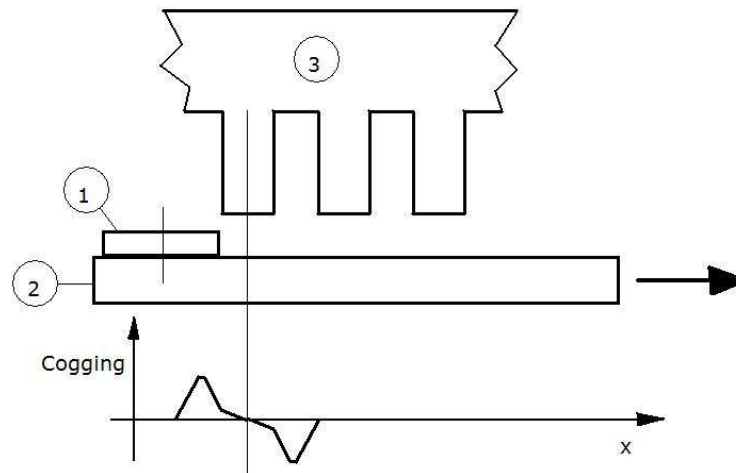


Figura 34. Efecto del movimiento relativo entre dientes e imanes en el par (1-imán, 2-rotor, 3-estator). La figura muestra la fuerza de interacción entre el imán 1 y el primer diente del estator 3, siendo máxima cuando ambos comienzan a solaparse y mínima cuando están alineados.

El par de *cogging* tiene carácter oscilatorio con la posición relativa entre el componente que soporta los imanes, generalmente el rotor, y el que soporta los bobinados, generalmente el estator. Su período espacial depende de la relación entre el período espacial del campo de los imanes y el período espacial de la permeancia ofrecida por el estator.

Su minimización es más o menos importante en función de las limitaciones de ruido, vibraciones, rizado de par en operación, y par de arranque de la máquina, establecidas en la especificación técnica de ésta o requeridas para garantizar su correcto funcionamiento o el de la carga acoplada a ella. En el caso particular de aerogeneradores de accionamiento directo su limitación puede venir dada por el par de arranque que la turbina eólica es capaz de proporcionar, que debe ser capaz de superar el *cogging*.

Las formas de reducir el *cogging* se refieren a la configuración de las bobinas, del hierro, y de la forma en que los imanes van montados sobre el hierro. En [Muljadi, 2002] se puede ver un análisis sobre formas de reducirlo, así como en [Ackerman, 1992][Aydin, 2007][Jin, 2009][Gonzalez, 2007][Letelier, 2007]. Es, sin duda para el escribiente, el análisis realizado en [Jahns, 1996] el más acertado por su forma de clasificar las técnicas empleadas:

- Métodos que pueden involucrar tanto a rotor como a estator. El inclinado (de aquí en adelante *skew*), bien sea de ranuras [Cross, 2002] o de imanes, puede en teoría reducir a cero el *cogging*. Varía linealmente hasta llegar a ser nulo cuando el ángulo de *skew* abarca lo mismo que un paso de ranura. En la práctica, los efectos de las cabezas y la excentricidad suelen proporcionar un valor no nulo de *cogging*, que puede considerarse residual, del orden del 1% del par nominal. Este método resulta en la pérdida de par medio, e incrementa la inductancia de dispersión.
- Métodos que involucran al bobinado estatórico. Son de interés:
 - Usar un alto número de ranuras.
 - Empleo de bobinados al aire, es decir, eliminar los dientes.
 - En máquinas con bajo número de ranuras la solución idónea es usar un número fraccional de ranuras por fase y polo. De esta forma

desaparece la periodicidad de indentado vista por los imanes. Naturalmente se reduce el armónico fundamental de la fuerza electromotriz. inducida el par medio de la máquina. Es preciso tener en cuenta que el uso de un número fraccional de bobinas por fase y polo tiene otros efectos, como incrementan las corrientes inducidas en el rotor, y pueden producir fuerzas de desequilibrio radial [Zhu, 2009], debido todo ello a la presencia de componentes subarmónicas en la distribución de campo.

- Métodos que involucran el diseño del rotor. Son varios y de relevancia los métodos empleados:
 - Selección del arco polar óptimo de imán. Si la longitud proyectada sobre el entrehierro que ocupa el imán es $(k + 0.14)$ veces el paso del indentado, siendo k un número natural superior a cero, se elimina el primer armónico del *cogging*. Según [Ishikawa, 1993] dicha expresión es válida para entrehierros planos, esto es de máquinas lineales, y en caso de que se considere la curvatura del entrehierro, la longitud óptima en términos de *cogging* será de $(k + 0.17)$.
 - Los imanes se pueden desfasar en dirección acimutal. Ya sean del mismo o de distintos polos, unos se adelantan y otros se atrasan.
 - El uso de distintos arcos polares para distintos polos.
- Métodos que involucran el diseño del paquete de laminaciones del estator. Los más interesantes son:
 - Uso de dientes dobles o ranuras falsas. Indicado para bobinados concentrados con pasos polares de 60° , en los que hay una bobina arrollada alrededor de cada diente.

- Uso de dientes falsos. Al igual que en el caso anterior es de interés con bobinados concentrados con pasos polares de 60° .
- Reducción del ancho de ranura. El uso de ranuras semicerradas o, en el límite, cerradas por completo reduce la variación de reluctancia vista por los imanes. Esto está limitado por los requisitos de fabricación y de inserción de bobinas. Además incrementa el flujo de dispersión en la máquina.
- Uso de cuñas magnéticas en las ranuras, cuyo efecto es el mismo que cerrar parcialmente éstas.

Otro método que no atañe a la construcción de la máquina, sino a su control y operación, es la inyección de una componente de corriente que genere un par en sentido de compensar el *cogging*, propuesto en [Ackerman, 1992].

3.5.3.2. El *cogging* de magnetización

Además del *cogging* creado por la distinta reluctancia del circuito magnético vista por el rotor en sus distintas posiciones, la diferente magnetización del imán en distintos puntos de éste puede generar otra componente de rizado de par sin carga. Aunque las calidades de la magnetización de los imanes suelen ser altas, lo cual significa que ésta es homogénea en todo el imán, tras bruscos transtorios eléctricos que impliquen fuertes corrientes desmagnetizantes, alguna parte del imán puede resultar dañada en lo que a su campo remanente se refiere. En ese caso se puede generar un *cogging* adicional según [Hendershot, 1994].

3.5.3.3. El rizado de par

La calidad del par entregado a la carga mecánica es en muchos casos crítica. Aun presentando un diseño que reduzca el *cogging*, si éste desarrolla un par en carga con un alto rizado puede ser inaceptable. En [Carlson, 1989] se presenta la forma de calcular las componentes de par debidas a los armónicos de corriente y de f.e.m. de vacío, si

bien no siempre la distorsión armónica está directamente relacionada con el rizado de par [Kim, 2007]. Las componentes de par se pueden calcular como:

$$(Eq. 36) \quad \begin{pmatrix} T_0 \\ T_6 \\ T_{12} \\ T_{18} \end{pmatrix} = \frac{3}{2 \cdot \omega_m} \begin{pmatrix} E_1 & E_5 & E_7 & E_{11} \\ E_7 - E_5 & E_{11} - E_1 & E_{13} + E_1 & E_{17} + E_5 \\ E_{13} - E_{11} & E_{17} - E_7 & E_{19} - E_5 & E_{23} - E_1 \\ E_{19} - E_{17} & E_{23} - E_{13} & E_{25} - E_{11} & E_{29} - E_7 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_5 \\ I_7 \\ I_{11} \end{pmatrix}$$

donde T_i son los armónicos de par, E_i son los armónicos de la fuerza electromotriz interna, I_i son los armónicos de la corriente, y ω_m es la frecuencia angular mecánica.

Como se puede ver los pares generados tienen una frecuencia que es la diferencia de las frecuencias de f.e.m. y corriente en caso de presentar éstas dos la misma secuencia, y una frecuencia que es la suma de ambas en caso de tener distinta secuencia. Además se omiten todos los armónicos pares y múltiplos de tres, ya que existe simetría de semionda y no se considera que circulen los homopolares.

Los armónicos temporales de la f.e.m. corresponden a la integral de los armónicos espaciales de la f.m.m del imán, por lo que manipulando ésta se puede conseguir minimizar el rizado de par. Naturalmente también el tipo de bobinado es determinante para que, dada una f.m.m., la f.e.m. presente filtradas algunas de sus componentes.

El arco polar cubierto por el imán es determinante a la hora de reducir ciertos armónicos, como el 5 y el 7, de la f.e.m. Un arco determinado puede eliminar el 5, otro el 7, otro el *cogging*, y otro maximiza el aprovechamiento del imán y la máquina en términos de densidad de par, por lo que se ha de buscar un compromiso para elegir el arco polar cubierto por el imán.

3.6. REVISIÓN DE MODELOS DE MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES

3.6.1. Modelos de campo de entrehierro.

3.6.1.1. Campos magnéticos de interés en una máquina de imanes permanentes

En el análisis de los campos electromagnéticos en una máquina son de especial importancia los siguientes asuntos:

- El campo asociado al flujo de dispersión. Tanto de los imanes como de los devanados estáticos. El primero es específico del tema que se está tratando, el segundo es general a todas las máquinas eléctricas.
- El campo que cruza el entrehierro, tanto el creado por los imanes como el creado por las corrientes del inducido.
- La interacción de campos y corrientes que contribuye a la generación de par.
- La interacción de campos y estructuras reluctantes que contribuyen a la generación de par, ya sea útil para la máquina o parásito, como el *cogging*.

3.6.1.2. Flujo de dispersión de los imanes.

Hay tres componentes del flujo de dispersión creado por el imán a considerar:

- Zig-zag. Pasa por la superficie de los dientes estáticos y retorna al imán del polo contiguo. Es de dispersión porque, aún concatenando el estator, no concatena espira alguna de los bobinados estáticos. Suele ser pequeña, salvo en el caso en que el recubrimiento del polo por parte del imán sea muy alto, o lo que es lo mismo la distancia entre imanes sea baja. Además se acentúa en el caso de tener ranuras cerradas o semicerradas y un bajo número de ellas por

polo, caso en el cual el tamaño del diente puede ser del orden de la distancia entre imanes.

- Imán-rotor. En este caso el flujo del imán salta directamente al rotor, sin pasar por el estator. Este valor se incrementa al incrementarse el entrehierro de la máquina. En máquinas de bajo entrehierro en relación a la altura del imán se puede considerar que la práctica totalidad del flujo creado por el imán concatena a los bobinados estáticos. Hay una componente axial en los extremos de la máquina cuya importancia fue analizada por [Ángstrom, 2002].
- Imán-Imán. En este caso el flujo de un imán salta al imán contiguo. Se mayor cuando la distancia entre imanes es pequeña, y toma mayor valor en relación al de zig-zag cuando el entrehierro es más ancho o las ranuras estáticas son más abiertas.

En [Qu, 2004] se presentan expresiones analíticas que permiten el cálculo de dichas dispersiones, en función de la relación entre longitud circunferencial del imán y el paso polar, la altura de imán y el ancho del entrehierro, así como la forma de los dientes. Dichos cálculos se basan en el cálculo de mallas de reluctancias. Las reluctancias son a su vez calculadas en base a las distintas permeancias de los caminos magnéticos hipotetizados, considerando arcos circulares y líneas de transición entre imanes rectas.

3.6.1.3. Flujo de dispersión de los bobinados estáticos.

La determinación correcta del flujo de dispersión es fundamental para que un modelo de máquina eléctrica sea útil, a pesar de que pueda parecer una característica con importancia menor en relación a otras, cosa que no es así. La dispersión es crítica para determinar los valores de las corrientes de cortocircuito, y también lo es para determinar el riesgo de desmagnetización en la máquina. Además es muy importante de cara a considerar la operación de la máquina, es determinante para el factor de

potencia y los valores de tensiones. Por tanto un buen modelo ha de ser capaz de predecir acertadamente dicho valor de dispersión. [Lipo, 2004][Gray, 1913] clasifican de la siguiente manera las distintas componentes de la dispersión:

- Dispersión de ranura. Aquella parte del flujo que se cierra cruzando la ranura.
- Dispersión de cabeza de diente. Similar a la de ranura, pero diferenciada de ésta por implicar una región del espacio distinta, que en este caso es el entrehierro.
- Dispersión de cabezas de bobina. Su circuito magnético está íntegramente en el aire, lo cual hace que tenga poco peso en la inductancia total. Si la cabeza está más cerca del núcleo su valor es mayor. Esta dispersión de flujo además genera pérdidas por corrientes inducidas en la chapa magnética, carcasas y cualquier elemento conductor cercano a las cabezas de bobina. En cualquier caso su cálculo está abierto a discusión por ser quizás el más complejo. En [Ban, 2005] se presenta una solución analítica en tres dimensiones,
- Dispersión de zig-zag. Cruza el entrehierro y usa el ferromagnético del rotor. No aparecerá en máquinas de entrehierro magnético grande, como son las máquinas de imanes superficiales.

De todas las componentes de dispersión la más importante en cuanto a peso en la dispersión total de una máquina eléctrica convencional es la dispersión de ranura.

El cálculo de las inductancias no es tarea sencilla, y aunque existen expresiones analíticas desarrolladas a lo largo de mucho tiempo, de gran complejidad, como las mostradas por [Honsinguer, 1959][Lipo, 2004], se termina por recurrir a los métodos numéricos modernos, como en [Chiver, 2008][Lin, 2009].

3.6.1.4. El campo de entrehierro. Punto de operación del imán.

El campo de entrehierro cuando la máquina se encuentra en vacío determina la fuerza electromotriz inducida y da una idea, bajo la hipótesis de linealidad, de la capacidad de generar par en la máquina, como se verá en el Capítulo 6. La generación de dicho campo de vacío, esto es, sin carga de corriente en la máquina, depende del efecto de los imanes permanentes. La inclusión de estos en un circuito magnético tiene distintos efectos en función de qué material y nivel de magnetización se use. En el caso de máquinas modernas, el uso de tierras raras supone que el material se comporta linealmente y que por otro lado la permeabilidad de éste es baja, esto es, del orden de la del aire.

En rigor cada parte del imán trabaja en un punto de operación ligeramente distinto. Así ocurre enfrente de un diente o de una ranura. Para tener en cuenta esto es necesario ir a modelos complejos de campo de entrehierro. De otra manera se puede trabajar con valores promedios, que suponen la distribución uniforme del flujo magnético en el imán. El efecto del indentado se considera mediante la inclusión del factor de Carter al considerar la reluctancia del entrehierro, que se ve magnificada por la presencia de las ranuras.

En [Honsinguer, 1987][Campbell, 2004][Lipo, 2004][Slemon, 1992] se pueden encontrar aproximaciones, siempre muy similares, al cálculo del campo de operación de un imán permanente. Un modelo mucho más complejo y detallado se puede ver en [Zhu, 2010]. En las siguientes líneas se trata de sintetizar lo que en ellas se presenta, que no es más que la aplicación de la teoría de circuitos magnéticos cuando un material con magnetización permanente está presente, y por tanto cuando hay una característica B-H que no pasa por el origen del plano. Este método funciona mejor en máquinas de imanes superficiales, puesto que en el caso de máquinas de imanes interiores el flujo de dispersión del imán toma mayor importancia, y dicho flujo no está considerado en tales modelos como comenta [Boules, 1984]. El campo de operación del imán determina el flujo de vacío de la máquina, que luego se puede

integrar en un modelo dinámico de ésta [Sebastian, 1986] para simular su comportamiento en el dominio del tiempo.

Entiéndanse aquellas variables con el subíndice “m” las referentes al imán, y las que llevan el subíndice “eq” las referentes al resto del circuito magnético.

Dado que se trabaja en ausencia de corrientes libres, en el circuito magnético ha de cumplirse que

$$(Eq. 37) \quad \nabla \times \vec{B} = 0$$

Lo cual, se traduce en una sencilla ecuación:

$$(Eq. 38) \quad H_m \cdot t_m + H_{eq} \cdot l_{eq} = 0$$

donde t_m es el espesor del imán y l_{eq} es la longitud equivalente del resto del circuito magnético. Por otro lado el flujo ha de conservarse, esto es $\nabla \cdot \vec{B} = 0$, que se puede expresar en términos macroscópicos como

$$(Eq. 39) \quad B_m \cdot A_m = B_{eq} \cdot A_{eq} = \mu_{eq} \cdot H_{eq} \cdot A_{eq}$$

siendo A_{eq} la sección de paso equivalente del resto del circuito magnético, y μ_{eq} la permeabilidad magnética equivalente de esa parte del circuito, habiéndose supuesto linealidad en esa parte del circuito magnético, de donde se deduce que

$$(Eq. 40) \quad H_{eq} = \frac{B_m \cdot A_m}{\mu_{eq} \cdot A_{eq}}$$

y por tanto, combinando

$$(Eq. 41) \quad B_m = -\frac{t_m}{l_{eq}} \cdot \mu_{eq} \cdot \frac{A_{eq}}{A_m} \cdot H_m = -\frac{t_m}{A_m} \cdot \frac{1}{\mathfrak{R}_{eq}} \cdot H_m$$

donde \mathfrak{R}_{eq} representa la reluctancia equivalente del resto del circuito. La expresión (Eq. 41) es la ecuación de la llamada curva de carga, que relaciona el campo H que se le requiere al imán para distintos campos B dentro del circuito magnético.

Por otro lado, el propio imán presenta una característica de magnetización, que en este caso, y así ocurre con muchos imanes de tierras raras en el segundo cuadrante, puede considerarse lineal

$$(Eq. 42) \quad B_m = \mu_{rec} \cdot H_m + B_r$$

donde B_m es el campo remanente presentado por el imán y μ_{rec} es la permeabilidad magnética de éste, que coincide con la pendiente de la curva de retorno. En la intersección entre la curva de carga y la característica del imán se encuentra el punto de operación, en el cual el imán se encontrará una vez esté dentro del circuito magnético. La Figura 35 muestra las características del circuito magnético a carga nula, definida por (Eq. 41) y la característica del imán, dada por (Eq. 42), siendo el punto de operación del imán el dado por:

$$(Eq. 43) \quad H_m = \frac{B_m - B_r}{\mu_{rec}}$$

$$(Eq. 44) \quad B_m = B_r \cdot \frac{\frac{\mathfrak{R}_m}{\mathfrak{R}_{eq}}}{1 + \frac{\mathfrak{R}_m}{\mathfrak{R}_{eq}}}$$

siendo \mathfrak{R}_m la reluctancia magnética del imán.

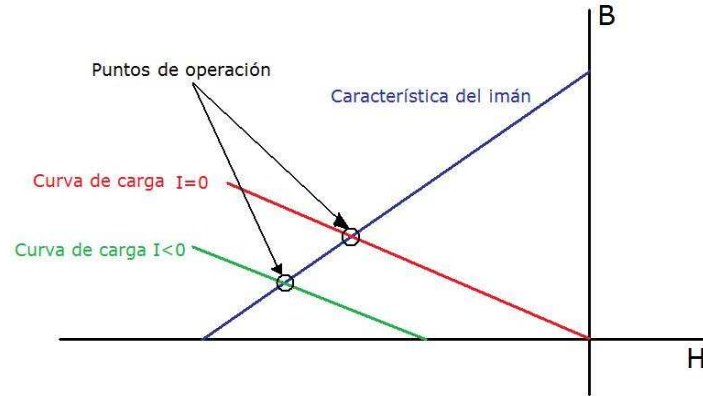


Figura 35. Característica magnética del imán, curva de carga a distintas corrientes desmagnetizantes, y puntos de operación en el plano B-H del imán.

En aquellos circuitos magnéticos con una fuerza magnetomotriz adicional, se ha de cumplir que $\nabla \times \vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{j}$, y por tanto la expresión $H_m \cdot t_m + H_{eq} \cdot l_{eq} = 0$ se transforma en

$$(Eq. 45) \quad H_m \cdot t_m + H_{eq} \cdot l_{eq} = NI$$

siendo NI la fuerza magnetomotriz correspondiente a una corriente I que circula N veces alrededor del núcleo magnético del circuito, y resultando así la característica del circuito magnético en condiciones de fuerza magnetomotriz no nula, dando lugar a una curva de carga paralela a la correspondiente a carga nula, como muestra la Figura 35, esto es:

$$(Eq. 46) \quad B_m = -\frac{t_m}{A_m} \cdot \frac{1}{\mathfrak{R}_{eq}} \cdot H_m + \frac{N \cdot I}{A_m \cdot \mathfrak{R}_{eq}}$$

donde una corriente $I < 0$ crea un campo B opuesto a la magnetización del imán, y por tanto tiene un efecto desmagnetizante sobre éste. Como se ve, los valores de reluctancia equivalente del resto del circuito y de sección del imán son importantes para determinar la sensibilidad de la magnetización con respecto a la corriente.

3.6.1.5. La inductancia de magnetización

En cualquier máquina de imanes permanentes la inductancia de magnetización está muy condicionada por los propios imanes. La permeabilidad que el circuito magnético ve del imán viene dada por la pendiente de la curva de retorno. Se pueden ver dos curvas de retorno en la Figura 31 marcadas como 1 y 2. Dicha pendiente es la misma que la de la característica del imán en el punto de campo coercitivo nulo. Dependiendo del material del que se trate su valor es uno u otro.

Tabla 6. Materiales y permeabilidades relativas de éstos, coincidentes con la pendiente de la curva de retorno [Yeadon, 2001].

Compuesto	Permeabilidad Relativa Típica
Ferritas	1.04-1.1
AlNiCo	1.5-7
NdFeB	1.05-1.09
SmCo	1.05

Como muestra la Tabla 6, en el caso de los compuestos de tierras raras, la permeabilidad magnética relativa al aire es cercana a la unidad, algo por encima, ya que la del aire es en la práctica la del vacío, que es un medio perfectamente paramagnético. Eso supone que la influencia en el valor de la inductancia de magnetización es crítica, convirtiéndola en un orden de magnitud inferior a lo que correspondería en una máquina de rotor bobinado de mismo tamaño. Esto es así especialmente en el caso de las máquinas de imanes superficiales, si bien también de forma menos llamativa en caso de máquinas de imanes insertados, o interiores.

El caso más sencillo es el de máquina de imanes superficiales. En ese caso el entrehierro magnético visto desde el estator es constante, por lo que la inductancia de magnetización también lo es. Dicha inductancia de magnetización ha de considerar los siguientes elementos, que ofrecen reluctancia al paso del flujo magnético:

- El yugo de retorno o culata de rotor.
- El yugo de retorno o culata de estator.

- Los dientes de estator. La reluctancia ofrecida puede ser alta en caso de que éstos no funcionen en zona lineal sino que alcancen un estado de saturación magnética.
- El entrehierro geométrico. En una máquina cuyo circuito magnético sea de alta permeabilidad es el principal responsable de la reluctancia, usualmente alrededor del 90% de la total del circuito. No ocurre así en las máquinas que emplean imanes permanentes de baja permeabilidad.
- El paso por los imanes. De cinco a diez veces la reluctancia presentada por el entrehierro geométrico, en función del espesor de éstos en relación al entrehierro.

De todos estos elementos, el único específico de las máquinas de imanes permanentes es la reluctancia asociada a la parte del circuito magnético del imán mismo. Los demás pueden estudiarse del mismo modo que en otra máquina de rotor liso. En muchos casos las reluctancias asociadas a caminos ferromagnéticos se desprecian, como en [Ackerman, 1992], lo cual es una hipótesis razonable aunque innecesaria con la capacidad computacional actual.

En una máquina de rotor bobinado hay un efecto a tener en cuenta, y es la reluctancia adicional vista debida a los caminos de flujo que transcurren por las ranuras hasta los dientes. Las permeancias de dichos caminos son menores que en caso de los que llegan a la cabeza del diente, y por tanto contribuyen menos a la permeancia del conjunto. Éste efecto se tiene en cuenta mediante el factor de Carter [Lipo, 2004][Tapia, 2003]. Dicho factor depende del espesor del entrehierro en relación al ancho de ranura. Cuanto mayor sea el ancho de la ranura en relación al espesor del entrehierro, más lejano a la unidad es el factor de Carter. En máquinas de imanes superficiales no es tan claro el modo en que dicho factor ha de emplearse, puesto que el efecto del indentado, especialmente en máquinas de imanes superficiales, cambia respecto a máquinas de rotor bobinado [Viorel, 2007]. En principio parece claro que

el factor adicional sobre la reluctancia del entrehierro debiera ser muy próximo a uno, ya que ha de considerar el entrehierro magnético completo, esto es el geométrico más el alto del imán. Con un entrehierro magnético tan grande las líneas de campo tienen espacio para redirigirse y cruzar el entrehierro geométrico de tal forma que queden enfrentadas a los dientes. Pero se obtienen resultados más aproximados a la realidad cuando el factor de Carter se calcula en base al entrehierro geométrico y, consecuentemente, opera sobre la reluctancia total de dicho entrehierro geométrico [Grauers, 1996][Miller, 1994][Zhu, 1993]. Hay numerosas expresiones que ofrecen un valor para el factor de Carter. Algunas de ellas se obtienen mediante transformación conforme, otras en soluciones analíticas del campo de entrehierro, y otras en métodos numéricos. En [Viorel, 2007] se puede ver una comparación entre las más relevantes aparecidas en la literatura.

En el caso de que los imanes se posicionen en el interior o insertados en la superficie del rotor, las corrientes circulantes por los devanados estáticos crearán flujos que verán circuitos magnéticos de distinta reluctancia en función de la posición del rotor. Dicho efecto de reluctancia variable se denomina saliencia. Esto ocurre también en los alternadores de polos salientes. Lamentablemente no es posible aplicar al cálculo de las inductancias mutuas las expresiones desarrolladas para dichos alternadores de polos salientes. Algunas de éstas se pueden ver en [Walker, 1981]. Dicha incompatibilidad de uso es debida fundamentalmente a la presencia de los imanes. A lo largo de los años se desarrollaron modelos analíticos para poder obtener dichas inductancias en el caso de máquinas de imanes permanentes. Un modelo muy interesante, aunque de aplicación confusa, puede encontrarse en [Gieras, 1998], y en el caso de las máquinas de imanes insertados en [Alitouche, 2007] da una solución a las inductancias con saliencia rotórica.

3.6.1.6. Interacción de campos y corrientes. El par electromagnético.

El esfuerzo electromagnético transmitido por el entrehierro de cualquier máquina eléctrica se debe a la postre a las fuerzas ejercidas por un campo magnético sobre las

cargas en movimiento. Si dicho movimiento es ordenado constituye una corriente y permite establecer una fuerza neta sobre las cargas, que resultará en una fuerza neta sobre el medio conductor por el que se mueven.

Son diversas las maneras en que pueden estudiarse los esfuerzos transmitidos a través de un entrehierro:

- Mediante el tensor de esfuerzos de Maxwell.
- Mediante métodos energéticos.
- Mediante análisis de interacción entre campos y corrientes.

Cada aproximación es más o menos interesante en función del caso concreto a estudiar. Las dos primeras son de especial interés cuando aparecen estructuras reluctantes. La tercera aproximación es la más interesante cuando se trata de calcular el par por la interacción entre corrientes o entre imanes y corrientes.

Según [Hendershot, 1994] el par viene producido por la interacción de una distribución senoidal de amperios-vuelta con el flujo fundamental producido por el imán:

$$(Eq. 47) \quad T = \psi \cdot i \cdot \sin \beta$$

donde β es el desfase entre los vectores espaciales de flujo de vacío ψ , debido a los imanes, y de corriente, i .

De aquí se puede ver que una máquina está limitada para generar par por:

- La densidad de flujo creado por los imanes, que está limitada por las propiedades de éstos, la reluctancia del circuito magnético que ven, y la saturación magnética de los ferromagnéticos. En caso de dientes muy esbeltos

la saturación reduce de forma significativa el flujo de los imanes y por tanto la densidad de cortante electromagnético en el entrehierro [Grauers, 2005].

- La capacidad de cargar en corriente los bobinados de la máquina, determinada por la facilidad de disipar calor.
- La capacidad del convertidor de operar con distintas corrientes y tensiones a las distintas velocidades.

En [De la Ree, 1989] se puede ver el planteamiento más interesante en cuanto a cálculo de par electromagnético. Se basa en la convolución de la onda espacial del campo creado por los imanes y de la carga de corriente del estator:

$$(Eq. 48) \quad T = \frac{D}{2} \cdot P \cdot \int_{L_1}^{L_2} \int_{x_1}^{x_2} B(x,l) \cdot J(x,l) \cdot dx \cdot dl$$

Siendo l la dimensión axial de la máquina, y x la dimensión circunferencial de ésta, y extendiéndose la integral a toda la longitud axial de la máquina y a la longitud de un par de polos. Un desarrollo de dicha expresión que considera tan sólo los primeros armónicos de campo y de carga de corriente se presenta en [Grauers, 2004], si bien en [Carlson, 1989] se considera la aportación al par neto derivada de la interacción entre armónicos superiores. [Kasinathan, 2003] también obvia, por considerarla despreciable, la aportación de los armónicos al par neto.

El campo de entrehierro es suma del campo creado por los imanes y del campo creado por las corrientes rotóricas. La distribución espacial del campo creado por las corrientes presenta un contenido armónico ortogonal a la distribución de las propias corrientes, lo cual significa que es indiferente que el campo magnético en (Eq. 48) considere tan sólo la contribución de los imanes a éste o además considere la contribución de las corrientes, siendo el resultado de la convolución será el mismo en ambos casos.

En [Proca, 1999] se muestra un método similar pero discreto, basado en la fuerza ejercida sobre cada fase en función del campo creado por el imán. Esto es:

$$(Eq. 49) \quad F_{PM-A} = \sum_{i=1}^{n_s/3} B_{PM-i} \cdot L \cdot I \cdot n_{t-i}$$

donde F_{PM-A} es la fuerza total debida a la interacción de los imanes con los conductores de la fase A , B_{PM-i} es el campo medio creado por los imanes en la ranura i , I es la corriente circulando por la fase A en cada ranura, L es la longitud activa de la máquina, y n_{t-i} es el número de vueltas de conductor de la fase A en la ranura i . La potencia electromagnética transferida instantáneamente por dicha fase a través del entrehierro vendrá dada por:

$$(Eq. 50) \quad P_{PM-A} = \sum_{i=1}^{n_s/3} B_{PM-i} \cdot L \cdot I \cdot n_{t-i} \cdot v$$

siendo v la velocidad lineal de los conductores respecto a una referencia fija a los imanes permanentes. También se puede ver que la f.e.m. inducida es:

$$(Eq. 51) \quad E_{PM} = \sum_{i=1}^{n_s/3} B_{PM-i} \cdot L \cdot v$$

Para el cálculo del campo creado por los imanes, se calcula el campo en la máquina como si esta fuera no ranurada, y a continuación se modula dicho campo con una permeancia variable con la posición en el entrehierro. Como se puede ver, el campo se considera invariable en dirección radial en el entrehierro, lo cual no es cierto, especialmente allí donde hay una ranura. En [Zhu, 1993][Zhu, 1993b][Zhu, 1993c] se hace uso de un modelo con toda esa complejidad, en tres supuestos, campo en vacío, campo de la reacción de inducido, y efecto del ranurado estático. La caracterización del campo en el entrehierro hace posible obtener diversas magnitudes de interés. Para empezar, se puede conocer la energía magnética almacenada en la máquina, puesto

que en su mayor parte, especialmente cuando la máquina no está saturada, ésta se encuentra en el entrehierro, donde ambos campos B y H tienen valores altos. A partir de la energía magnética almacenada se pueden buscar los pares desarrollados, incluyendo aquellos derivados de la variación de reluctancia, como el *cogging*.

El cálculo del par de *cogging* es uno de los puntos de mayor interés en la literatura, por su importancia y por su dificultad. Si bien los métodos de elementos finitos resuelven sin problemas dicho cálculo, la búsqueda de una solución analítica siempre es importante de cara a conocer cualitativamente los elementos de influencia en la generación de este par, con objeto, en general, de minimizarlo. Así se pueden encontrar un modelo muy complejo [Zarko, 2008] en el que se hace uso del tensor de Maxwell, usado sobre una solución bidimensional en dos componentes, radial y tangencial, del campo magnético de entrehierro y ranuras, u otro más simple como el de [Zhu, 1992], en el que se obtiene la solución para el caso de una sola ranura y a continuación se superpone a las de más ranuras, de tal forma que configura el *cogging* como suma de los pares de reluctancia de cada ranura. Es una aproximación más simple que la empleada en los demás modelos mencionados, y además obtiene resultados muy aproximados a la referencia que emplea, que es una solución basada en elementos finitos.

No hay que olvidar las componentes reluctantes que pueden aparecer en el par, generadas por la variación de la reluctancia vista por la fuerza magnetomotriz de estator. Dicha variación de reluctancia se puede ver en que la inducción mutua es variable en función de la fase de la corriente, y se puede expresar como en [Adnanes, 1991]:

$$(Eq. 52) \quad T = -\frac{1}{2}(X_q - X_d) \cdot i^2 \cdot \sin(2\beta)$$

3.6.2. Modelos térmicos de las máquinas de imanes permanentes.

3.6.2.1. Métodos de refrigeración empleados en máquinas pequeñas y medianas

El grado de protección eléctrica (índice IP según [IEC/UNE 60034, 2008]) escogido para la máquina está íntimamente ligado a los planteamientos que en la etapa de diseño han de hacerse sobre el modo de refrigerarla (índice IC según [IEC/UNE 60034, 2008]). De la misma manera el tipo de ciclo de carga de la máquina ha de conocerse, puesto que éste determina la carga en forma de calor. En el caso de la generación eléctrica renovable las máquinas son dimensionadas térmicamente en base a la carga máxima admisible continuamente, donde el régimen permanente de temperaturas es lo importante. Para accionamientos destinados a otras aplicaciones con arranques o sobrecargas esporádicos y de poca duración en comparación con las constantes de tiempo térmicas de la máquina, el estudio de los regímenes transitorios es de suma importancia.

Los modos de enfriamiento [Hamdi, 1994][Lipo, 2004][Baggu, 2005] de una máquina son múltiples. Si bien se pueden emplear fluidos refrigerantes varios, en máquinas pequeñas y medianas, como son las destinadas a la generación renovable, no es interesante utilizar otro fluido que no sea aire. Hay dos formas principales de refrigerar con aire:

- Enfriamiento directo. Contacto de las fuentes de calor con el foco frío o ambiente. Propio de las máquinas con paso de aire exterior a través de sus componentes, lo cual supone un índice de protección bajo, y sólo es apropiado cuándo la calidad del aire ambiente está garantizada.
- Enfriamiento indirecto. Se presentan elementos a través de los cuales el calor ha de pasar desde las zonas en las que se genera hasta el foco frío. Esto significa que no hay contacto del aire del ambiente con el interior de la máquina. La carcasa es cerrada, y se usa la conducción hasta el exterior o la

circulación interior de aire con paso por un intercambiador. Está asociado a índices de protección altos, apropiados para ambientes hostiles.

Naturalmente cuanto más complejo y tortuoso sea el camino a seguir por el flujo de calor es más complicado garantizar una temperatura baja para una misma carga térmica, siendo claramente más favorable el uso de sistemas de enfriamiento directo. Por otra parte hay que garantizar la vida de la máquina y la no degradación de las propiedades físicas y químicas de sus componentes, por lo que el uso de sistemas de encapsulado que la protejan de las agresiones del medio son igualmente de interés. En resumen, es necesario alcanzar un compromiso entre refrigeración y protección de la máquina, siempre condicionado por la economía del diseño.

3.6.2.2. La importancia de los modelos térmicos

Según [Gieras, 2009] el modelado térmico de las máquinas de imanes permanentes es crucial para el desarrollo de un buen diseño, pues el funcionamiento de éstas está no sólo muy limitado térmicamente, sino condicionado por la temperatura [Sebastian, 1993], por lo que la existe la necesidad de un análisis conjunto electromagnético y térmico [Dorrel, 2006]. Hay dos puntos críticos adicionales en comparación con el comportamiento térmico del resto de máquinas eléctricas:

- Riesgo de desmagnetización térmica. La remanencia y coercitividad de los imanes se reduce progresivamente al incrementarse su temperatura. Eso incrementa la sensibilidad de éstos y la posibilidad de que se desmagnetizen en caso de sobrecorriente por cortocircuito.
- Debilitamiento térmico en el adhesivo del imán. En caso de máquinas de imanes superficiales funcionando a altas temperaturas el adhesivo (si es ese el modo en que se sujetan los imanes) puede envejecer aceleradamente, agrietarse si presenta una expansión térmica diferente a la de los materiales base, o presentar fluencia mecánica. Este problema es más importante cuanto mayor

sea la temperatura de operación de la máquina y la carga sobre el pegamento, normalmente de tipo centrífugo. No debiera suponer un problema en caso de máquinas de baja velocidad para aplicaciones renovables.

El modelado térmico puede ser clave para, durante la etapa de diseño de la máquina, imponer especificaciones de fabricación que garanticen la operación de la máquina dentro de los límites aceptables:

- Elegir aislamientos que maximicen la evacuación de calor generado en los bobinados y que soporten las temperaturas alcanzadas. Todos los aislamientos reducen su vida útil al aumentar la temperatura de operación. De acuerdo a [Hamdi, 1994], en caso de tratarse de aislamientos orgánicos lo hacen en base a una curva exponencial. Los modelos de degradación de aislamientos inorgánicos son más complejos y se recurre a tablas.
- Buen contacto térmico entre bobina y ranura, normalmente condicionado por el factor de relleno de la ranura, especialmente si la bobina es de hilo, y por la calidad de la impregnación aplicada.
- Cercanía térmica con el medio refrigerante. Maximización de secciones de paso de los flujos de calor mediante uso de aletas, realización de soldaduras largas entre distintos componentes del chasis y otros.
- Evacuación de calor a través de los rodamientos. Uso de lubricantes que mejoren la transferencia térmica.
- Evacuación de calor al medio externo: selección del modo de refrigeración de la máquina.

3.6.2.3. Modelos para análisis térmicos de máquinas de imanes permanentes.

Tanto en [Gieras, 2009] como en [Lipo, 2004][Nerg, 2008][Mejuto, 2008][Mejuto, 2006] se presentan las bases de los modelos térmicos analíticos a emplear en cualquier

máquina eléctrica, incluyendo las de imanes permanentes, mediante el desarrollo de una matriz de admitancias térmicas y un vector de cargas. Las temperaturas en cada nodo dependerán de la transferencia de calor en los nodos vecinos y de la carga térmica en cada uno de ellos. Se toma como nodo de referencia el ambiente, que es considerado foco térmico (en el sentido de que su temperatura es invariante sea cual sea la carga térmica sobre él). A partir de la temperatura en dicho nodo se puede calcular la del resto del sistema como:

$$(Eq. 53) \quad T = G^{-1} \cdot P_{loss}$$

donde T es el vector columna de temperaturas nodales, P_{loss} es el vector de cargas térmicas sobre los nodos, y G es la matriz de admitancias, dada por:

$$(Eq. 54) \quad G = \begin{pmatrix} \sum_i \frac{1}{R_{1,i}} & -\frac{1}{R_{1,2}} & \dots & -\frac{1}{R_{1,n}} \\ -\frac{1}{R_{2,1}} & \sum_i \frac{1}{R_{2,i}} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\frac{1}{R_{n,1}} & \dots & \dots & \sum_i \frac{1}{R_{n,i}} \end{pmatrix}$$

Siendo $R_{i,j}$ la resistencia térmica entre los nodos i y j .

Ciertamente queda por definir la cantidad de nodos a emplear en el análisis. Tienen cabida desde un número pequeño, que da estimaciones con mayores errores al omitir peculiaridades de la geometría, hasta un número enorme, caso en el cual el modelo derivaría en lo que sería en la práctica uno de elementos finitos. En [Hamdi, 1994] se clasifican los modelos como:

- Numéricos, los de elementos finitos.

- De parámetros concentrados. Cada elemento lleva asociado uno o varios nodos, y en éstos se concentran las variables térmicas. Los nodos suelen corresponder a:
 - Carcasa.
 - Culata estática.
 - Dientes de estator.
 - Bobinados estáticos
 - Entrehierro.
 - Cabezas de bobina.
 - Aire en los extremos de la máquina.
 - Imanes.
 - Bobinados de rotor (en caso de existir)
 - Hierro del rotor.
 - Eje de la máquina.

- De geometrías concéntricas. Cada nodo representa un radio determinado, y por tanto da una temperatura media para ese radio, considerando sólo transferencia de calor en la dirección radial.

En [Staton, 2001] se propone un proceso que considera ideal para el diseño de un motor eléctrico, con dos modelos, uno de pocos nodos para un primer cálculo y uno de mucha mayor complejidad para un definitivo segundo cálculo. Esto puede suponer ahorro de tiempo cuando la precisión no es crítica pero sí importante, y precisión

cuando el tiempo no es crítico, puesto que sólo se analizan algunos diseños seleccionados.

Según [Boglietti, 2009] es posible concentrar juntos componentes con temperaturas similares en un solo nodo sin afectar significativamente a la temperatura de punto caliente. No ocurre así con el bobinado, donde hay importantes gradientes térmicos en la sección transversal debido a que el calor se genera en su seno, y a pesar de la alta conductividad térmica del cobre. De acuerdo a [Chowdhury, 2005], no sólo la temperatura de la región que representa el nodo ha de ser uniforme, sino la generación de calor en ese componente.

Por otro lado los modelos pueden ser bidimensionales, omitiendo la transferencia de calor en dirección axial de la máquina, o tridimensionales en caso de que sí la consideren. En principio, cualquier modelo térmico bidimensional llevará a sobreestimaciones de la temperatura de trabajo de la máquina, ya que omite los caminos de evacuación de calor axiales.

El desarrollo de un modelo transitorio es de interés de cara a conocer el tiempo que se puede mantener un nivel determinado de sobrecarga. En [Baggu, 2005] se propone un modelo en el que, siendo la potencia térmica modelada como fuente de corriente sobre un nodo, la capacidad de almacenar calor sensible de dicho nodo se modela mediante una capacidad. Dicha capacidad ha de ser proporcional a la masa que representa el nodo y el calor específico másico del material. De esta manera la resolución del modelo térmico permanece en el ámbito de las herramientas de trabajo de la ingeniería eléctrica.

3.6.2.4. Algunos puntos críticos en la refrigeración de la máquina

El entrehierro

El entrehierro de una máquina eléctrica puede jugar un papel térmico u otro en función de cómo se configuren los flujos de aire en su interior. Hay por tanto dos

casos principales a diferenciar, de acuerdo a las tipologías de máquinas antes seleccionadas:

- Máquina con paso de aire a través. En este caso el flujo de aire en el entrehierro tiene una componente de velocidad circunferencial, una axial, o ambas. La axial, en caso de existir, viene impuestas por el elemento que aplica la presión motriz que induce el movimiento en el fluido. El fluido entra frío al entrehierro y lo recorre a la vez que refrigera los elementos por cuya superficie pasa. Es de mucha importancia saber por tanto las velocidades de paso del fluido, para así poder calcular la calidad de la transferencia de calor por convección. Para ello es necesario hacer un cálculo de la red fluida de la máquina, con las distintas derivaciones y las características de cada una de éstas. El entrehierro es una más, y sus propiedades de cara al paso de un fluido se pueden ver en [Taylor, 1960].
- Máquina totalmente encapsulada. En este caso habitualmente no hay un flujo axial neto de aire, salvo que la máquina esté provista de un intercambiador de calor, caso en el cual la fluidodinámica en el interior puede ser similar a la de una máquina con paso de aire a través. El entrehierro funciona como medio por el cual el calor generado en los bobinados, que sin duda son el punto caliente de la máquina, cruza hasta el rotor. Por tanto es interesante maximizar la resistencia térmica en caso de que se quieran mantener los imanes fríos, esto es, alejarlos térmicamente de los bobinados. En [Taylor, 1935] se presenta la distribución de velocidad y temperaturas entre cilindros concéntricos. Muchas otras referencias presentan correlaciones de transferencia de calor por convección en el entrehierro, [Kylander, 1995] ratifica la presentada por Taylor como la que mejor modela la transferencia.

El flujo de calor en el entrehierro dependerá en cualquier caso del movimiento del fluido, puesto que la radiación en principio es una fracción pequeña de la transferencia total, habida cuenta de las bajas temperaturas presentes y de la pequeña

diferencia entre las de los distintos componentes. El nivel de turbulencia es crítico para maximizar la transferencia de calor. En el caso de máquinas rápidas la turbulencia estará garantizada, mientras que en máquinas lentas ésta dependerá de la irregularidad de las superficies, la interna de estator y la externa de rotor [Nerg, 2008]. El efecto del ranurado es el de incrementar la transferencia de calor en un 10% respecto a geometrías lisas [Hamdi, 1994].

El ranurado

De acuerdo a [Grauers, 2004] la profundidad del ranurado es determinante en lo que se refiere a la temperatura de operación de las bobinas. En ese sentido cuanto más profundas son las ranuras la temperatura del punto caliente tiende a ser más alta. Por tanto, manteniendo el sistema de refrigeración, el diseño de una máquina cuya operación está limitada térmicamente no puede reconvertirse en una de mayores prestaciones por el hecho de aumentar la carga de corriente mediante ranuras más profundas; necesariamente ha de reducirse la densidad de corriente de operación para compensar el efecto que sobre la temperatura del punto caliente tiene hacer ranuras más profundas. Por otro lado los diseños más eficientes son los de baja densidad de corriente, por lo que un diseño de alta densidad de potencia que a la vez sea de eficiencia alta tenderá a ser de ranuras profundas, lo cual lleva asociadas otras problemáticas.

Resistencia de contacto entre bloque de laminaciones y carcasa

Según [Hamdi, 1994] la resistencia térmica de contacto entre estator y carcasa tiene un efecto apreciable en la temperatura de operación de cada parte de la máquina. Por esto, mecanizar la superficie exterior del paquete de laminaciones, aunque caro, puede ser crítico, reduciendo en un 25% la resistencia de contacto. La oxidación del bloque ferromagnético antes de insertarlo en la carcasa puede ser asimismo crítica, ya que evita una adecuada transferencia de calor. En general las resistencias de contacto son

menores cuanto más blandos son los materiales y mayor la presión en el contacto, además, por supuesto, de una menor rugosidad.

Evacuación de calor por las cabezas de bobina

De acuerdo a [Liwschitz, 1955] el flujo de aire en las cabezas es sobre todo determinante para la temperatura de las cabezas, siendo la sensibilidad de la temperatura de operación de la bobina dentro de la ranura relativamente baja. En ocasiones se añade un rodete aleteado al rotor con objeto de hacer circular el aire, similar al presente en los anillos de los rotores de jaula de ardilla [Cavagnino, 2006]. Desde el punto de vista del modelado, el flujo en las cabezas es de muy difícil predicción, por ser geometrías muy complejas, aunque es posible encontrar modelos muy avanzados, basados en mecánica computacional de fluidos, que tratan de hacerlo con resultados notablemente precisos [Micallef, 2006].

La calidad de la impregnación y el espesor del aislamiento

Según [Liwschitz, 1955] la presencia de burbujas y huecos en las bobinas reducen de manera importante la transferencia de calor. Cuantifica en hasta 10K la diferencia de temperaturas en el bobinado a mitad de máquina. Por otro lado el espesor del aislamiento, determinado por la tensión de operación, es asimismo crítico para la temperatura de operación de la máquina. [Staton, 2003] propone una expresión resultado de una regresión lineal para la conductividad equivalente de la bobina, en función del factor de relleno de la ranura. Es asimismo necesario considerar la forma en que se aplica la impregnación. De más a menos calidad, entendiéndose por calidad la ausencia de burbujas y defectos en las regiones impregnadas, las formas de aplicación más comunes son: la impregnación vacío-presión, impregnación por inmersión, e impregnación por rociado. Según [Dorrel, 2006] éste efecto puede modelarse con un factor de bondad de impregnación que tome valores entre 0,7 y 0,95.

3.6.2.5. Propiedades de materiales

Existen innumerables referencias en las que consultar y contrastar propiedades térmicas de los materiales de interés en una máquina eléctrica, como [Gieras, 2009][Lipo, 2004][Kylander , 1995].

3.6.2.6. Resultados de interés en máquinas de imanes permanentes

En [Negrea, 2001] se presenta un análisis térmico de máquinas de imanes permanentes para distintas configuraciones de rotores. Está basado en un modelo de elementos finitos, considerando radiación, convección, conducción, y resistencias térmicas de contacto entre distintos componentes. Justifica el desarrollo y el interés de un análisis tan detallado con la sensibilidad de las características de operación de la máquina y el riesgo de desmagnetización permanente de los imanes, ya sea dicha desmagnetización parcial o total. Presenta muy interesantes resultados, y una comparativa entre rotores de imanes superficiales y de imanes recubiertos con zapatas polares. Los segundos presentan temperaturas de imán inferiores debido al aumento de la resistencia térmica desde la fuente principal de calor (las bobinas), y a la no generación de calor en su interior, dado que éste calor bien se genera en las zapatas polares o bien no se genera en caso de que éstas sean laminadas.

En [Mejuto, 2006] se presenta un modelo térmico analítico de alternador totalmente encapsulado, refrigerado por ventilador externo soplando sobre la carcasa. Valida el modelo con medidas, y es de particular interés a este respecto el hecho de que hace hincapié en que la colocación de los sensores de temperatura ha de ser en puntos significativos y correlables con la temperatura del nodo térmico correspondiente.

En [Dorrel, 2006] se habla del “thermal runaway”, que puede ser traducido por escape, inestabilidad, o avalancha térmica, fenómeno basado en la realimentación positiva del calentamiento de la máquina que puede acabar destruyendo la máquina. En máquinas de imanes permanentes puede ser causado por:

- Incremento de temperatura de los bobinados, que conlleva un incremento de la resistividad del conductor, y por tanto de las pérdidas, lo cual lleva a temperaturas superiores. En función de la variación de resistencia con la temperatura y de cómo se modifique la transferencia de calor al foco frío al cambiar ésta, la máquina puede sufrirlo o no.
- Incremento de temperatura en los imanes. La reducción de campo remanente con la temperatura hace que se precise mayor carga en corriente para mantener el par, que a la postre puede ser la referencia que marque el control para que el convertidor alimente con corriente la máquina.

En [Valenzuela, 2006] se propone una metodología para el diseño de carcasas aleteadas para máquinas totalmente encapsuladas que considera la separación del flujo de la carcasa a medida que avanza exteriormente a esta en dirección axial, lo cual es preciso tener en cuenta dado que condiciona enormemente la transferencia de calor a lo largo de la máquina.

3.7. LOS IMANES PERMANENTES

El desarrollo de los compuestos de tierras raras ha sido de suma importancia para acercar el interés de la industria a éstos para aplicaciones como la generación eólica. En las siguientes páginas se trata de sintetizar aquello necesario para hacer un diseño de máquina eléctrica que use imanes permanentes razonablemente. Se trata de desgarnar lo referente a:

- Las propiedades de los imanes a tener en cuenta.
- Los materiales de interés actual en función de sus propiedades.
- Las tendencias de la industria en el uso de imanes permanentes.

3.7.1. Propiedades de los imanes

Las propiedades más importantes a tener en cuenta a la hora de escoger un imán para una aplicación determinada son:

- Campo remanente. Es el campo B que presenta el imán cuando el campo H es nulo.
- Fuerza coercitiva. Campo H inverso que hay que aplicar en el imán para llevar a cero el campo B durante la aplicación de dicho campo H .
- Fuerza coercitiva intrínseca. Campo H inverso que hay que aplicar en el imán para que al desaparecer dicho campo H el campo B remanente sea nulo.
- Producto de energía máximo, $\max(BH)$. El aprovechamiento óptimo del imán se consigue cuando el producto de energía (BH) en el punto de operación es igual al máximo producto de energía $\max(BH)$. Este principio no es aplicable a las máquinas eléctricas, ya que el diseño de la máquina no requiere un aprovechamiento óptimo del imán sino un campo B de trabajo determinado y la protección del imán frente a la desmagnetización.
- Dependencia de la temperatura. Al aumentar la temperatura aumenta la entropía de los compuestos, dificultando el ordenamiento de los dominios magnéticos, y degradándose las propiedades magnéticas. Esto se refleja en que la coercitividad y la remanencia cambian con la temperatura. La Tabla 7 muestra el coeficiente que sirve para analizar la degradación porcentual del campo remanente con la temperatura.
- Temperatura máxima de operación. No existe una definición de ésta, sino que los fabricantes proveen de una como valor de referencia. No corresponde a la temperatura de Curie, donde un cambio de fase en la estructura cristalina del compuesto elimina sus propiedades magnéticas. En este caso la temperatura

de Curie no tiene importancia desde el punto de vista de diseño de máquina, tan sólo es un valor de referencia sobre las propiedades en condiciones extremas de temperatura, de más interés desde el punto de vista de la ciencia y desarrollo de materiales.

- Propiedades químico-mecánicas. Entre ellas están la resistencia a la corrosión, de suma importancia en aplicaciones con ambientes húmedos, en la costa o fuera de ella, así como la elasticidad, resistencia, fragilidad, y dureza, a tener en cuenta tanto en operación como en los procesos de ensamblaje de la máquina.
- Conductividad eléctrica. De ésta dependen las corrientes inducidas en el imán por campos variables, que en una máquina eléctrica son pérdidas, y además calientan el imán degradando su comportamiento.
- Conductividad térmica. La capacidad de evacuar calor está condicionada por la conductividad térmica.
- Densidad. La masa inercial del imán es importante desde un punto de vista térmico y dinámico, especialmente este segundo en máquinas rápidas.
- Calor específico másico. Condiciona la rapidez de los transitorios térmicos acaecidos en el imán.

Tabla 7. Propiedades típicas de algunos compuestos usados como imanes permanentes. Fuentes comerciales varias. La temperatura máxima no es más que un valor de referencia de la temperatura hasta la cual es típicamente de interés usar un tipo de compuesto, y requiere actualización con los nuevos compuestos existentes.

Material	Br (T)	Hc (kA/m)	max(BH) (kJ/m^3)	Coefficiente de temperatura de Br ($1/\text{K}$)	Tmax ($^{\circ}\text{C}$)	Coste relativo al coste de la Ferrita
AlNiCo	1.2	121	48	-0.02%	470	-
Ferrita	0.41	300	36	-0.19%	250	1
SmCo	1.1	835	240	-0.037%	250	28
NdFeB	1.44	915	398	-0.11%	120	20

3.7.2. Características de los diferentes materiales

En la Tabla 7 se muestran los valores que pueden llegar a tener las más importantes de éstas propiedades, para compuestos disponibles comercialmente, todos ellos sinterizados. Los materiales más importantes en cuanto a su uso en la industria presente y de las últimas décadas son los siguientes:

- Los AlNiCo (aleaciones de Aluminio, Níquel, y Cobalto) son uno de los materiales más antiguos usados como imanes permanentes. Presentan una alta remanencia y una baja coercitividad, siendo por tanto sólo apropiados para su uso en circuitos magnéticos de alta permeancia y en los que no aparezcan cargas desmagnetizantes. La sensibilidad de sus propiedades respecto de la temperatura es la menor entre los materiales disponibles. Es duro y frágil, y no puede ser mecanizado fácilmente, siendo el pulido el único proceso que soporta. Se pueden conformar mediante sinterizado a partir de polvos, proceso en el cual se da una contracción del 10% en volumen, si bien de forma alternativa se usa la fundición.
- Las ferritas son compuestos cerámicos de bajo coste que pueden emplearse como imanes permanentes. Presentan linealidad en el segundo cuadrante del plano B-H, pero lo hacen con una baja remanencia, siendo su coercitividad superior a la de los AlNiCo. La baja remanencia hace que consigan campos de operación bajos, si bien son parte de máquinas altamente resistentes a la

desmagnetización. Son óxidos de hierro, generalmente Fe_2O_3 . Se suelen conformar a partir de polvos con diámetros del orden de $1\mu m$, conteniéndose en cada partícula un dominio magnético [Campbell, 2004]. Se contraen un 15% durante el sinterizado, y forma un material muy duro que sólo puede ser pulido. Su bajo coste es clave para que sigan siendo de interés actualmente para determinadas aplicaciones. Según [Hendershot, 1994] las máquinas con imanes de ferrita no presentan más densidad de potencia que las de inducción, pero sí mayor eficiencia y factor de potencia. En el caso de pretender usar componentes de máquinas de inducción, preparadas para campos de entrehierro más bajos, es necesario plantear el diseño con ferritas, ya que las secciones de paso de dientes y culatas de las laminaciones no son suficientemente gruesos como para usar imanes de tierras raras. El uso de estos componentes y utillajes provenientes de máquinas de inducción puede abaratar la máquina de imanes permanentes. Por otra parte son poco estables respecto a la temperatura, perdiendo rápidamente propiedades a medida que esta se incrementa.

- El Hierro-Cromo-Cobalto presenta propiedades similares al AlNiCo. Este material es dúctil, pudiendo ser laminado, embutido y doblado antes de su tratamiento térmico final, pudiendo conformarse en muy bajos espesores sin perder propiedades magnéticas. Es caro, debido al uso de cromo y especialmente de cobalto. No se emplea típicamente en aplicaciones de conversión de energía.
- Las tierras raras presentan alta remanencia y coercitividad, comportándose con una característica lineal en el segundo cuadrante, siendo muy difíciles de desmagnetizar y operando a la vez a campos altos.
 - El samario-cobalto basa sus propiedades en la anisotropía magnetocristalina. Las piezas se conforman a partir de partículas

magnéticas del tamaño de varios dominios magnéticos, lo que les proporciona mayor coercitividad que con partículas monodominio. Si bien el conformado es por sinterizado, la preparación de la aleación es por difusión. Debido a la poca disponibilidad de las materias primas, tanto de cobalto como de samario, resultan muy caros, los más caros entre los disponibles. Son incluso más frágiles que los compuestos de NdFeB. Su estabilidad térmica es alta.

- o En cuanto al Neodimio-Hierro-Boro, es un compuesto que apareció en un proceso en el que se pretendía sustituir los componentes del SmCo, para así superar la escasez y el alto coste de éstos. El material es muy duro y frágil. Su proceso de producción sigue un camino similar al del SmCo, fabricándose principalmente por sinterizado. No es tan estable térmicamente como el samario-cobalto, y aunque a temperatura ambiente su producto de energía, remanencia, y coercitividad son superiores a la del SmCo, a partir de aproximadamente 180°C comienzan a ser inferiores a éstos en prestaciones. Son extremadamente sensibles a la corrosión, por lo que se usan en ambientes menos agresivos que los anteriores.

3.7.3. Fabricación de los imanes permanentes.

Al hablar de imanes, y especialmente aquellos de tierras raras, habitualmente se menciona el proceso de sinterizado. Ésta no es más que una etapa adicional de un proceso más amplio, que además no es la única manera de conformar un imán. De forma alternativa al proceso de sinterizado, que maximiza la densidad de material magnético por unidad de volumen, se puede encontrar material magnético embebido en una matriz típicamente polimérica a modo de elemento cohesionador [Buus, 2009]. En ese caso, dentro de la matriz se incluye el polvo del material que aporta la magnetización permanente. Estos imanes presentan características magnéticas reducidas pero a cambio ofrecen otras ventajas que en los párrafos posteriores serán mencionadas.

3.7.3.1. Fabricación por sinterizado

Los llamados imanes sinterizados se fabrican según las siguientes etapas:

- Se funde la aleación, preferiblemente en un ambiente bajo vacío, para de esta manera evitar la contaminación con los gases presentes, favorecida por las altas temperaturas.
- Una vez solidificado se tritura y se muele el producto resultante, quedando las partículas de la aleación en forma de polvo.
- Se comprimen los polvos dentro de un molde. La presión se puede aplicar en la dirección en que posteriormente se magnetizará, en una transversal, o de manera isostática. Cada una de ellas provee al imán de unas propiedades diferentes. El conformado isostático mejora la alineación de los dominios magnéticos por lo que presenta mejores propiedades magnéticas; en su contra, pesa que es más caro, no siendo común para fabricación en serie.
- Se sinteriza el resultado para dar cohesión al material.
- El enfriamiento se aprovecha para dar un tratamiento de recocido.
- Se mecaniza a su forma final. En caso de que las tolerancias resultantes del proceso de sinterizado sean aceptables, puede no ser necesario un mecanizado posterior, lo cual depende de la aplicación y condiciona el precio del imán.
- Se aplica el recubrimiento, si procede.
- Se magnetiza la pieza. La magnetización suele ser por medio de un impulso de corriente, que se consigue con la descarga de un condensador a través de una bobina que crea un campo en la región dónde se sitúa la pieza a magnetizar.

El proceso previo admite dos variantes. En una de ellas el molde da la forma final al imán, esto es, un molde por pieza, y en ese caso la compresión suele ser axial o transversal. Alternativamente el molde da forma a un bloque, del que luego se cortan los imanes. En este caso la presión se aplica isostáticamente. La cantidad de imanes requeridos, las características magnéticas especificadas, y la forma de éstos, hacen más interesante una ruta u otra.

3.7.3.2. Fabricación en matriz polimérica

Tal y como se presentaba previamente, de forma alternativa a los imanes sinterizados, se fabrican imanes basados en la integración de las partículas magnéticas en una matriz polimérica. Dicha técnica no es de aplicación exclusiva a los imanes de tierras raras, aunque es de especial interés en estas. La matriz suele ser del algún polímero termoestable como el epoxy, termoplástico como las poliamidas o el poliéster, o elastomérico, como gomas nitrílicas o vinílicas. La mejora que en general se da en las propiedades químicas y mecánicas ofrecidas por los imanes de matriz polimérica, basado en la mayor protección a las partículas magnéticas, va en detrimento de las propiedades magnéticas. Además es posible conseguir geometrías de mayor complejidad mediante el uso de la matriz. El campo remanente del material de matriz polimérica $B_{r-bonded}$, depende del campo remanente del material magnético, B_{r-rare_earth} , por un lado y de la fracción volumétrica de éste, v , por otro:

$$(Eq. 55) \quad B_{r-bonded} = v \cdot B_{r-rare_earth}$$

Siendo el producto de energía del imán dependiente del cuadrado de dicha fracción volumétrica v .

En función del tipo de material empleado en la matriz, el imán con matriz polimérica puede conformarse de distintas maneras, como son calandrado, extrusión, inyección, y pegado por compresión, cada una de ellas proveyendo de distintas cualidades mecánicas, químicas, y magnéticas, al conseguir fracciones más o menos altas de

material magnético en el volumen resultante. Las propiedades mecánicas son similares al material de la matriz, y las limitaciones geométricas dependen de cada proceso.

Dado que las temperaturas empleadas en el proceso de conformado de los imanes con matriz polimérica son relativamente bajas, comparadas con aquellas empleadas en los procesos de sinterizado, es posible hacer imanes híbridos que mezclen varios materiales magnéticos, consiguiendo remanencias y coercitividades específicas de acuerdo a las necesidades de una aplicación específica, así como distintas sensibilidades de estas propiedades respecto de la temperatura.

3.7.4. La tendencia de la industria en el uso de imanes

Por sus propiedades y precio, la industria tiende a hacer uso de imanes de NdFeB en las máquinas eléctricas destinadas a la aerogeneración con accionamiento directo. Este compuesto tiene un alto valor de campo remanente y coercitividad, mientras que la temperatura máxima de operación es razonable y las variaciones de las propiedades con ella admisibles para las temperaturas de operación esperadas en una máquina de este tipo, en la que prima la eficiencia y la larga vida de los aislamientos. Su punto más débil puede estar en su resistencia a la corrosión. El interés de este tipo de imanes para la industria eólica es patente. Así se puede ver en [Bywaters, 2004], [Bywaters, 2007]. En el campo de las máquinas eléctricas de imanes permanentes de tamaño medio y grande ocurre de la misma manera, como se puede ver en los catálogos de grandes fabricantes de maquinaria, si bien en algunos casos se hace uso de SmCo por sus mejores propiedades químicas y mejor comportamiento con la temperatura, como en actuadores y motores destinados a aplicaciones militares.

3.7.5. Otros condicionantes

3.7.5.1. El proceso corrosivo y los recubrimientos

La corrosión es un desgaste gradual debido a la acción química del medio en el que se encuentra el imán. Todos los materiales empleados como imanes permanentes

presentan una sensibilidad alta a los procesos corrosivos. La Ferrita, seguida por el AlNiCo, es el elemento más resistente a la corrosión. Las tierras raras lo son menos, siendo el NdFeB el más sensible a ésta.

La corrosión en los compuestos de tierras raras de NdFeB se debe a cambios metalúrgicos por la difusión de oxígeno desde la superficie hacia el interior del compuesto, o a la reacción del neodimio con el hidrógeno del agua que rompe la estructura del material. La corrosión se ve favorecida por la presencia de gases ácidos, o por la de agua, y puede agravarse por la presencia de sales disueltas o contaminantes.

Las compañías que ofrecen imanes invierten en desarrollar compuestos más resistentes a la corrosión, haciéndolo a través del uso de distintos aleantes, todo ello tendiendo a encarecer el producto. Si bien esa línea de trabajo permite ofrecer cada día mejores imanes en términos de corrosión, aún se requiere tomar medidas adicionales. Algunas de las soluciones usuales para proteger de la corrosión los compuestos de tierras raras son las siguientes:

- Recubrimiento superficial. Suelen ser de aluminio, níquel, zinc, o poliméricos de materiales como el epoxy u otros, con espesores de entre 10 y 30 μm .
- Embebido del material en matriz polimérica, con las ventajas e inconvenientes anteriormente mencionados, y con la salvedad de que la matriz sea demasiado sensible al medio en que se encuentre..
- Encapsulado del imán, de tal forma que quede aislado del medio, mediante uso de un cajado hermético, en ocasiones de aluminio o acero inoxidable.

En lo que se refiere a los imanes sinterizados, ya durante el proceso de producción, típicamente llevan un fino recubrimiento que se les aplica tan pronto como se les da forma, y que evita su corrosión hasta que se les aplique el recubrimiento requerido para la aplicación correspondiente. El primero pudiera denominarse como

recubrimiento de seguridad, siendo el segundo un recubrimiento funcional que operará deseablemente durante la vida útil del imán. Según la experiencia de los fabricantes, es recomendable aplicar el recubrimiento funcional en origen. En caso de no aplicarse dicho recubrimiento funcional en origen, la simple manipulación puede dañar el muy fino recubrimiento de seguridad, y el tiempo que transcurre el imán en el almacén puede ser suficiente para que el medio lo corroa. Una vez aplicado el recubrimiento funcional, el manejo de los imanes durante su ensamblaje, y la protección de estos una vez montados sobre el componente correspondiente es clave, ya que pequeños golpes o rozaduras pueden dañar el recubrimiento. En general, el daño del recubrimiento, sea cual sea este, supone abrir la posibilidad de que el imán reciba ataques químicos desde el entorno que ponen en juego las propiedades magnéticas y mecánicas de éste. Es por ahí por dónde comienzan los fallos de los imanes. En aplicaciones en las que existe el riesgo de dañar el recubrimiento, ya sea durante el ensamblaje inicial, la operación, o el mantenimiento, se pueden utilizar recubrimientos más gruesos, los cuales son más tolerantes a golpes y rozaduras, minimizando la probabilidad de que dicho recubrimiento quede dañado tanto como para permitir el acceso del entorno al imán.

Los recubrimientos son generalmente metálicos, usándose Zn o Ni, si bien en otras ocasiones se puede ir a recubrimientos poliméricos, como por ejemplo Epoxy o Parylene. En función de la aplicación, y de los condicionantes que ésta imponga, en términos químicos, térmicos y mecánicos (adhesión) fundamentalmente, es de mayor interés usar uno u otro tipo de recubrimiento. Por ejemplo, algunos recubrimientos pueden limitar la temperatura de operación; es el caso del Parylene, el cual soporta hasta 120°C. Es también importante la forma en la que se aplica el recubrimiento, lo cual tiene influencia en el comportamiento de éste [Drak, 2007]. Es preciso recordar que aunque la calidad de la aplicación del recubrimiento y el espesor de éste son críticos, también lo son las propiedades intrínsecas del material [Trout, 2004].

Es de importancia notar que las zonas críticas, dónde los recubrimientos son más sensibles, son las aristas del imán. Conviene asignar generosos radios de acuerdo a los componentes para así facilitar la deposición del recubrimiento del espesor requerido en las aristas.

El impacto paulatino de la corrosión se ve en forma de pérdida de peso del imán. Con la pérdida de peso va la pérdida de propiedades magnéticas, de forma equivalente a usar un imán más pequeño en la misma aplicación. En el caso de una máquina eléctrica supone perder fuerza electromotriz en vacío por un lado, y la reducción de su constante de par por otro, que a la postre supone la necesidad de incrementar la corriente para desarrollar el mismo par, lo cual va en contra de la vida de la máquina, en términos térmicos, y de la eficiencia energética de ésta.

Con objeto de caracterizar la resistencia a la corrosión de un compuesto y un recubrimiento determinado, existen ensayos que simulan aceleradamente los efectos corrosivos del medio, como el HAST (“Highly accelerated stress test”) [Yamamoto, 1998][Gunn, 1981][Sinnadurai, 1997], o ensayos de humedad y temperatura límite [Sinnadurai, 2008] combinados en ocasiones con ensayos de shock térmico y de vibraciones [Nemeth, 2001], todo ello encaminado a acelerar el proceso de fallo. El efecto de la corrosión se puede ver a simple vista, si bien la medida objetiva la da la pérdida de peso por unidad de superficie que ha experimentado el imán. De acuerdo a conversaciones con algunos fabricantes de imanes, un imán de alta calidad con un recubrimiento correctamente aplicado puede presentar pérdidas de 1mg/cm² en 10 días de ensayo HAST, mientras que algunos imanes de baja calidad pueden presentar pérdidas de material de hasta 100mg/cm² para las mismas condiciones de ensayo.

3.7.5.2. Adhesivos

La información sobre adhesivos permanece guardada celosamente por las empresas dedicadas al ensamblaje de componentes magnéticos que incluyen imanes permanentes. Son fuente de información prácticamente única en este campo las

empresas que ofrecen adhesivos en sus catálogos, véase por ejemplo Loctite, Henkel, UHU, 3M, Permabond... La elección de adhesivo ha de realizarse, a ser posible, en base a un proceso de I+D en el que distintos adhesivos se sometan a pruebas representativas de las condiciones que posteriormente tendrán que soportar, y en la que sean aplicados sobre un imán con un recubrimiento como el que se pretenda emplear, y sobre un sustrato de propiedades similares a las del material base del sistema a validar.

Es clave el envejecimiento del adhesivo, que en caso de máquinas eléctricas puede estar sometido a temperaturas de trabajo del orden de 100°C durante toda la vida de la máquina. De esta forma hay que encontrar el compuesto que presentando unas buenas propiedades de adherencia iniciales las mantenga a lo largo del tiempo, y todo ello a un coste razonable.

Otros factores a tener en cuenta durante la aplicación son los procesos de curado de los adhesivos. Debido a que el imán es sensible a la temperatura, no es aceptable un curado térmico, sino que deben ser de curado a temperatura ambiente. Si dicho curado es exotérmico podría ser necesario tomar precauciones con las temperaturas alcanzadas. Por otra parte, puede condicionar mucho a efectos productivos el modo de aplicación del adhesivo, variando desde el uso de un pincel hasta el uso de un dosificador automático montado sobre un brazo robótico, en el caso de construcción en serie de máquinas pequeñas.

3.7.5.3. Costes

El coste de un imán viene dado por múltiples factores, algunos de ellos relacionados con los materiales empleados, otros con el proceso de fabricación. Éstos son:

- El coste de las materias primas. El origen del interés por el uso de NdFeB está en la escasez del Samario y del Cobalto que derivaron en un alto coste de estos compuestos. Pero a medida que el interés por el NdFeB ha crecido, y por tanto su demanda, y que se han dado maniobras especulativas sobre éste, los

precios se han incrementado y, sin llegar a equipararse con el SmCo, no hay una diferencia grande entre ambos. Esto se puede ver en la Tabla 7.

- La preparación química del compuesto. Se puede afirmar que la composición exacta del imán es la que condiciona sus propiedades magnéticas a temperatura ambiente, su sensibilidad respecto a la temperatura, y sus propiedades químicas. Naturalmente los aditivos añadidos para mejorar cualquiera de éstas, así como el proceso químico en que se añaden, tienen influencia en el coste del imán mismo.
- La ruta de fabricación empleada. Fundamentalmente cambia la forma de aplicar presión, el modo de sinterizado, y la necesidad de un mecanizado posterior. Se refiere a la forma de aplicar la presión cuando el imán, en forma de polvo, se sinteriza. En función de la forma en que se haga, se alcanzan propiedades magnéticas a temperatura ambiente mejores o peores. En función de que dicha presión se aplique en la dirección de la magnetización posterior, en una del plano transversal, o por igual en todas las direcciones, ésta puede ser axial, transversal, o isostática.
- La forma y dimensiones del imán. Son importantes, y hay que considerar el material empleado, el desperdicio en el proceso de fabricación si hubiera alguno, y por supuesto el coste del molde. Típicamente los imanes se hacen planos, con curvatura por una cara (conocidos como *bread loaf*), o con la misma curvatura por ambas caras, en forma de teja.
- La tolerancia requerida. En función de las dimensiones del imán y de la ruta de fabricación empleada se obtienen determinadas tolerancias. En muchas ocasiones las tolerancias derivadas del sinterizado pueden no ser suficientes, caso en el cual se requiere realizar un mecanizado posterior, que lleva asociado un encarecimiento del proceso. Es por eso deseable integrar el imán en un

sistema lo más insensible a los errores dimensionales y geométricos de éste posible.

- La calidad y forma de la magnetización. Una magnetización más uniforme puede requerir un magnetizador de mayores dimensiones para un tamaño de imán determinado. El hecho de pretender magnetizar un imán de manera no uniforme, por ejemplo radial, siendo éste curvo, puede encarecer el proceso.
- Recubrimientos aplicados. Dependientes de la resistencia a la corrosión pretendida fundamentalmente.

3.7.5.4. La magnetización

Los imanes generalmente pueden ser adquiridos del fabricante de las siguientes maneras:

- Sin magnetizar.
- Magnetizado.
- Magnetizado y calibrado.

En el primero de los casos se requiere la magnetización posterior, en el segundo de ellos dicha magnetización se ha aplicado pero no se tiene por parte del fabricante más que un valor de referencia de las características de la magnetización, y en el tercero de los casos el fabricante añade un valor medido de las características de dicha magnetización. Naturalmente cada uno de los procesos adicionales es un sobrecoste, y especialmente el calibrado puede no ser necesario en el caso de máquinas eléctricas si el fabricante cuenta con el aval de la experiencia.

La magnetización de un imán se complica a medida que la densidad de energía magnética almacenable en éste crece, puesto que también lo hacen su campo remanente y fuerza coercitiva. De acuerdo a [Hsieh, 2010] el proceso de

magnetización que asegura llegar al campo remanente máximo del NdFeB requiere un campo H de entre 3 y 4 veces el campo coercitivo de este material. Eso significa que estos imanes han de ser magnetizados mediante fuerzas electromotrices enormes, mayores cuanto mayor es la altura del imán. Generalmente ha de magnetizarse antes de instalarse, lo cual es origen de importantes complicaciones a la hora de realizar el montaje de la máquina. No ocurre de la misma manera con imanes como las Ferritas, de mucha menor coercitividad y remanencia, caso en el cual la magnetización puede realizarse una vez instaladas en la máquina.

La magnetización in-situ de imanes permanentes, esto es una vez instalados en su lugar de funcionamiento, es un campo de trabajo importante, pues puede suponer una ventaja competitiva importante. Hay que considerar que los campos a obtener en el imán son varias veces el remanente, y que eso puede requerir corrientes en la máquina eléctrica que lleguen a ser decenas o centenares de veces la corriente nominal, en función de la configuración de cada máquina. En el proceso de magnetización se inyecta un pulso de corriente, derivado generalmente de la descarga de un condensador a través de la bobina del magnetizador (o del bobinado de la máquina si es in-situ). En el caso de magnetizar después de ensamblar, el ferromagnético del sistema quedará saturado, por lo que su permeabilidad se reducirá hasta casi ser la del aire, presentando el sistema una reluctancia mucho mayor, y por tanto requiriendo una corriente aún mayor para generar el campo en el seno del imán. Adicionalmente, la magnetización está condicionada por la capacidad de crear un campo con una calidad espacial determinada por parte de los bobinados. No es por tanto de fácil implementación ni de buen resultado en el caso de máquinas de tamaño considerable de las que se esperan altas prestaciones, aunque quizás si sea de interés en máquinas más pequeñas con requisitos menores sobre su eficiencia y sobre otras características.

Respecto a la calidad de la magnetización cuando ésta se realiza sobre un solo imán, se puede decir que en imanes grandes, con dimensiones del mismo orden de

magnitud al magnetizador empleado, la magnetización puede no ser totalmente uniforme en módulo y ángulo a lo largo del imán, puesto que en la región ocupada por éste dentro del magnetizador pueden aparecer armónicos espaciales de orden superior al dipolar.

3.8. PRINCIPIOS DE DISEÑO

De acuerdo a [Lipo, 2004], hay cuatro parámetros importantes a la hora de diseñar una máquina eléctrica. Estos son:

- La carga de corriente. Está limitada por las pérdidas en el cobre de la máquina, y por tanto térmicamente y en términos de eficiencia energética.
- La densidad de campo magnético. Está limitada por la saturación de los elementos ferromagnéticos. En el caso de las máquinas comúnmente utilizadas, es en los dientes dónde se alcanzan los mayores valores de densidad de campo, generalmente saturando magnéticamente una parte del diente. La saturación supone una reducción de la permeabilidad magnética del material y un incremento grande de las pérdidas debido a la histéresis.
- La velocidad de rotación, que condiciona el montaje mecánico, la rigidez de los distintos componentes, y las tolerancias de fabricación admisibles. El rotor ha de soportar el cortante y la atracción electromagnética, el peso del material activo, las cargas inerciales, las tensiones térmicas, y las cargas provenientes de otros elementos rodantes a través del tren de potencia [McDonald, 2008].
- El producto D^2L . La carga en corriente y la densidad de campo admisible condicionan el esfuerzo electromagnético transmitido a través del entrehierro. Dicho esfuerzo puede convertirse en par/fuerza de muchas maneras distintas en función del diámetro y la longitud de dicho entrehierro. Pero la elección de la dupla diámetro y longitud no está sólo condicionada por el par/fuerza a

obtener, sino que además tiene estrecha relación con la velocidad de rotación, y la capacidad de evacuar calor de la máquina. En [Honsinguer, 1987] pueden encontrarse propuestas un conjunto de ecuaciones dimensionantes que abordan el problema con mayor profundidad aplicado a las máquinas eléctricas en general, ligando diámetro externo e interno, e incluso anchura y altura de ranuras.

En [Hendershot, 1994] pueden encontrarse algunas normas generales para un prediseño de máquinas de imanes permanentes, las más interesantes son:

- El espesor del imán, en el caso de los de alta coercitividad, es de unas 10 veces el entrehierro geométrico de la máquina. En primera aproximación el imán escogido ha de ser el de mayor remanencia a precio asequible.
- Los cálculos de flujo se realizarán con el radio interno del imán.
- Las culatas deben tener una sección tal que mantengan el campo B tan bajo como sea posible. Con materiales no laminados se debe ir a 1 ó 1,2 T como mucho.
- El espesor del imán ha de garantizar que la máxima corriente no produzca desmagnetización alguna operando la máquina a su máxima temperatura, todo esto en el caso de los compuestos de tierras raras.

Como se puede ver, y de acuerdo a [Hendershot, 1994], el dimensionamiento del imán no responde al aprovechamiento máximo de éste. Para aprovechar al máximo un imán se ha de operar en el punto de máxima energía. La operación en esas condiciones significa almacenar la máxima energía en el circuito magnético para un imán dado, o lo que es lo mismo, mínimo coste de la energía magnética en el circuito. Esto se consigue a coste de infrautilizar el resto de componentes de la máquina, ya que los campos de operación obtenidos en los puntos de máxima energía son bajos, del orden de la mitad del campo remanente. Por tanto, siendo óptimo desde el punto

de vista de coste del imán, no es óptimo desde el punto de vista de coste del conjunto. Si se le añaden criterios cómo la resistencia a la desmagnetización se hace de aún menor interés la operación del imán en esas condiciones.

3.9. CONCLUSIONES

Las páginas anteriores recopilan información sobre el análisis y diseño de máquinas de imanes permanentes. En ellas se analizan aspectos diversos, que versan desde el campo de las máquinas eléctricas hasta el campo de las propiedades de materiales magnéticos como son los imanes permanentes. A lo largo de ellas se hace referencia a la literatura fundamental para comprender las problemáticas asociadas a las máquinas de imanes permanentes, considerando aspectos eléctricos, magnéticos, dinámicos, y térmicos.

4. MODELO ANALÍTICO DE MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES IMPLEMENTADO

4.1. INTRODUCCION

Las próximas páginas presentan el modelo desarrollado para tener una aproximación analítica del funcionamiento de una máquina de imanes permanentes. El propósito con el que se concibe un modelo de este tipo no es el de conocer perfectamente las características de esta máquina, sino el de tener una rápida computación de una aproximación razonablemente buena de dichas características, que luego pueden ser recalculada con mayor precisión mediante otras herramientas de tipo numérico, como se muestra en el Capítulo 5. Conviene además destacar que un modelo de computación rápida, y por tanto sencillo, puede emplearse para ser embebido en un algoritmo de optimización, tal y como se muestra en el Capítulo 7 de esta Tesis.

Dicho modelo representa una máquina con las siguientes características:

- Configuración con flujo radial y rotor interno.
- Imanes montados sobre el rotor, y bobinados sobre el estator.
- Máquina de imanes superficiales. Las inductancias en ambos ejes (d-q) son iguales por la simetría de la construcción de la máquina y de la distribución del campo magnético.
- Máquina concebida para funcionar a baja velocidad y baja frecuencia eléctrica, por lo que el modelo de las pérdidas en el hierro es sencillo, al ser éstas

reducidas en relación al resto de pérdidas en la máquina, lo cual hace que la precisión en esta parte no sea requerida.

- Se constituye de imanes de tierras raras. Eso supone que la reacción de inducido es pequeña comparada con máquinas de rotor liso excitadas por corriente. Por tanto el flujo magnético de operación de la máquina varía poco con la carga, y se debe mayormente al del imán, siendo posible no considerarse variación de las pérdidas en el hierro con dicha carga en máquinas de baja frecuencia de operación.
- Bobinado de doble capa, con la posibilidad de modelar tanto el uso de pletina como de hilo para la construcción de las bobinas.
- Máquina totalmente encapsulada, no ventilada. Se asume refrigeración por convección natural en la carcasa, que está aleteada.

Las limitaciones principales del modelo aquí expuesto son las siguientes:

- No considera efectos de saturación magnética. Supone una permeabilidad magnética de los materiales invariable con la densidad de flujo magnético en su seno.
- No considera pérdidas en los imanes. En el caso de baja frecuencia de operación, y salvo casos muy especiales como por ejemplo máquinas con muy bajo entrehierro, es una aproximación razonable.

4.2. VARIABLES Y PARÁMETROS DE DISEÑO

Las variables de diseño por las que se ha optado, que pueden ser consideradas las entradas del modelo, se pueden ver en Tabla 8. La mayor parte de dichas variables corresponden a dimensiones relacionadas con el entrehierro, que es el que dimensiona la máquina ya que es a través de él dónde se realiza la conversión

electromecánica. Otras variables definen la máquina en términos de carga de imán y carga de corriente, y por tanto también tienen influencia en la capacidad de la máquina para desarrollar par. Estas variables de diseño condicionan el funcionamiento normal de la máquina y adicionalmente le confieren características específicas, como puede ser la resistencia a la desmagnetización. Naturalmente, los valores que pueden tomar las variables de diseño están condicionados por:

- La degeneración del modelo, cuando un parámetro o la combinación de varios representan una máquina con una geometría físicamente imposible.
- Los límites de funcionamiento, como eficiencia, temperatura, o factor de potencia.
- Los límites prácticos derivados del proceso de fabricación empleado.

Tabla 8. Variables de diseño del modelo de máquina de flujo radial e imanes superficiales.

Nombre	Explicación
D	Diámetro del entrehierro de la máquina
L	Longitud activa de la máquina
P	Número de pares de polos
h_s	Altura de las ranuras de estator
r	Relación de ancho de ranura/paso de ranura
t_m	Espesor del imán en dirección radial
r_c	Relación de altura de la culata/paso polar
α_m	Relación imanes/paso polar

A partir de las variables de diseño puede definirse cualquier máquina, siempre que el resto de parámetros, no tomados como variables, sea conocido. Dichos parámetros condicionan el modo en que la máquina se construye así como algunas de sus propiedades, y son susceptibles de convertirse en variables de diseño en caso de que la consideración de distintas opciones sea necesaria, ampliándose de esta manera el dominio en el que buscar un diseño. Entre estos parámetros se encuentran también algunas propiedades de materiales, también susceptibles de llegar a ser consideradas

variables de diseño, lo cual no será así a lo largo de esta Tesis. Se pueden ver en la Tabla 10.

De entre todos los parámetros merece comentario el número de ranuras por fase y polo, q . Este valor no puede ser seleccionado de forma continua, sino que debe dar luz a un bobinado factible y equilibrado. Para que se cumpla esto son sólo algunas combinaciones de número de pares de polos y número de ranuras las válidas. El número de pares de polos sí es considerado variable de diseño, por lo que para cumplirse estas condiciones, para un valor predeterminado del número de ranuras por fase y polo que aporta una buena solución en términos de factores de distribución y paso para el primero y otros armónicos superiores, se ha de limitar el número de pares de polos a aquellos múltiplos del mínimo número de pares admisible para un q determinado. Por ejemplo, para 1.2 ranuras por fase y polo, sólo es admisible el uso de un número de pares de polos múltiplo de 5, condición necesaria para que el número de ranuras sea múltiplo del número de fases, tres en este caso, y por tanto para la constitución de un bobinado equilibrado.

Por último, existe una variable dependiente cuyo valor se requiere para la definición de la máquina, pero que se escoge como consecuencia de todas las anteriores. Esta es función del nivel de tensión pretendido para la máquina, y es el número de espiras por bobina (ver Tabla 9). La misma máquina puede construirse para tantos niveles de tensión a una velocidad y carga dada como números de espiras distintos por bobina puedan emplearse.

Tabla 9. Variable de diseño dependiente.

	Explicación	De dónde viene
n_t	Número de espiras por bobina	Del ajuste al nivel de tensión deseado para un nivel de carga y una velocidad de operación determinada.

Tabla 10. Parámetros de diseño considerados.

	Explicación	De qué depende
k_c	Factor de relleno de las ranuras estatóricas, es la relación entre la sección efectiva de cobre y la sección total de ranura.	Del proceso de fabricación y del tipo de conductor empleado. Típicamente está entre 0.3 y 0.45 en bobinados de hilo y entre 0.6 y 0.8 en bobinados en pletina.
k_l	Factor de apilado de las láminas magnéticas de estator, o relación entre la longitud efectiva del apilado de acero magnético y la total del paquete .	De la relación de espesores de chapa y aislamiento interlaminar, de la presión de precarga aplicada al conformar y de la forma en que se soporta dicha precarga.
t_l	Espesor de cada laminación de estator	Del nivel de pérdidas que se está dispuesto a asumir
μ_r	Permeabilidad magnética relativa al aire de la chapa magnética.	Puede considerarse prácticamente infinita salvo cuando existe saturación. Puede considerarse su dependencia respecto del campo H El material empleado condiciona su valor.
k_{hys}	Constante de histéresis.	Del material empleado como ferromagnético y de su ciclo de histéresis.
k_{eddy}	Constante de corrientes de Foucault	Del espesor de laminación, con cuyo cuadrado crece, y de la conductividad del acero magnético.
k_{add}	Constante de pérdidas adicionales	De la calidad del corte de las laminaciones, de la presencia de rebabas, remaches, soldaduras, pasadores, tridimensionalidad del flujo, entre otros.
H_c	Fuerza coercitiva del imán empleado.	De la composición del imán, del método de conformado, y de la temperatura de trabajo de éste.
B_r	Campo remanente del imán empleado.	De la composición del imán, del método de conformado y de la temperatura de trabajo de éste.
B_{min}	Campo mínimo de operación sin desmagnetización permanente del imán empleado.	De la composición del imán, del método de conformado, y de la temperatura de trabajo de éste.
μ_{rec}	Permeabilidad magnética del imán relativa al aire	De las características del imán y de la temperatura de trabajo.
ρ_{Cu}	Resistividad del cobre.	De la calidad del cobre, tratamientos térmicos aplicados y temperatura de operación.
t_g	Espesor del entrehierro	De limitaciones constructivas y de tolerancias, de la velocidad de operación, de las características de la máquina que se pretendan conseguir, de las deformaciones térmicas y elásticas en operación.
q	Número de ranuras por fase y polo.	De los factores de distribución y de paso, de la capacidad de suprimir armónicos de orden superior en la fuerza electromotriz, de necesidades adicionales como la eliminación del <i>cogging</i> .

4.3. EL MODELO FÍSICO DE LA MÁQUINA

En los siguientes apartados se incluyen una serie de expresiones que modelan distintos fenómenos en el interior de la máquina. El conjunto de todas ellas es el modelo físico de la máquina. Un modelo no tiene porqué cubrir todos y cada uno de los fenómenos, en este caso físicos, que acaecen en aquello que modela. De esta manera, no se tienen en cuenta fenómenos considerados de poca importancia para el caso en cuestión. De ellos se ha dado cuenta al mencionar las limitaciones del modelo.

La mayoría de estas expresiones se deducen a partir de las ecuaciones básicas del electromagnetismo, utilizando simplificaciones y en ocasiones correcciones de tipo práctico. Dado que en función del tipo de máquina que se pretende modelar es posible realizar unas u otras hipótesis y simplificaciones, es posible encontrar en la literatura especializada diferentes expresiones para el mismo fenómeno, estando cada una orientada a ser utilizada en un tipo de máquina específico.

El modelo de máquina se estructura en varios submodelos:

- Circuito magnético.
- Campo de entrehierro.
- Inductancias.
- Par.
- Pérdidas en el cobre.
- Pérdidas en el hierro.
- Desmagnetización.

- Térmico.

4.3.1. Modelo de circuito magnético

El circuito magnético de este tipo de máquina presenta dos pasos por entrehierro, dos pasos por imán, dos por dientes de estator, uno por la culata del estator, y uno por la culata de rotor.

La reluctancia del entrehierro se ve incrementada por el Coeficiente de Carter, que trata de modelar el efecto sobre ésta de la distribución de campo debido al ranurado de estator. Dicho coeficiente viene dado por la expresión [Lipo, 2004]:

$$(Eq. 56) \quad k_{carter} = \frac{\frac{\pi D}{n_s}}{\frac{\pi D}{n_s} - r \cdot \frac{\pi D}{n_s} + \frac{4}{\pi} \cdot t_g \cdot \ln \left(1 + \frac{r \cdot \pi^2 \cdot D}{4 \cdot n_s \cdot t_g} \right)}$$

donde n_s es el número total de ranuras.

De acuerdo a esto, la reluctancia equivalente vista por el flujo magnético a su paso por el entrehierro resulta ser la suma de la del entrehierro geométrico,

$$(Eq. 57) \quad \mathfrak{R}_{gap} = k_{carter} \cdot \frac{t_g}{D \cdot \pi \cdot L \cdot \frac{1}{2P} \cdot \mu_0}$$

y la del imán permanente:

$$(Eq. 58) \quad \mathfrak{R}_{iman} = \frac{t_m}{\pi \cdot D \cdot L \cdot \frac{1}{2P} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rec}}$$

En una máquina de imanes superficiales sería necesario considerar una reluctancia adicional en paralelo a la del imán, para tomar en cuenta el hecho de que el imán no cubre toda la superficie polar. En este caso se aproxima por una sola reluctancia que

asume que el imán cubre toda la superficie polar; dicha aproximación es buena para imanes cuya permeabilidad es similar a la del aire. El imán es por mucho el elemento más reluctante de las máquinas de imanes permanentes de tierras raras. El alto valor de dicha reluctancia lleva a máquinas con baja reacción de inducido comparada con máquinas síncronas de rotor excitado o que usan imanes de mayor permeabilidad.

El factor de Carter cuantifica el efecto del indentado sobre la distribución de campo en el entrehierro, pues dicho indentado condiciona el paso de dicho campo, reduciendo la sección y aumentando la reluctancia equivalente, pero no se refiere a la reluctancia presentada por el indentado mismo. Por otro lado, el conjunto de los dientes que delimitan el entrehierro, presenta una reluctancia de valor:

$$(Eq. 59) \quad \mathfrak{R}_{diente} = \frac{h_s}{\frac{\pi D}{2P} \cdot (1-r) \cdot L \cdot k_l \cdot \mu_o \cdot \mu_r}$$

Expresión que representa el efecto en paralelo de todos los dientes en el circuito magnético, siendo un total de $3q$. Se asume una permeabilidad magnética del material ferromagnético que constituye el diente fija, por lo tanto excluyéndose del modelo el efecto de saturación magnética.

Por otra parte, la altura requerida por la culata determina la reluctancia de ésta y el nivel de campo existente, y por tanto las pérdidas en el hierro. Es por esto interesante que sea variable de diseño. La reluctancia de dicha culata será:

$$(Eq. 60) \quad \mathfrak{R}_c = \frac{(D + 2 \cdot h_s + h_c)}{2 \cdot D \cdot r_c \cdot L \cdot k_l \cdot \mu_o \cdot \mu_r}$$

Donde h_c es la altura de la culata, definida como $\frac{\pi D}{2P} \cdot r_c$.

Se concibe el modelo con la sección de paso de rotor igual a la de estator. Esto lleva a niveles similares de campo, cosa que no es siempre necesaria, especialmente

considerando que el campo de primer armónico desde el punto de vista del rotor es constante durante el régimen permanente, por lo que no existen pérdidas crecientes con el nivel de campo. Criterios mecano-estructurales pudieran hacer cambiar esto, aumentando dicha culata rotórica con objeto de rigidificar la masa rodante. La reluctancia de dicha culata rotórica, sin considerar ese supuesto ya que no es de interés en el caso de máquinas de baja velocidad, es la siguiente:

$$(Eq. 61) \quad \mathfrak{R}_{c-rotor} = \frac{(D - 2 \cdot t_m - h_c)}{2 \cdot r_c \cdot D \cdot L \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}$$

Son tres las reluctancias agregadas de interés. Por un lado la reluctancia del circuito magnético total. Esa es la vista por la fuerza magnetomotriz del estator, en la que tiene un peso predominante la presencia de los imanes, vistos como elementos puramente pasivos gracias a su linealidad. Otra reluctancia de interés es la reluctancia interna del imán, que es la de éste componente por sí solo. La diferencia de ambas reluctancias da la reluctancia externa al imán, que es la que ve dicho imán cuando está en el circuito magnético. En este caso, el flujo creado por el imán ve la sucesión de todos los elementos reluctantes en su camino cerrado, entre los que está una componente adicional debida el efecto del indentado, contra los cuales la fuerza magnetomotriz del imán ha de crear el flujo. Las tres reluctancias vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$(Eq. 62) \quad \mathfrak{R}_{tot} = 2 \cdot \mathfrak{R}_{gap} + 2 \cdot \mathfrak{R}_{iman} + 2 \cdot \mathfrak{R}_{diente} + \mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_{c-rotor}$$

$$(Eq. 63) \quad \mathfrak{R}_{ext} = \mathfrak{R}_{tot} - 2 \cdot \mathfrak{R}_{iman}$$

4.3.2. Modelo de campo de entrehierro en vacío

Una vez se han modelado las reluctancias de la máquina, es posible obtener el nivel de campo creado con los imanes, conocidas sus características magnéticas. El campo de vacío del imán será lo que le permita a la postre inducir una fuerza electromotriz. en los bobinados estáticos cuando se mueve respecto a ellos.

Dicho campo de operación en vacío puede determinarse en aquel lugar del plano B-H en el cual la fuerza magnetomotriz requerida al imán para crear un flujo dado es igual a la desarrollada por éste para mantener un campo B cuya integral es el flujo magnético creado por el imán.

La relación entre fuerza magnetomotriz y flujo del circuito magnético en el que el imán está contenido viene dada en el plano B-H por la llamada como línea de carga, relacionada con las características del circuito magnético y de las dimensiones del imán, y por supuesto depende de la característica B-H del material empleado a modo de imán permanente. De esta manera el campo en el imán tiene el siguiente valor:

$$(Eq. 64) \quad B_m = B_r \cdot \frac{\frac{R_{magnets}}{R_{ext}}}{1 + \frac{R_{magnets}}{R_{ext}}}$$

donde $R_{magnets}$ es la reluctancia magnética de los imanes, dada por:

$$(Eq. 65) \quad R_{magnets} = \frac{2 \cdot R_{iman}}{\alpha_m}$$

Siendo la permeabilidad μ_{rec} la correspondiente al imán en el punto de la característica B-H de éste en el que $H_m = 0$, que en caso de que el imán tenga una característica lineal en el segundo cuadrante a la temperatura de trabajo corresponde a:

$$(Eq. 66) \quad \mu_{rec} = -\frac{B_r}{H_c}$$

Si la característica B-H del imán no es lineal en el segundo cuadrante, es decir $B_{min} > 0$, H_c ha de ser sustituido en la expresión anterior por el hipotético valor resultante de la extrapolación lineal de la permeabilidad del imán y del campo remanente.

La magnetización de los imanes se supone perfectamente paralela, sin error alguno de ángulo, y perpendicular al entrehierro. Además se asume espesor constante de éstos. El campo creado por éste adoptará una distribución de onda cuadrada en el entrehierro, olvidando el efecto de las ranuras que servirán para modular dicha distribución, no sólo en el entrehierro, sino dentro del imán mismo. No todo el campo creado por el imán es de interés, sino sólo su primer armónico espacial, cuyo período coincide con el paso de un par de polos, y el cual se sincronizará con el primer armónico espacial del campo creado por las corrientes de estator, dando lugar a una conversión electro-mecánica o mecano-eléctrica de energía. Asimismo, y estando perfectamente ligado a lo anterior, dicho primer armónico es el de interés puesto que es el primer armónico de la fuerza electromotriz inducida por los imanes el que será aprovechado eléctricamente. La amplitud de ese primer armónico en función del campo del imán y de la extensión de éste sobre el polo es el siguiente:

$$(Eq. 67) \quad B_{m-1} = B_m \cdot \sin\left(\alpha_m \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{4}{\pi}$$

En esta expresión se puede ver el efecto del recubrimiento polar sobre la amplitud del primer armónico del campo, cuya interacción con la carga de corriente es la que genera el par.

A partir de dicho armónico se puede obtener la fuerza electromotriz inducida en cada fase. Dicha fuerza electromotriz es función del número de vueltas de conductor en cada bobina n_t , del número de bobinas por fase y polo q que se asume igual al número de ranuras en este caso, del número de pares de polos P , de las dimensiones de éstos (L , D), de la frecuencia eléctrica f , y de las características del bobinado (factores de paso, k_p , de distribución, k_d , y de inclinación de ranura o *skew*, k_s), concretamente las que éste presenta ante el primer armónico (k_{p1} , k_{d1} y k_{s1}).

El número de vueltas por bobina se ha presentado como variable dependiente, pues es generalmente la tensión la que está fijada para una máquina en una aplicación

determinada. Considerando que la reacción en vacío es baja, dicho número de vueltas puede calcularse directamente para ajustar la fuerza electromotriz interna a un valor cercano a la tensión especificada para la operación de la máquina. Una vez dicho valor queda fijado, el valor eficaz de la fuerza electromotriz inducida en la máquina está dada por:

$$(Eq. 68) \quad f.e.m._{fase-RMS} = \frac{4\pi}{\sqrt{2}} \cdot f \cdot B_{m-1} \cdot L \cdot D \cdot n_t \cdot k_{p1} \cdot k_{d1} \cdot k_{s1} \cdot q$$

Un parámetro práctico para la definición de la máquina es el coeficiente de permeancia del circuito magnético equivalente. Dicho valor se emplea para la selección del imán, coincidiendo con el valor absoluto de la pendiente de la línea de carga del circuito magnético. Las unidades prácticas que se emplean son del sistema c.g.s. (gauss/Oersted). Queda definido como:

$$(Eq. 69) \quad P.C. = \frac{2 \cdot t_m}{L \cdot \alpha_m \cdot \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot P}} \cdot \frac{1}{\mathfrak{R}_{ext}}$$

El circuito magnético de la máquina eléctrica es de mayor calidad para el imán cuanto mayor es el coeficiente de permeancia, y en ese caso el campo de operación del imán se aproxima más al campo remanente. Se puede ver que, en el límite, para un circuito de reluctancia externa al imán nula, la pendiente de ésta línea de carga es infinita y el imán trabajará con su campo remanente. Así mismo, si la reluctancia externa es infinita, ésta pendiente es nula, y el imán trabaja con campo nulo.

4.3.3. Modelo de inductancias

El flujo magnético creado por las corrientes que circulan por los bobinados estáticos, que atraviesa esas mismas bobinas, genera, por el hecho de ser las corrientes alternantes, una fuerza electromotriz llamada de reacción de inducido. La reacción de inducido en una máquina eléctrica tiene varias componentes, que es

conveniente diferenciar ya que tienen distinta influencia en la operación de la máquina.

Así como pueden concebirse distintas componentes de la reacción de inducido, pueden diferenciarse las componentes de flujo a las que la reacción de inducido se debe, estas son:

- Flujo mutuo. Es aquel que concatena tanto rotor como estator de la máquina, por tanto capaz de interactuar con otras fuentes de flujo, como son los imanes, y a considerar como fuente de carga magnética en el ferromagnético de la máquina, ya sea en mismo sentido que los imanes o en el opuesto.
- Flujo de dispersión, creado por las corrientes que circulan por los bobinados estatóricos pero que no concatena al rotor de la máquina, lo que supone que no carga el circuito magnético principal, ni en sentido de magnetizar ni en sentido de desmagnetizar.

4.3.3.1. Inductancia mutua

La inductancia mutua está directamente relacionada con la conversión electromecánica que se produce en el entrehierro de las máquinas eléctricas, pues está asociado a esa componente del flujo que atraviesa dicho entrehierro.

La primera de estas componentes puede valorarse para una fase. Tan sólo se considera aquella parte del flujo que liga estator y rotor, y no los caminos magnéticos que en paralelo son capaces de conducir una parte del flujo magnético. La inductancia mutua debida al efecto de una fase depende del número de polos, el número de bobinas por fase y polo, el número de vueltas de cada bobina, la manera en que las bobinas se distribuyen a lo largo del entrehierro de la máquina, el paso de cada bobina, y la reluctancia magnética que el flujo ha de superar para cruzar el entrehierro de la máquina. Viene por tanto dada por:

$$(Eq. 70) \quad L_{m-fase} = \frac{(2 \cdot n_t \cdot q \cdot k_{p1} \cdot k_{d1} \cdot k_{s1})^2}{\mathfrak{R}_{tot}} \cdot P$$

Considerando la simetría periódica de la máquina, y bajo la hipótesis de que no existe una componente homopolar de corriente circulando por las fases, se obtiene la inductancia trifásica. Dicha inductancia trifásica incluye la fuerza electromotriz autoinducida en una fase por el flujo magnético creado por la corriente circulando por esa misma fase y la fuerza electromotriz inducida por el flujo magnético creado por la corriente circulando por otra fase. Esto es de interés puesto que de cara al análisis de la máquina en condiciones normales de funcionamiento simplifica el modelo al eliminar las inducciones mutuas entre fases. De esta forma se pasa a emplear la inductancia trifásica en los cálculos eléctricos con circuito monofásico equivalente. En un devanado distribuido, este valor de inductancia que por tanto incluye de forma implícita el efecto de la inducción mutua con las otras fases, se consigue mediante la aplicación de un factor 3/2 sobre la inductancia monofásica, cuya explicación puede encontrarse, entre otras maneras, mediante el teorema de Ferraris. Por tanto:

$$(Eq. 71) \quad L_{m-trifasica} = \frac{3}{2} \cdot L_{m-fase}$$

4.3.3.2. Inductancia de dispersión

La inductancia de dispersión no está asociada a los fenómenos de conversión energética en la máquina, pero es de mucha importancia en algunas características operativas de ésta, como por ejemplo la capacidad de regular el nivel de tensión en terminales durante la operación, o la capacidad de que la máquina se autoproteja en caso de falta, tanto por el hecho de limitar la corriente como por el de evitar la desmagnetización permanente de los imanes. La inductancia de dispersión crea un flujo que no concatena parte móvil alguna, salvo típicamente y de forma parásita en

máquinas con bobinado distribuido tanto en rotor como en estator, como las de inducción de rotor bobinado.

Se consideran tres componentes de flujo a los cuales se asocian tres inductancias:

- Flujo de dispersión de ranura.
- Flujo de dispersión de cabeza de diente.
- Flujo de dispersión de cabeza de bobina.

Al estar este modelo dirigido a máquinas de imanes superficiales, no se considera la posibilidad de un flujo de zig-zag que pueda concatenar varias ranuras empleando el material del rotor para pasar de un diente a otro.

Los modelos empleados se han obtenido de [Lipo, 2004], referencia que se puede consultar para obtener detalle sobre sus desarrollos.

a) Dispersión de ranura.

Como norma general, se puede decir de la dispersión de ranura que crece al incrementarse la profundidad de ranura o reducirse el ancho. De igual manera ocurre si la ranura se cierra en el lado del entrehierro, o si se emplea un material ferromagnético como cuña de cierre. Todos estos efectos quedan recogidos en la permeancia de ranura, y su efecto en forma de inductancia depende naturalmente del número de bobinas en la máquina, de cómo se distribuyen, y del número de espiras que constituyen cada bobina.

En el caso de los bobinados de doble capa es preciso considerar en cada capa tanto el efecto de la autoinducción de fuerza electromotriz en una bobina por la variación del flujo creado por la corriente que circula por dicha bobina, como el efecto de la inducción de fuerza electromotriz por la variación del flujo creado por la corriente

que circula por la otra bobina con la que comparte ranura. Se parte del croquis de la sección de la ranura presentado en la Figura 36.

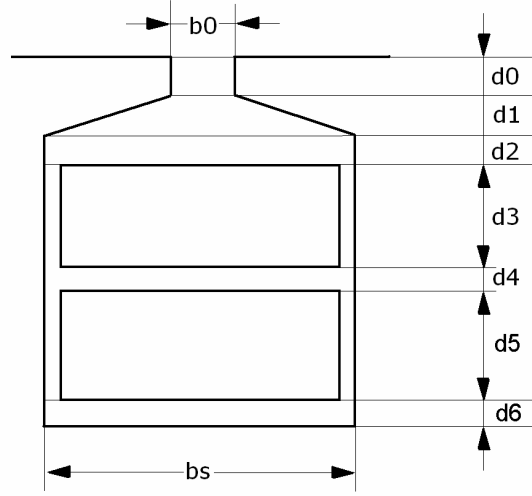


Figura 36. Parámetros definitorios de una ranura con doble bobina en su interior.

Las permeancias de los circuitos magnéticos vistos por cada capa se detallan a continuación. La autopermeancia de la capa superior, de acuerdo a la Figura 36, viene dada por:

$$(Eq. 72) \quad Perm_{Top} = \mu_0 \cdot L \cdot \left(\frac{d_3}{3b_s} + \frac{d_2}{b_s} + \frac{d_1}{b_s - b_0} \cdot \ln\left(\frac{b_s}{b_0}\right) + \frac{d_0}{b_0} \right)$$

La autopermeancia de la capa inferior es superior a la de la capa superior puesto que encuentra más caminos para cruzar la ranura, siendo:

$$(Eq. 73) \quad Perm_{Bottom} = \mu_0 \cdot L \cdot \left(\frac{d_5}{3b_s} + \frac{d_2 + d_3 + d_4}{b_s} + \frac{d_1}{b_s - b_0} \cdot \ln\left(\frac{b_s}{b_0}\right) + \frac{d_0}{b_0} \right)$$

La permeancia mutua está asociada al flujo creado por una capa que concatena a la otra:

$$(Eq. 74) \quad Perm_{Mutual} = \mu_0 \cdot L \cdot \left(\frac{d_0}{b_0} + \frac{d_2}{b_s} + \frac{d_1}{b_s - b_0} \cdot \ln\left(\frac{b_s}{b_0}\right) + \frac{d_3}{2b_s} \right)$$

A partir de las permeancias se puede desarrollar la inductancia por ranura, que está dada por la siguiente expresión:

$$(Eq. 75) \quad L_{leak-slot} = n_i^2 \cdot (Perm_{Top} + Perm_{Bottom} + 2 \cdot Perm_{Mutual})$$

En esta expresión se asume que las dos bobinas pertenecen a la misma fase, por lo que se compone la inductancia total a partir de la autoinductancia de cada capa y de la mutua. Normalmente cada ranura presenta bobinas de distintas fases, por lo que en realidad esto no ocurre de esta manera:

- Si el paso de bobina es acortado, y vale entre 2/3 y 1 veces el paso polar, el acoplamiento mutuo tiene dos componentes: inducción mutua de cada capa con otras capas de la misma fase dentro de la misma ranura, e inducción mutua de cada capa con las capas de otra fase dentro de la misma ranura.
- En el caso de la inducción mutua con capas de la misma fase, es máxima cuando el paso de bobina es igual al polar, mientras que es nula si el paso es 2/3 el paso polar.
- En el caso de la inducción mutua con capas de otras fases, ésta es nula cuando el paso de bobina es igual al paso polar, mientras que es máxima si es 2/3 del paso polar.

Considerando adicionalmente que $i_a + i_b + i_c = 0$, se llega a la expresión siguiente para la inductancia total de dispersión de ranura con bobinados de doble capa con paso acortado, en la que se pondera la inductancia mutua en función del paso de bobina:

$$(Eq. 76) \quad L_{leak-slot} = L_{l-Top} + L_{l-Bottom} + k_{slot} \cdot L_{l-mutual}$$

Donde

$$(Eq. 77) \quad k_{slot} = 3 \cdot k_p - 1$$

$$(Eq. 78) \quad L_{l-Top} = \frac{n_s}{3} \cdot n_t^2 \cdot Perm_{Top}$$

$$(Eq. 79) \quad L_{l-Top} = \frac{n_s}{3} \cdot n_t^2 \cdot Perm_{Bottom}$$

$$(Eq. 80) \quad L_{l-mutual} = \frac{n_s}{3} \cdot n_t^2 \cdot Perm_{Mutual}$$

Siendo n_s el número total de bobinas y n_t el número de espiras de cada bobina, y k_p la relación entre el paso de cada bobina y el paso polar.

b) Dispersión de cabeza de diente.

La segunda componente del flujo de dispersión es la inductancia que representa el flujo de dispersión en la cabeza de los dientes. Esta componente es de menor importancia que la anterior, y en ese caso la permeancia y la inductancia que resulta vista por cada fase son:

$$(Eq. 81) \quad Perm_{Tip} = \mu_0 \cdot L \cdot \left(\frac{t_g + t_m}{b_0 + 0.8 \cdot (t_g + t_m)} \right)$$

$$(Eq. 82) \quad L_{Tip} = \frac{n_s}{3} \cdot (2 \cdot n_t)^2 \cdot Perm_{Tip}$$

c) Dispersión de cabezas de bobina.

Respecto a las cabezas de bobina, su inductancia depende de la geometría de estas, ya que no está condicionada por un ferromagnético. Esto significa que el efecto de inducción mutua con otras bobinas es de menor relevancia.

En bobinados de hilo esta inductancia es pequeña, puesto que las cabezas de bobina son de reducido tamaño, pero no ocurre lo mismo con bobinas preformadas de pletina, las cuales suelen sobresalir considerablemente del núcleo magnético. La

inductancia de las cabezas de bobina en el caso de bobinas preformadas puede aproximarse [Lipo, 2004] por:

$$(Eq. 83) \quad L_{ew} = 8 \cdot \mu_0 \cdot (n_t \cdot q \cdot k_{p1} \cdot k_{d1})^2 \cdot P \cdot (2.4) \cdot (l_{e2} + l_{e1}/2)$$

donde l_{e2} es la longitud en dirección axial de la parte recta de la bobina que sobresale del núcleo magnético y l_{e1} es la longitud de la proyección sobre la dirección axial del rizo de la bobina y de la curva de aproximación a este.

La inductancia de dispersión trifásica, apta para ser empleada en un circuito equivalente y válida en condiciones de funcionamiento de ausencia de componente homopolar en la corriente y en ausencia de saturación magnética en las regiones cruzadas por el flujo de dispersión es por tanto:

$$(Eq. 84) \quad L_l = L_{slot} + L_{tip} + L_{ew}$$

4.3.4. Modelo de par y densidad de esfuerzo

Se propone para obtener el par desarrollado en el entrehierro de la máquina realizar la convolución del campo de entrehierro creado por el imán y la carga lineal de corriente. Se puede ver que la convolución a lo largo del entrehierro del campo B creado por el imán en sus dos componentes, radial y tangencial, con la fuerza magnetomotriz o campo H debido a las corrientes, también en sus dos componentes, a través del tensor de Maxwell, proporciona el par de la máquina con sólo referir dicha operación a un punto fijo. La realización de dicha operación es de gran complejidad, puesto que requiere resolver el campo de entrehierro de forma bidimensional. Naturalmente los resultados son muy detallados, permitiendo obtener mucha información sobre el par, desde el valor medio hasta cualquier armónico en él presente que se manifiesta en forma de rizado, tanto en carga como en vacío, como se muestra en [Zhu, 2010][Proca, 2003]. El valor medio y componente fundamental del par vendrá dada, en su mayoría, por la interacción entre los dos armónicos

fundamentales de los campos de rotor y de estator. En este texto se asume que ambos campos se distribuyen senoidalmente a lo largo del entrehierro. Uno de ellos presenta su máximo frente a los imanes, habiéndose presentado dicho valor en apartados previos, mientras que el otro lo presenta en cuadratura con la carga de corriente. El valor medio de la densidad de esfuerzo en el entrehierro viene dado por:

$$(Eq. 85) \quad \tau = \frac{1}{2} \cdot B_{m-1} \cdot J_1 \cdot \cos(\alpha)$$

donde J_1 es el primer armónico de la carga lineal de corriente, y α es el desfase eléctrico entre el primer armónico del flujo del imán y el primer armónico de la carga de corriente. Dicho desfase se considerará nulo en adelante. Desarrollando en la expresión anterior el primer armónico de la carga lineal de corriente, éste puede definirse como:

$$(Eq. 86) \quad J_1 = \sqrt{2} \cdot j_{RMS} \cdot h_s \cdot r \cdot k_c \cdot k_{d1} \cdot k_{p1} \cdot k_{s1}$$

se obtiene la densidad de esfuerzo en términos geométricos del estator de la máquina, y considerando la distribución de la fuerza magnetomotriz a lo largo del entrehierro mediante los factores de bobinado de primer armónico se llega a:

$$(Eq. 87) \quad \tau = \frac{\sqrt{2}}{2} B_{m-1} \cdot j_{RMS} \cdot h_s \cdot r \cdot k_c \cdot k_{d1} \cdot k_{p1} \cdot k_{s1}$$

donde j_{RMS} es el valor eficaz de la densidad de corriente en los conductores.

El primer momento de la densidad de esfuerzo del conjunto del entrehierro, que es el par electromagnético transmitido, se puede ver en la siguiente expresión:

$$(Eq. 88) \quad T = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} \cdot D^2 \cdot L \cdot B_{m-1} \cdot j_{RMS} \cdot h_s \cdot r \cdot k_c \cdot k_{d1} \cdot k_{p1} \cdot k_{s1}$$

Como comprobación de la validez de esta expresión se puede derivar el par electromagnético a partir de la fuerza electromotriz interna antes presentada, la

corriente, y la velocidad de rotación de la máquina, relacionada con la frecuencia a través del número de pares de polos, de la siguiente manera:

$$(Eq. 89) \quad T = \frac{3 \cdot f \cdot e.m._{fase-RMS} \cdot I \cdot P}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

Estando la corriente por fase dada por:

$$(Eq. 90) \quad I = \frac{\pi \cdot D \cdot r \cdot k_c \cdot h_s \cdot j_{RMS}}{2 \cdot 3 \cdot n_t \cdot q \cdot 2 \cdot P}$$

De la conjunción de (Eq. 89) y (Eq. 90) resulta el par electromagnético con tan sólo incluir la (Eq. 68).

4.3.5. Modelo de pérdidas en el cobre

El modelo de pérdidas en el cobre se basa en el volumen de conductor en la máquina. Dicho volumen se cuantifica a partir de características geométricas de la máquina, como son aquellas referidas al entrehierro, dimensiones de ranura y relleno de ésta. Adicionalmente, y dada la gran importancia que tiene valorar las pérdidas en las cabezas de bobina, más aún en las máquinas de gran diámetro en relación a su longitud, se considera la longitud de cabeza de bobina a partir de un parámetro definido con ese propósito. Las pérdidas en el cobre por tanto serán:

$$(Eq. 91) \quad P_{loss-Cu} = \rho_{Cu} \cdot j_{rms}^2 \cdot \pi \cdot D \cdot r \cdot k_{cu} \cdot h_s \cdot \left(L + \frac{\pi \cdot D}{2P} \cdot k_p \cdot k_{EW} \right)$$

Donde k_{EW} es el cociente entre la longitud de la cabeza de bobina y el paso de la bobina.

El valor de la resistencia será aquel que produzca las mismas pérdidas que marca la expresión anterior cuando la corriente correspondiente a esa densidad de corriente circula por los bobinados, esto es

$$(Eq. 92) \quad R = \frac{P_{loss-Cu}}{3 \cdot I^2}$$

Siendo la relación entre corriente y densidad la definida por (Eq. 90).

4.3.6. Modelo de pérdidas en el hierro

Las pérdidas en el hierro consideradas serán las del estator, ya que el rotor funciona sincrónicamente con el armónico fundamental del campo magnético. Considerando que la máquina que se modela es de imanes superficiales, la capacidad de las corrientes de estator de generar campo magnético es muy baja, por lo que las pérdidas apenas cambian con la carga de la máquina, manteniéndose en valores próximos a las de vacío.

Para valorar las pérdidas en el hierro de estator se consideran tres efectos:

- Corrientes inducidas, dependientes del espesor de las laminaciones empleadas y de las propiedades del material.
- Histéresis magnética, dependiente de las propiedades del material.
- Pérdidas adicionales por rebabas, defectos del aislamiento entre laminaciones, detalles constructivos del bloque ferromagnético como la presencia de pasadores o soldaduras. En ocasiones pueden incluir pérdidas asociadas a la presencia de placas de extremidad, carcasa y otros elementos en cuyo seno pueden inducirse corrientes.

De esta manera, las pérdidas en el hierro de la máquina se calculan como la suma de los dos términos siguientes:

(Eq. 93)

$$P_{Fe} = \left(k_{hys} \cdot f + k_{eddy} \cdot f^2 \cdot \left(\frac{t_l}{t_{ref}} \right)^2 \right) \cdot \left(B_{pico_core}^2 \cdot V_{core} + B_{pico_diente}^2 \cdot V_{diente} \right)$$

$$(Eq. 94) \quad P_{add} = k_{add} \cdot f^{1.5} \cdot \left(B_{pico_core}^{1.5} \cdot V_{core} + B_{pico_diente}^{1.5} \cdot V_{diente} \right)$$

Donde t_{ref} es el espesor de referencia del material para el que se ha ajustado k_{eddy} , B_{pico_core} es el valor máximo de la densidad de flujo magnético alcanzada en la culata magnética de estator, B_{pico_diente} es el valor máximo de la densidad de flujo magnético alcanzada en el diente, V_{core} es el volumen de la culata magnética de estator y V_{diente} es el volumen ocupado por el indentado.

Como se puede ver el modelo considera en el interior de la máquina dos niveles de campo, en las culatas y en los dientes. Los diseños habituales de máquina hacen trabajar los dientes con niveles de campo superiores al de las culatas, ya que la sección de paso para el campo magnético está reñida con la sección de paso disponible para la carga de corriente, siendo necesario ajustar más dicha sección. Las culatas no presentan ese compromiso, sino que tan sólo lo tienen con la cantidad de material empleado y el diámetro exterior de la máquina.

El volumen de la culata estática de toda la máquina viene dado por:

$$(Eq. 95) \quad V_{core} = L \cdot \pi \cdot \left[\left(\frac{D}{2} + h_s + h_c \right)^2 - \left(\frac{D}{2} + h_s \right)^2 \right] \cdot k_l$$

Mientras que el volumen de los dientes es:

$$(Eq. 96) \quad V_{teeth} = L \cdot \pi \cdot \left[\left(\frac{D}{2} + h_s \right)^2 - \left(\frac{D}{2} \right)^2 \right] \cdot (1-r) \cdot k_l$$

El nivel de campo de funcionamiento viene dado por la suma de los campos creados por la corriente y por los imanes, como se presenta más adelante. El valor de pico del campo creado por los imanes que es visto en la parte del diente enfrentada al entrehierro es el siguiente:

$$(Eq. 97) \quad B_{teeth_face} = \frac{B_{m-1}}{(1-r) \cdot k_l}$$

Mientras que el creado en la base, de mayor sección, está dado por:

$$(Eq. 98) \quad B_{teeth_root} = B_{teeth_face} \cdot teeth_ratio$$

donde

$$(Eq. 99) \quad teeth_ratio = \frac{\frac{\pi \cdot D}{n_s} - b_s}{\frac{\pi \cdot (D + 2 \cdot h_s)}{n_s} - b_s}$$

Se considera el valor medio del campo en el diente:

$$(Eq. 100) \quad B_{pico_diente} = \frac{B_{teeth_root} + B_{teeth_face}}{2}$$

Por otra parte, el valor de pico del campo en el yugo de retorno de la máquina, o culata magnética, debido al imán viene dado por:

$$(Eq. 101) \quad B_{pico_core} = B_{m-1} \cdot \frac{D}{2 \cdot P \cdot h_c} \cdot \frac{1}{k_l}$$

Como se ha comentado, la reacción de inducido de estas máquinas es realmente baja por el gran entrehierro presente. Esto supone que el efecto de las corrientes de operación normales sea pequeño en comparación con el de los imanes, en lo que a campo de entrehierro se refiere. Adicionalmente, y operando la máquina con corriente en cuadratura con el flujo de los imanes, la composición de flujos deparará

una variación del flujo de primer armónico realmente baja en módulo. El campo de primer armónico creado por las corrientes se puede obtener a partir de:

$$(Eq. 102) \quad B_{eq_corriente} = \frac{I \cdot L_{m-trifasica} \cdot 2 \cdot \pi}{\frac{4\pi}{\sqrt{2}} \cdot L \cdot D \cdot n_t \cdot k_{p1} \cdot k_{d1} \cdot k_{s1} \cdot q}$$

Por tanto, se puede considerar que, estando los flujos en cuadratura, el campo de pico tanto en el diente como en la culata, anteriormente empleado para calcular las pérdidas, se incrementa en base a un factor que se define como:

$$(Eq. 103) \quad k_B = \frac{\sqrt{B_{m-1}^2 + B_{eq-corriente}^2}}{B_{m-1}}$$

4.3.7. Comprobación de desmagnetización.

Se considera como evento crítico de cara a la desmagnetización un cortocircuito trifásico en bornas de la máquina. Cuanto más alta sea la temperatura de operación será más fácil que en caso de ocurrir esto se produzcan desmagnetizaciones irreversibles en la máquina. Por tanto, la comprobación de si ocurre o no dicho fenómeno ha de realizarse a la mayor temperatura de operación que se considere para la máquina. Esto se refleja en el cambio del campo remanente y de las fuerzas coercitivas del imán permanente.

La corriente de corto depende de la f.e.m. interna por un lado y de las reactancias de la máquina por otro. En caso de existir un efecto amortiguador en el rotor, que aparecería si hubiera presencia de un devanado de amortiguación o grandes zonas para la circulación de corrientes enlazando gran cantidad de flujo magnético, tendría efecto sobre la corriente de corto en sentido de incrementarla, puesto que reduce el valor de la inductancia en el período transitorio, lo cual se refleja en que las inductancias subtransitorias tienen menor valor. En las máquinas de imanes permanentes generalmente la inductancia subtransitoria es muy cercana a la de

régimen permanente, mas aún en aquellas en las que los imanes son interiores y el rotor es laminado. No ocurre esto con la componente de dispersión de la inductancia, sino sólo con la parte de la inductancia mutua. De esta manera se puede considerar que la inductancia subtransitoria está cerca del siguiente valor:

$$(Eq. 104) \quad L_{subtrans} = 0.9 \cdot L_{m-trifasica}$$

Dicho valor se puede verificar para la máquina prototipo mediante elementos finitos como se muestra en el Capítulo 8 que presenta las características de dicho prototipo.

El corto tiene una componente alterna y una unidireccional o continua, cuya suma en las tres fases ha de ser nula y que tiene un valor u otro en función de la posición del rotor con respecto de cada fase en el momento del corto. En el caso más desfavorable, la corriente total en el instante del corto prácticamente duplica el valor de pico de la componente alterna considerando la inductancia subtransitoria:

$$(Eq. 105) \quad I_{sc} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot E_0}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot (L_{subtrans} + L_l))^2}}$$

El flujo magnético derivado de dicha corriente de corto, que aparece en el eje directo en sentido opuesto al de los imanes, que es el que crea la f.e.m. interna, creado por una sólo fase, es por tanto:

$$(Eq. 106) \quad B_{inv_corto} = \frac{I_{sc} \cdot L_{m-trifasica} \cdot 2 \cdot \pi}{\frac{4\pi}{\sqrt{2}} \cdot L \cdot D \cdot n_t \cdot k_{p1} \cdot k_{d1} \cdot k_{s1} \cdot q}$$

Modelar la desmagnetización supone superponer los dos campos, el creado por el imán por un lado y el creado por la corriente de corto. El valor resultante es el campo mínimo en los imanes. Si dicho campo está por debajo del mínimo lineal, el imán sufrirá en mayor o menor medida desmagnetización permanente. El campo mínimo admisible depende de la temperatura. En el caso de que

$$(Eq. 107) \quad B_m - B_{inv_corto} < B_{min}$$

existirá desmagnetización permanente. Esto sólo es un modelo sencillo, puesto que valores menores del campo promedio pueden ser capaces de generar desmagnetización permanente en regiones del imán pequeñas.

Se puede comprobar que la dispersión juega un papel de suma importancia en la resistencia a la desmagnetización de las máquinas de imanes permanentes, puesto que limita la corriente de corto y no contribuye a crear flujo de entrehierro por dicha corriente. La relación de valores por tanto entre la inductancia de dispersión y la mutua es clave para determinar el flujo inverso en la máquina. Medidas como incrementar la altura del imán, además de contribuir a incrementar el campo de operación en vacío de la máquina, contribuyen a reducir la inductancia mutua, conservando la de dispersión al mismo nivel; este segundo efecto es el importante a la hora de proteger la máquina de una posible desmagnetización.

4.3.8. El modelo térmico

El modelo térmico propuesto aquí es de gran sencillez, si bien proporciona valores orientativos sobre el campo de temperaturas de trabajo de la máquina. Tal sencillez está en parte relacionada con la sencillez de la refrigeración misma, que basa su efecto en la convección en la periferia de la carcasa. Se definen un total de cinco nodos:

- Nodo 0, el ambiente exterior. Es el foco frío y su temperatura es condición de contorno del sistema.
- Nodo 1, el bobinado.
- Nodo 2, el indentado del estator.
- Nodo 3, la culata magnética del estator.
- Nodo 4, la carcasa de la máquina.

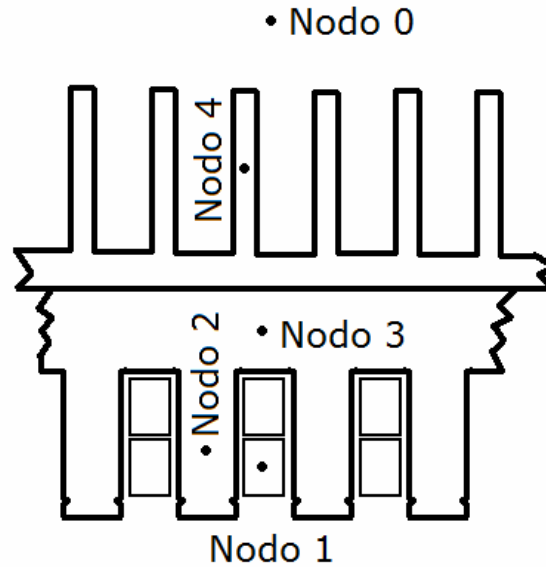


Figura 37. Nodos térmicos considerados en el modelo (0-Ambiente/Foco Frío, 1-Bobinado, 2-Diente, 3-Culata, 4-Carcasa).

El modelo omite la consideración de las partes rodantes de la máquina. En ausencia de flujos internos de ventilación en la máquina, el aire interior queda termalizado por la carcasa, y éste a su vez termaliza los imanes, cuya temperatura siempre estará por debajo de la alcanzada en los puntos calientes, en este caso situados en los bobinados, marcándose de esta manera una cota superior para la temperatura de los imanes, suficiente para los propósitos de éste modelo.

El intercambio de calor con el ambiente requiere definir características adicionales de la carcasa, como la extensión en dirección axial o la cantidad y tamaño de las aletas. Esto se consigue mediante el parámetro L_{add} , que representa la longitud adicional de la carcasa respecto de la longitud magnética útil, que es generalmente dependiente de las dimensiones de las cabezas de bobina, concretamente de la del voladizo respecto del núcleo. Respecto a la presencia de aletas, su efecto es el de incrementar la superficie de intercambio, por lo que se emplea un factor que tiene en cuenta su presencia, k_{aletas} .

El modelo representa medio diente y media ranura de la máquina, puesto que el campo de temperaturas es, en primera aproximación, periódico cada paso de diente. Se consideran entre los nodos las siguientes resistencias térmicas de conducción:

$$(Eq. 108) \quad R_{1-2_c} = \frac{1}{k_{fe}} \cdot \frac{1}{4 \cdot h_s \cdot L} ,$$

$$(Eq. 109) \quad R_{1-3_c} = \frac{1}{k_{fe}} \cdot \frac{h_c}{b_s \cdot L}$$

$$(Eq. 110) \quad R_{2-3_c} = \frac{1}{k_{fe}} \cdot \frac{h_s + h_c}{b_t \cdot L}$$

$$(Eq. 111) \quad R_{3-4_c} = \frac{1}{k_{fe}} \cdot \frac{h_c}{(b_s + b_c) \cdot L} + \frac{1}{k_{carcasa}} \cdot \frac{t_{carcasa}}{\left(\frac{b_t}{2} + \frac{b_s}{2}\right) \cdot L}$$

siendo k_{fe} la conductividad térmica del apilado ferromagnético en el plano de las laminaciones, $k_{carcasa}$ la conductividad térmica de la carcasa, la cual puede variar ampliamente puesto que se emplean materiales tan diferentes como acero o aluminio en distintas máquinas, y $t_{carcasa}$ es el espesor de la carcasa. Estas resistencias de conducción están en serie entre nodos con las siguientes resistencias de contacto, que aparecen allí donde hay una interfaz entre dos materiales:

$$(Eq. 112) \quad R_{1-2_cont} = \frac{1}{k_{liner}} \cdot \frac{t_{liner}}{h_s \cdot L}$$

$$(Eq. 113) \quad R_{1-3_cont} = \frac{1}{k_{liner}} \cdot \frac{t_{liner}}{\frac{b_s}{2} \cdot L}$$

$$(Eq. 114) \quad R_{3-4_cont} = \frac{1}{k_{aire}} \cdot \frac{t_{eq_cont}}{\left(\frac{b_t}{2} + \frac{b_s}{2}\right) \cdot L}$$

donde t_{liner} es el espesor del cajetín entre bobina y ranura, con valores típicos de entre 0.1 y 0.6 mm, normalmente constituido de un apilado de láminas de composite, k_{liner} es la conductividad térmica de dicho material, k_{aire} es la conductividad térmica del aire en condiciones normales, y t_{eq_cont} es el espesor equivalente de aire en la interfaz de contacto entre la carcasa y el bloque ferromagnético.

Por otra parte la resistencia de convección viene dada por:

$$(Eq. 115) \quad R_{4-0_conv} = \frac{1}{h_{conv}} \cdot \frac{1}{\frac{\pi(D_{ext} + 2 \cdot t_{carcasa})}{n_s \cdot 2} \cdot (L + 2 \cdot L_{add}) \cdot k_{aletas}}$$

siendo

$$(Eq. 116) \quad L_{add} = \frac{3}{2} \cdot k_{EW} \cdot k_p \cdot \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot P}$$

Donde el coeficiente de convección promediado en el exterior de la máquina h_{conv} puede encontrarse en la literatura [Incropera, 1985] en función de las condiciones estimadas para el flujo.

A partir de los valores de las resistencias térmicas entre nodos es posible obtener la matriz de admitancias de nodos, tal y como se mostraba en la (Eq. 54), tomando el nodo 0 como referencia. Una vez se ha computado e invertido ésta, es preciso calcular el vector de cargas térmicas que contiene la carga térmica en cada uno de los otros nodos, cuyas componentes son:

$$(Eq. 117) \quad Q_1 = \frac{P_{Cu-loss}}{n_s \cdot 2}$$

$$(Eq. 118) \quad Q_2 = \frac{P_{fe-diente}}{n_s \cdot 2}$$

$$(Eq. 119) \quad Q_3 = \frac{P_{fe-core}}{n_s}$$

$$(Eq. 120) \quad Q_4 = 0$$

El vector de temperaturas de operación de bobinados y de los otros componentes incluidos en el modelo vendrá dado por el producto de la matriz de impedancias de nudos y el vector de cargas.

Una vez más, el uso de un modelo de rápida computación permite su integración en un algoritmo de optimización como el mostrado en el Capítulo 7. Aunque los resultados de éste no son válidos para definir totalmente un diseño, si permite tener una primera aproximación del comportamiento térmico de la máquina.

4.4. CONCLUSIONES

En las páginas previas se ha presentado en modelo básico para el desarrollo de cálculos sobre máquinas de imanes permanentes, específicamente de imanes superficiales. Dicho modelo es lineal y no pretende predecir con gran exactitud el comportamiento de una máquina, sino que está concebido para la realización de un prediseño de ésta. Su simplicidad lleva asociada tiempos muy reducidos de computación en caso de integrarse en un programa de cálculo, lo que a la postre le permite ser integrado en un algoritmo de optimización como el presentado en el Capítulo 7.

5. LAS HERRAMIENTAS DE ELEMENTOS FINITOS APLICADAS AL DISEÑO Y ANÁLISIS DE MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES

5.1. INTRODUCCIÓN

En una máquina de alto esfuerzo específico y baja velocidad, destinada a presentar prestaciones elevadas, es siempre importante conseguir predecir lo mejor posible el futuro comportamiento cuando aún se está en la fase de diseño. Para ello se emplean los elementos finitos, en dos de sus vertientes fundamentalmente: electromagnética y térmica.

Aunque no es objeto de este texto presentar novedad alguna sobre el uso de los elementos finitos en el campo de las máquinas de baja velocidad destinadas al accionamiento directo de sistemas basados en energías renovables, si es gusto del autor mostrar como estas herramientas pueden ser empleadas para refinar aquellos cálculos desarrollados analíticamente, y para obtener resultados para los que los modelos analíticos a implementar requieren una gran inversión de esfuerzo, presentando en ocasiones resultados imprecisos y por tanto in fiables. Se presentan así mismo directrices para el buen uso de herramientas de elementos finitos que son generales y por tanto aplicables a la mayoría de ellas.

Si bien las herramientas analíticas sencillas dan en general capacidad de desarrollar un análisis cualitativo sobre un fenómeno físico, las técnicas numéricas modernas proveen de una solución en el campo de la cantidad que es generalmente fiable:

Dichas técnicas numéricas pueden complementarse con un análisis cualitativo sobre la física del sistema, o bien con un análisis de sensibilidad, para prever el efecto de las posibles variaciones de diseño, consiguiendo de esta manera una potente herramienta para la ayuda del ingeniero.

Más allá de entrar a valorar una herramienta de elementos finitos específica que se haya podido usar durante el desarrollo de esta Tesis, Maxwell 13.0 de Ansoft-Ansys, o alternativamente de profundizar en los fundamentos del método de los elementos finitos, se presentan a continuación algunas sugerencias para un buen modelado de los sistemas de conversión electromagnética para aplicaciones de baja velocidad y alto esfuerzo, específicamente aquellos rotativos.

5.2. CÁLCULO ELECTROMAGNÉTICO

El método de elementos finitos permite no sólo calcular campos en un dominio complicado como para ser resuelto de manera analítica, sino que hoy en día consigue prácticamente simular el comportamiento de una máquina eléctrica en las condiciones en las que ésta trabajará. Una simulación de este tipo requiere una gran cantidad de cálculos, en cada una de las situaciones en las que se encuentra la máquina, que se organizan y relacionan entre sí dentro de un modelo en régimen transitorio. La limitación de cuán parecida llegue a ser dicha simulación a la realidad está por un lado en la veracidad de las hipótesis empleadas y por otro en el tiempo disponible para la ejecución de la simulación.

Por tanto, en el presente no se trata tanto de procesar la información derivada de uno o varios cálculos de un campo electromagnético para obtener los parámetros que sirven para modelar la máquina, como podía ser un tiempo atrás. Actualmente las herramientas de cálculo existentes permiten poner una máquina a funcionar y realizar sobre ella los mismos ensayos que sobre una máquina real permitirían determinar sus parámetros fundamentales, obteniendo niveles muy altos de precisión. Es posible

además sumergirse en el modelo buscando singularidades del diseño a menor escala que la de la máquina en su conjunto, algo que no es siempre posible sobre una máquina construida.

Los modelos implementados pueden ser en dos o en tres dimensiones. Es función de la relación entre paso polar y longitud de máquina que sea más o menos importante la computación en tres dimensiones. Aún así, incluso en el caso de máquinas cortas en relación a su paso polar, como típicamente son las máquinas tratadas en este texto, los efectos tridimensionales, que incluyen dispersión de flujo de inductor, inducción de cabezas de bobina, y pérdidas por corrientes inducidas en carcasa, tapas, placas de extremidad y otros, son de relativa poca importancia y pueden ser omitidas o representadas mediante un parámetro acoplado al modelo. El tránsito de un modelo bidimensional a uno tridimensional supone un incremento de trabajo de modelado y de carga computacional tan elevado que raramente compensa captar los fenómenos físicos asociados a la tridimensionalidad.

Es por eso que en aquellos trabajos de modelado y simulación electromagnética por elementos finitos asociados a esta Tesis, se ha optado por modelar la máquina en dos dimensiones, lo cual conlleva una ventaja en términos de rapidez computacional enorme respecto al caso tridimensional.

Algunas características que es deseable incluir en este tipo de modelos son:

- No linealidad del material ferromagnético. En máquinas destinadas a funcionar a baja frecuencia es posible trabajar a un nivel bastante elevado de campo. Esto es así porque las pérdidas en el núcleo magnético suelen ser bajas en relación a las pérdidas en el cobre, a pesar de que exista un apreciable nivel de saturación. Por este motivo es importante tener en cuenta la no linealidad al definir la función $B=B(H)$.

- No linealidad en la magnetización de los imanes. Dicha no linealidad viene dada por las curvas de desmagnetización en el rango de temperaturas al que va a funcionar el imán. Esto permite ser capaz de computar la posible desmagnetización de éstos y el nivel que pueda alcanzar dicha desmagnetización a lo largo de su volumen.
- Capacidad de computación de las corrientes inducidas en materiales sólidos, como imanes, materiales de rotor, carcasas y otros. Aunque dichas pérdidas no son las más importantes, si pueden estar al nivel de las pérdidas en el hierro. Aunque su computación bidimensional no considera efecto de borde alguno si proporciona resultados que, en función de las características exactas del fenómeno físico, se aproximan mucho al resultado derivado de un modelo tridimensional, sirviendo de referencia.

Con objeto de conseguir resultados precisos y de maximizar la productividad del modelo es recomendable llevar a cabo las siguientes prácticas:

- Reducir el tamaño del modelo a la mínima estructura periódica. Es preciso mencionar que el mínimo periodo no coincide necesariamente con un polo magnético en aquellas máquinas con un número no entero de bobinas por fase y polo.
- Conseguir una fina malla en el entrehierro. Dado que en esa región se almacena buena parte de la energía magnética de la máquina, una malla fina es de importancia para obtener valores precisos de algunas variables de importancia. Esto es especialmente importante para el cómputo de soluciones tales como valores de inductancias y pares cuando se emplean para ello variables globales como energía o co-energía almacenada en el modelo. Así mismo, si en vez de dichas variables globales se emplea la integración del tensor de Maxwell para el cálculo del par, es también necesario tener un

mallado fino en el entrehierro para conseguir valores precisos de la densidad de campo magnético y del campo H en esa región.

- Conseguir un mallado fino en aquellas regiones susceptibles de que en su seno circulen corrientes inducidas.
- En los modelos transitorios es importante emplear un paso temporal de integración reducido. Se aconseja, como valor de referencia para resultados precisos, emplear entre $1/100$ y $1/200$ del período temporal del armónico fundamental.

5.2.1. Cálculos generales

Son muchos los cálculos generales que pueden realizarse con una herramienta de elementos finitos para una máquina eléctrica. Sirven para un primer análisis, proporcionando información de relevancia para el diseño, los siguientes:

- Campo de operación de imanes. A partir del valor medio del campo en el seno del imán en vacío se puede obtener la permeancia del circuito magnético en el que está emplazado mediante la computación del campo magnético promedio en la dirección de magnetización cuando la máquina trabaja en vacío. El mapa de campo en un imán a partir del cual se puede obtener dicho valor promedio aparece representado en la Figura 38.
- Aprovechamiento de los imanes. En caso de imanes cubriendo un gran arco polar o de la inexistencia de barreras de flujo en los laterales de éstos puede desaprovecharse una parte del imán. Esto pudiera comprobarse en un primer análisis mediante la evaluación de las líneas de campo en los extremos del imán, a partir de una gráfica como la mostrada en la Figura 39 o a partir de una más detallada del propio imán. Para ello basta con conocer el valor del potencial magnético sobre cada una de las líneas de campo.

- Campo de trabajo de dientes y culatas ferromagnéticas. Los niveles de carga magnética para los distintos componentes serán ajustados en función del aprovechamiento que se quiera conseguir de la carga de corriente y de las pérdidas en los ferromagnéticos que se puedan asumir, crecientes rápidamente al saturar la máquina, y siempre dependiente de la calidad del material empleado. Un mapa de campo que da información sobre esto es como el mostrado en la Figura 40.
- Nivel de dispersión del flujo de estator en las ranuras. Es determinante para la inductancia de dispersión, de gran importancia en las máquinas de imanes permanentes por sus efectos sobre la operación de la máquina, sobre el comportamiento transitorio de ésta, y sobre la tolerancia a los fallos que tenga.
- Par estático. Se puede obtener mediante un modelo estático, computado para una posición de rotor y distintos desfases espaciales respecto del flujo creado por las corrientes de estator.
- Pérdidas en el núcleo magnético. Tal y como se muestran en la Figura 41. Provee de una primera estimación con un nivel de carga de campo fijo, que puede llevar a decidir cambiar geometría o material empleado, buscando abaratar costes mientras se sacrifica la eficiencia, o buscando mejorar la eficiencia misma a costa de una mejora de características del material.

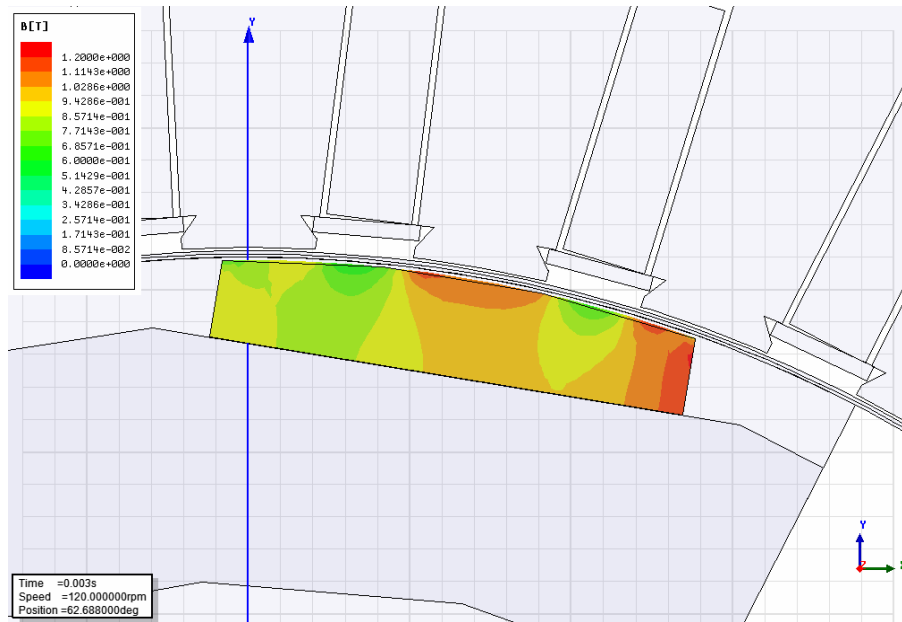


Figura 38. Densidad de campo magnético en imán del prototipo construido. Se puede observar como el campo está modulado por el indentado, siendo considerablemente inferior frente a la ranura. Ese efecto genera corrientes inducidas en el seno del imán cuando éste se mueve respecto del indentado (ver Figura 42).

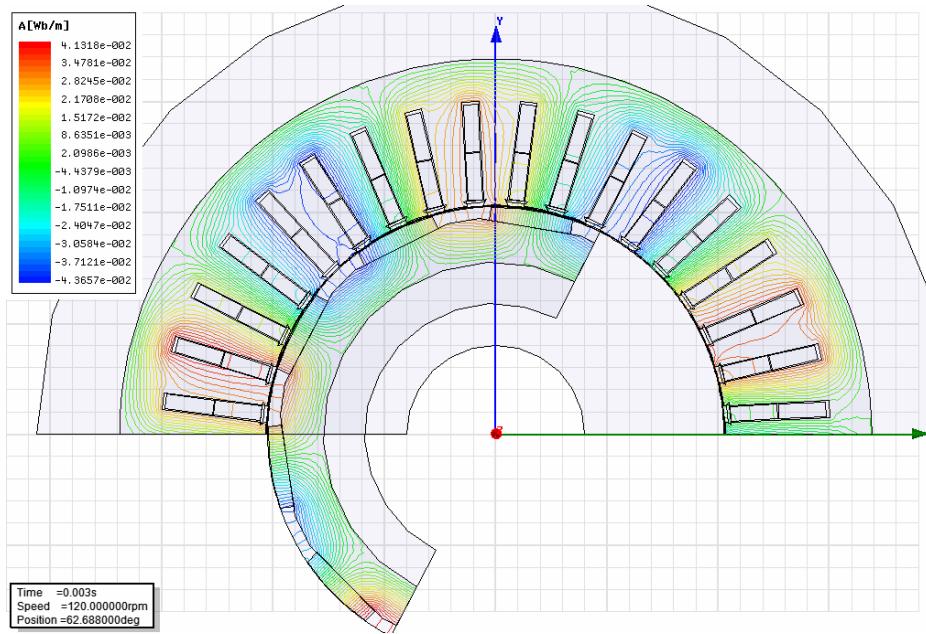


Figura 39. Líneas de campo magnético en el prototipo construido, trabajando a plena carga.

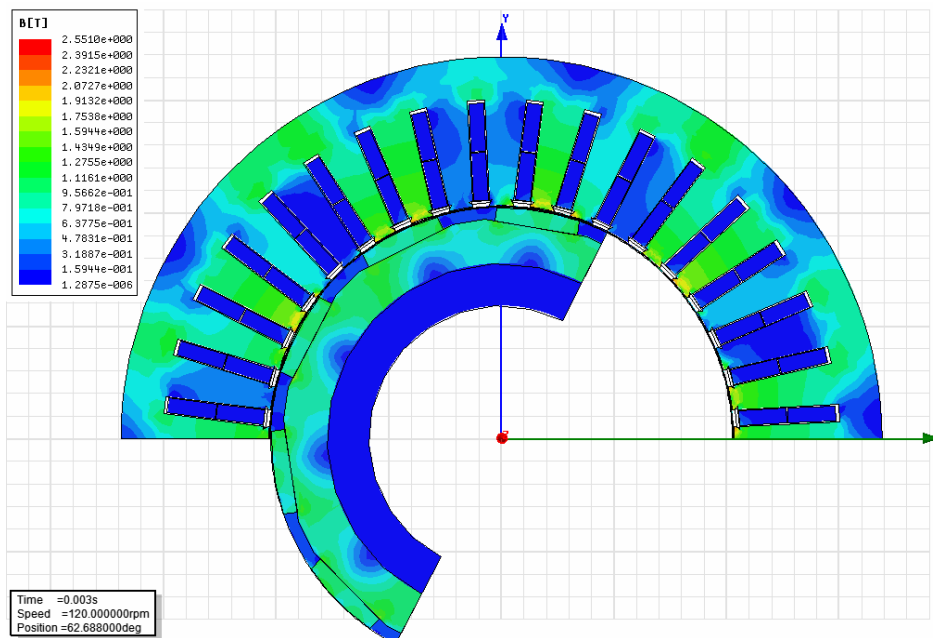


Figura 40. Densidad de campo magnético en el prototipo construido, trabajando a plena carga. El nivel de campo determina las pérdidas en aquellos elementos que ven variación de éste, como es el bloque ferromagnético de estator, las cuales se muestran en la Figura 41.

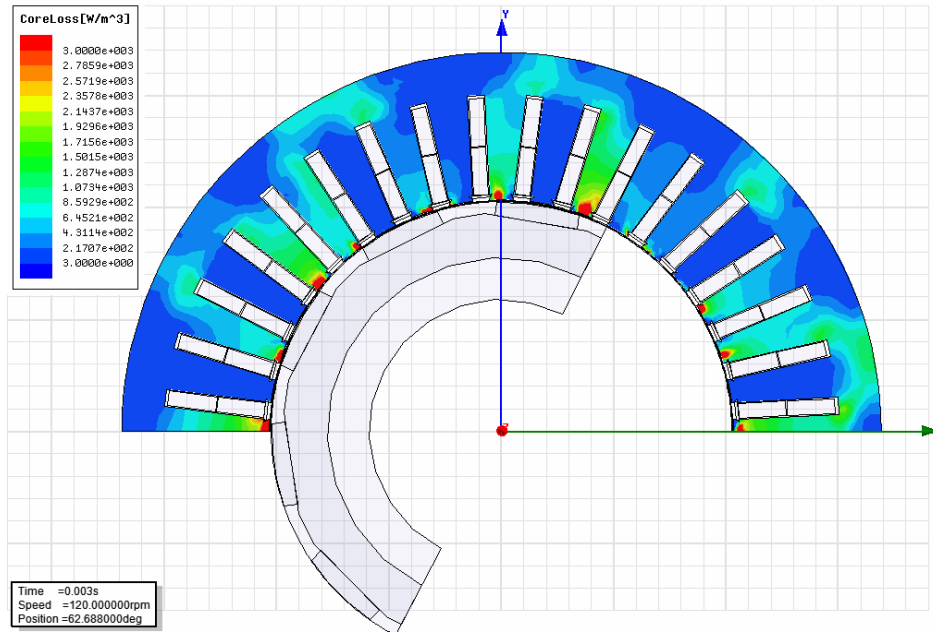


Figura 41. Densidad volumétrica de pérdidas en el núcleo ferromagnético de estator en el prototipo construido, trabajando a plena carga. Se hace notar el bajísimo valor fruto de la baja frecuencia de trabajo de la máquina (10Hz).

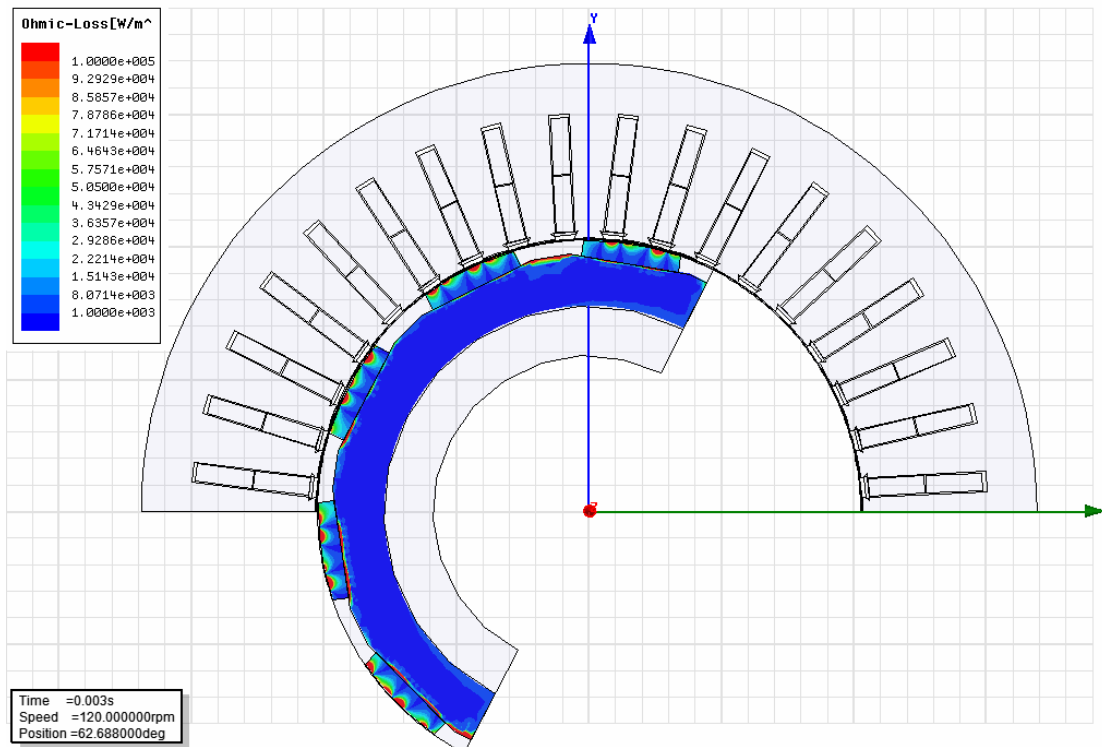


Figura 42. Densidad volumétrica de pérdidas en imanes y llanta rotórica del prototipo construido trabajando a plena carga.

5.2.2. Ensayos virtuales de la máquina

A continuación se presentan algunas de las simulaciones que se pueden realizar con objeto de caracterizar una máquina de forma casi completa. Para ello, existe la posibilidad de acoplar el modelo de elementos finitos a un modelo de circuito eléctrico, similar al incluido en herramientas informáticas de cálculo de circuitos. Dicho acoplamiento permite cargar la máquina virtual, representada por el modelo de elementos finitos, de distintas maneras: mediante elementos pasivos (resistivos, inductivos, capacitivos, lineales y no lineales), mediante elementos activos como convertidores electrónicos, o elementos activos ideales como fuentes de corriente, fuentes de tensión mono y multiarmónicas, estando tan sólo limitado por la herramienta de análisis de circuitos empleada. Cada vez este acoplamiento está más desarrollado en forma de herramienta comercial. En principio se propone el acoplamiento a un circuito muy básico, que puede incluir los siguientes elementos:

- Resistencia de los bobinados, incluyendo tanto la de la parte recta como la de las cabezas de bobina.
- Inductancia de cabeza de bobina de cada fase. Asocia el modelo plano a un efecto tridimensional, probablemente el que más peso pueda tener de todos los efectos tridimensionales, con consecuencias sobre el nivel de la reacción de inducido y el factor de potencia. Es preciso notar que, desde el rigor, no se debe emplear el valor de la inductancia de dispersión de cabezas de bobina trifásica sino que se debieran considerar por separado la autoinducción de cada fase y la inducción mutua entre las distintas fases. El uso de dicha inductancia de dispersión trifásica es correcto sólo cuando el funcionamiento de la máquina es equilibrado y de régimen permanente, lo cual no es necesariamente así en algunos de los ensayos que a continuación se proponen.
- Fuentes de corriente con ajuste de módulo y fase. Dado que la máquina trabaja con convertidor, el cual ajusta el módulo y la fase de la corriente

circulante por sus bobinados para seguir la referencia de par o velocidad que se le marca, se incluyen estas fuentes para así modelar el efecto del convertidor. Dichas fuentes tan sólo consideran el primer armónico de la corriente, si bien se puede añadir en paralelo otra fuente con otro armónico cualquiera. El hecho de considerar armónicos de orden superior no presenta dificultad alguna, tan sólo supone la necesidad de reducir el paso de integración.

En la Tabla 11 se proponen los ensayos a realizar, con aquello que les caracteriza y la información más relevante que permiten obtener.

Adicionalmente a estos ensayos virtuales se pueden realizar algunos cálculos complementarios como son:

- Pérdidas por corrientes inducidas en carcasa, tapas, y placas de extremidad. El modelo requerido en este caso es tridimensional, y no vale la pena que represente a la máquina completa, sino sólo la parte de interés para dichas pérdidas.
- Efectos de borde en imanes. El resultado de subdividir los imanes mediante planos perpendiculares al eje con objeto de reducir las pérdidas por corrientes inducidas en su seno es un efecto intrínsecamente tridimensional. Los modelos bidimensionales presentarán un valor de pérdidas mayor o igual al tridimensional. La Figura 43 y la Figura 44 muestran ese análisis. La reducción en los niveles de pérdidas conseguida al subdividir los imanes depende de la relación entre los periodos espaciales de los armónicos del campo y la longitud en dirección axial.

Tabla 11. Ensayos típicamente simulados sobre una máquina en un modelo transitorio 2D de elementos finitos.

Ensayo	Características	Resultados obtenidos
Vacío	Rodadura de la máquina a velocidad nominal en circuito abierto.	Forma y valor de la fuerza electromotriz interna. Pérdidas de vacío debidas a los imanes en hierro y otros elementos, incluyendo los propios imanes. Par de <i>cogging</i> .
Par Vs ángulo de carga	Se realiza un barrido de fases de corriente con y sin los imanes magnetizados.	Característica Par-Ángulo de Carga cuando los imanes están magnetizados. Par de reluctancia cuando se realiza el ensayo y los imanes no están magnetizados.
Prueba de carga a distintas fases y amplitudes de corriente	Se carga la máquina con distintos niveles de corriente en fase y amplitud.	Mapa de pares en función de amplitud y fase de la corriente. Tensiones en terminales durante la operación. Pérdidas en el hierro y otros elementos en carga. Mapa de factores de potencia y eficiencias. Rizado de par en carga.
Inductancia en d	Con los imanes no magnetizados, se alimenta la máquina con un sistema trifásico de secuencia directa síncrono con el rotor, siendo la fase de la corriente tal que su vector espacial queda sobre el eje magnético del imán.	Valor de inductancia en eje d. Pérdidas en el hierro y en otros elementos.
Inductancia en q	Con los imanes no magnetizados, se alimenta la máquina con un sistema trifásico de secuencia directa síncrono con el rotor, siendo la fase de la corriente tal que su vector espacial queda entre dos imanes.	Valor de inductancia en eje q. Pérdidas en el hierro y en otros elementos.
Dispersión	Sin considerar el rotor de la máquina, se alimenta ésta con un sistema trifásico de tensiones.	Valor de la inductancia de dispersión de cabeza de diente y de ranura.
Inductancias transitorias	Se alimenta la máquina con un sistema trifásico de secuencia inversa, estando los imanes sin magnetización.	Se obtiene la reactancia de secuencia inversa, asimilable a un valor promediado de las reactancias subtransitorias en eje directo y en cuadratura.
Cortocircuito	Se simulan cortocircuitos trifásicos, bifásicos, y monofásicos.	Campo inverso en el imán. Corriente máxima durante cortocircuito. Par máximo durante cortocircuito.

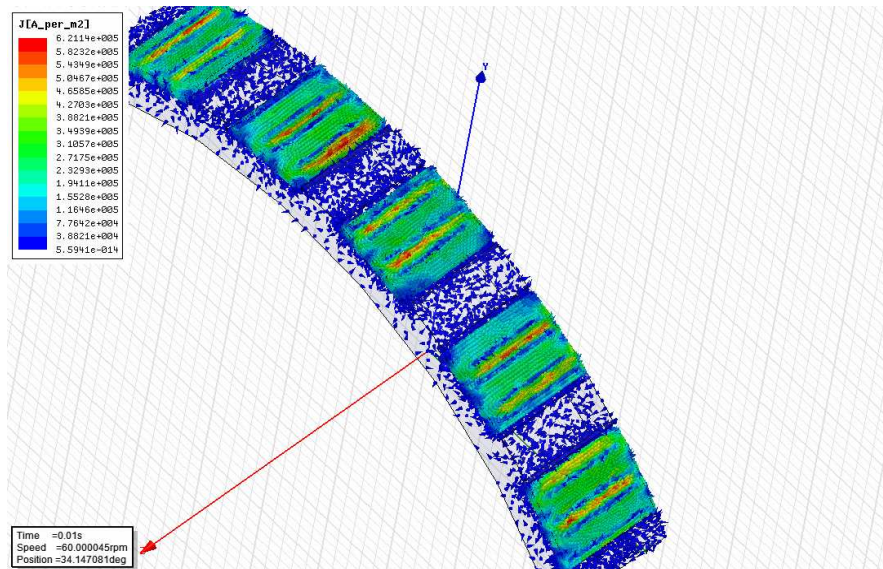


Figura 43. Ejemplo de máquina de imanes superficiales sin subdivisión axial. Las corrientes se cierran en un solo bucle frente a cada diente.

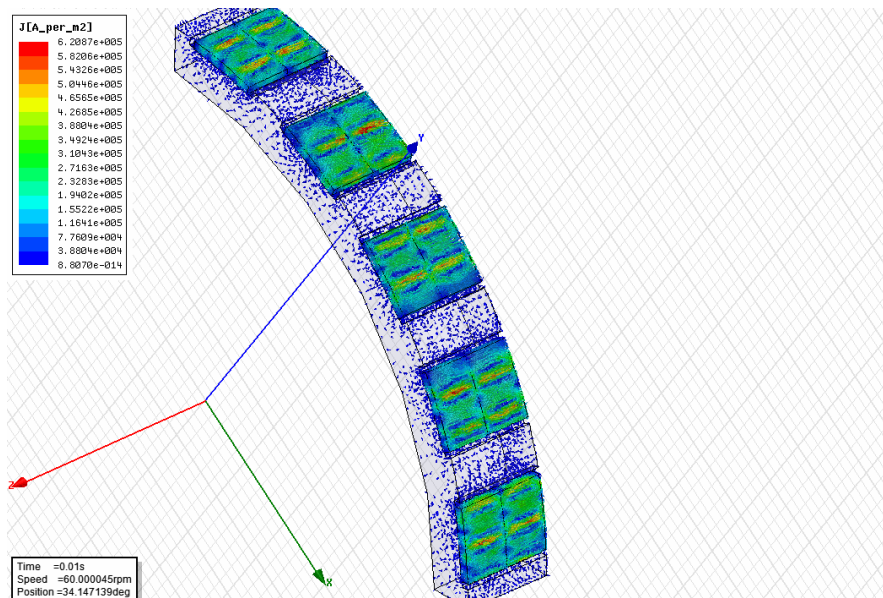


Figura 44. Ejemplo de máquina de imanes superficiales con una subdivisión axial. Las corrientes se cierran en dos bucles frente a cada diente.

Los cálculos propuestos en este apartado son suficientes para caracterizar por completo una máquina. Todo esto está condicionado por la temperatura de trabajo de la máquina, la cual viene dada por la termodinámica del sistema. Una vez se haya estudiado y caracterizado desde un punto de vista térmico la máquina es conveniente

repetir los ensayos anteriores corrigiendo aquellas características del modelo térmicamente sensibles.

5.3. CÁLCULO TÉRMICO

El correcto modelado de la evacuación del calor generado en el interior de la máquina es fundamental, ya que la temperatura de trabajo condiciona las prestaciones de ésta. El sistema de refrigeración escogido condiciona el calentamiento de la máquina. Todos los comentarios, indicaciones, modelos y cálculos a continuación presentados se refieren a máquinas totalmente encapsuladas y no ventiladas (TENV según NEMA). Esto significa que no intercambian aire con el exterior y que tampoco presentan otro camino para la evacuación de calor que su carcasa.

Como ya se adelantaba en el apartado anterior, las propiedades de los materiales materiales son dependientes de la temperatura, si bien algunas son aún más sensibles y la dependencia del comportamiento de la máquina respecto a la temperatura en ellas es mayor. Estas son especialmente:

- La resistividad del cobre que conforma los bobinados de estator.
- La remanencia y coercitividad de los imanes, que condiciona el flujo que éstos son capaces de generar.
- La coercitividad intrínseca de los imanes, que condiciona su supervivencia en condiciones extremas como sobrecargas o cortocircuitos.

Es por tanto de suma importancia calcular adecuadamente la temperatura a la que trabajan tanto bobinados como imanes. Adicionalmente, y más ligado al comportamiento a largo plazo de la máquina, la temperatura de trabajo de los aislamientos condiciona su envejecimiento.

El desarrollo de un modelo tridimensional es en general importante en lo referido a los fenómenos de índole termodinámica. Lo es más en caso de máquinas lentas preparadas para desarrollar un alto par, por la reducida proporción entre longitud y diámetro que generalmente presentan. Hay ciertos efectos no representables en un modelo bidimensional que tienen peso en el comportamiento termodinámico de una máquina eléctrica:

- Calor generado en las cabezas de bobina e incremento de temperatura en éstas.
- Efecto de la carcasa en la evacuación de calor mas allá de los límites del núcleo magnético.
- Efectos convectivos en los extremos del modelo, como las tapas.
- Campo de temperaturas en las cabezas de bobina y calentamiento de éstas respecto de la parte central.

El modelo con los componentes incluidos se puede ver en la Figura 45. Se considera la mínima estructura periódica de máquina, que en este caso y a efectos térmicos comprende media ranura y medio diente. La aplicación de simetría respecto de un plano perpendicular al eje hubiera permitido reducir el modelo a la mitad. Otras características consideradas son las siguientes:

- La estructura radial del rotor se ha sustituido por una equivalente en términos de conducción de calor en dirección radial.
- Se emplean contornos adiabáticos para modelar los planos de simetría del campo de temperaturas.
- Se modela media cabeza de bobina, sin curvar pues no tiene efectos importantes sobre el resultado.

- Acoplamiento de las temperaturas en las cabezas de bobina para dotar de periodicidad a la solución en estas. La periodicidad del sistema permite acoplar el campo de temperaturas de la bobina de la capa superior, en los extremos del modelo, con los de la bobina de la capa inferior, como si ésta fuera la capa inferior de la misma bobina en otra ranura.

El esquema de los flujos de calor considerados se puede ver en la Figura 46, entre los cuales están presentes:

- Convección carcasa-ambiente y tapas-góndola típicas, para el caso de una máquina destinada a la generación eólica de accionamiento directo.
- Convección bloque-aire interior y cabezas de bobina-aire interior.
- Convección tapas-aire interior.
- Convección rotor-aire interior.
- Transferencia rotor-estator a través del entrehierro.
- Transferencia eje-tapas a través de rodamientos.

Aunque un modelo numérico no genera en principio información cualitativa de forma directa, si es posible desarrollar un análisis de sensibilidades de algunas variables de interés respecto de otras variables, pudiendo dicho análisis proveer de valiosa información sobre:

- Medidas correctoras a aplicar sobre el diseño.
- Errores en la estimación de algunos parámetros. A este punto se dedica el siguiente apartado.

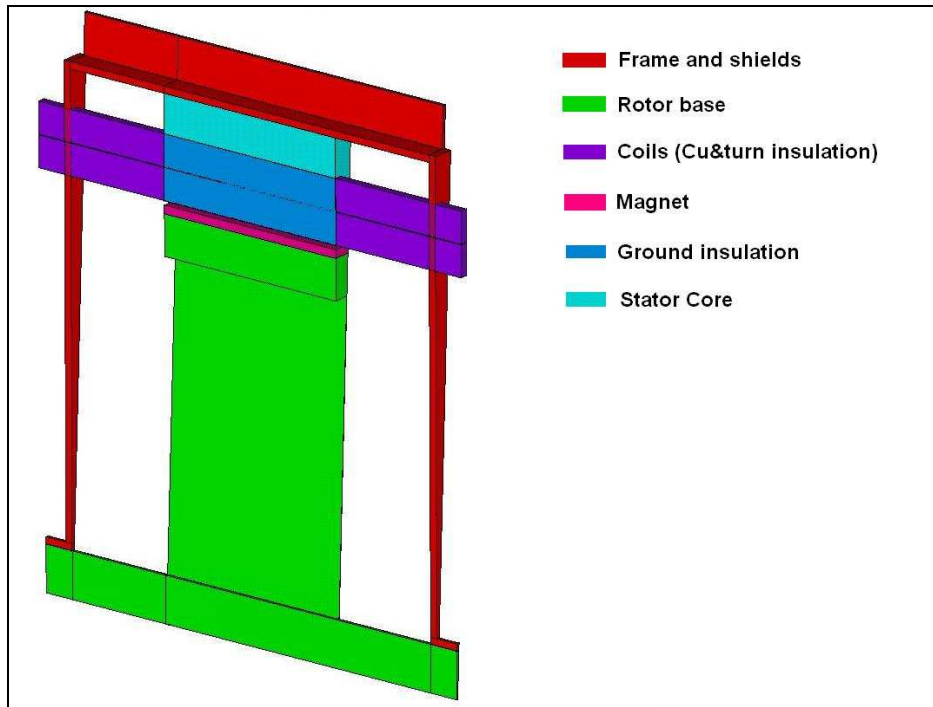


Figura 45. Elementos representados en un modelo de máquina genérico. La interferencia aparente de los volúmenes representando bobina y carcasa no tiene efecto más que en la representación, no en el modelo mismo.

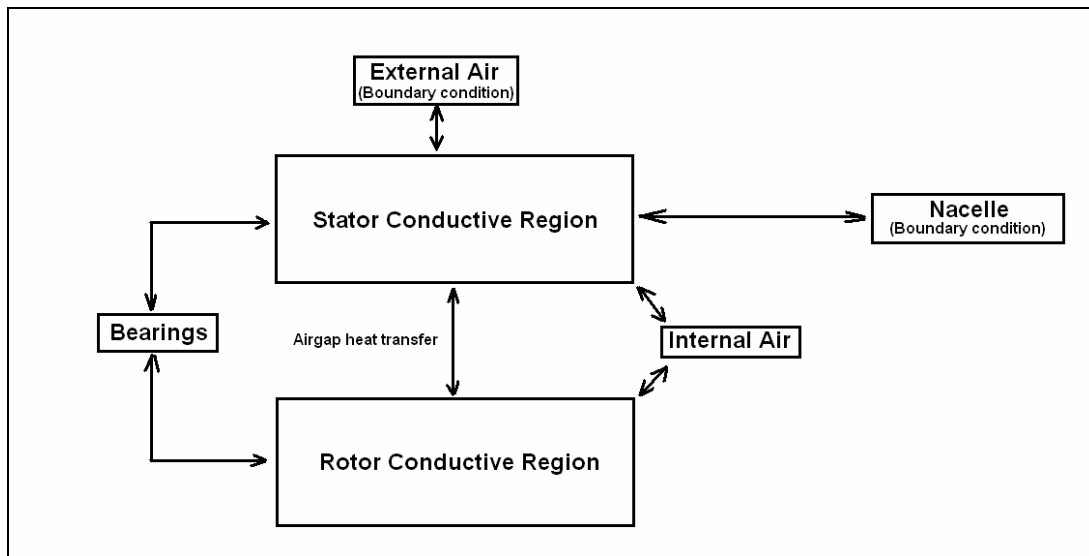


Figura 46. Esquema de flujos de calor presentes en la máquina.

5.3.1. Incertidumbre de los modelos térmicos

Así como en los modelos electromagnéticos de elementos finitos existe información precisa de propiedades de materiales y de todos los demás parámetros con influencia en la solución, no ocurre de igual manera en el caso de los modelos térmicos por diversas cuestiones:

- Algunas propiedades a emplear no corresponden a un material determinado, sino que son promediado de las de varios materiales. Así ocurre, por ejemplo, con las conductividades térmicas equivalentes de los bobinados.
- Los procesos de transferencia de calor por convección son complejos de modelar de forma precisa. La estimación de coeficientes de convección es en muchas ocasiones infiable, puesto que no existen referencias bibliográficas accesibles que los detallen con precisión, salvo aquellas que se refieren a casos muy específicos. Por tanto su valor, ya se considere puntual o promediado en una superficie, es incierto y sólo puede considerarse en general referencia orientativa aquel derivado de la literatura.
- Ciertas características son altamente dependientes de los procesos de fabricación, las dimensiones finales conseguidas, y los componentes comerciales empleados. Por ejemplo:
 - La calidad de la transferencia de calor bloque-carcasa es función de la presión de contacto conseguida, que depende de las dimensiones constructivas finales del propio bloque y de la carcasa. Incluso estando dichas dimensiones dentro de las tolerancias marcadas, esa presión puede variar en un rango amplio y por tanto hacerlo la transferencia de calor.
 - La transferencia de calor bobina-núcleo está condicionada no sólo por los detalles constructivos de los aislamientos (la forma en que se aplica

y cura el aislamiento, ya sean sistemas ricos en resina, impregnación vacío-presión, por goteo o por inmersión, o ninguno de los anteriores), sino por la calidad en la ejecución del proceso misma.

- La transferencia de calor entre eje y cajas de rodamientos a través de éstos, dependiente del rodamiento empleado: proveedor, tipo, materiales, y forma de lubricarlo. Las características de transferencia térmica en ocasiones no son conocidas siquiera por el proveedor de rodamientos.

Considerando todas estas fuentes de incertidumbre es muy recomendable realizar un análisis de la incertidumbre del resultado. Naturalmente cada fuente de incertidumbre tiene un impacto diferente en el resultado final, y además el nivel de incertidumbre de cada parámetro es diferente:

- El impacto de la incertidumbre de cada parámetro se puede evaluar mediante un análisis de sensibilidad del modelo.
- El nivel de incertidumbre de cada parámetro es función de la calidad de la fuente de información empleada y de la incertidumbre sobre aquellas variables que condicionan su valor. Finalmente ha de ser valorada de forma subjetiva, determinada por el buen hacer del que realiza el cálculo.

Para valorar la incertidumbre sobre algunos de las variables a calcular mediante el modelo térmico se puede llevar a cabo un análisis de propagación de incertidumbre que vaya desde el parámetro incierto a la variable calculada.

Dos variables de especial interés son la temperatura promedio del bobinado y la de los imanes. El valor promedio que tomarán dichas variables puede obtenerse para los valores promedio que se considere tomarán los parámetros. Es consideración adicional, bastante cercana a la realidad, que la transferencia de calor será fundamentalmente un proceso lineal, esto es, se puede en la práctica modelar por una

matriz constante que liga el vector de cargas térmicas con el vector de temperaturas. De esta manera el vector temperaturas, estando el vector de cargas determinado en ausencia de incertidumbre, es una combinación lineal de variables sobre las que existe información pero no certeza, y por tanto, y en virtud del teorema central del límite, cada elemento del vector de temperaturas seguirá una distribución gaussiana. Tanto la temperatura de los imanes como la del cobre de los bobinados estará representada por un valor medio y por una varianza. El valor medio se puede obtener a partir de los valores medios de los parámetros inciertos, y la varianza, o en este caso la desviación típica, será la dada por las expresiones siguientes:

- Temperatura en los bobinados:

$$(Eq. 121) \quad \sigma(T_{Cu}) = \sqrt{\sum_{i=1}^n C_i^2 \cdot \sigma^2(X_i)}$$

- Temperatura en los imanes:

$$(Eq. 122) \quad \sigma(T_{magnet}) = \sqrt{\sum_{i=1}^n D_i^2 \cdot \sigma^2(X_i)}$$

Donde $\sigma(X_i)$ es la desviación típica de cada uno de los parámetros X_i considerados inciertos, C_i son las sensibilidades de la temperatura en los bobinados respecto de dichos parámetros, y D_i son las correspondientes a la temperatura en los imanes. La definición rigurosa de éstas viene dada por las derivadas parciales de las temperaturas consideradas, tal y como muestra la Tabla 12, que pueden ser computadas a partir del propio modelo de elementos finitos. En cuanto a la distribución de probabilidad rectora de los valores de los parámetros, se sugiere considerar una distribución uniforme en aquel intervalo que se estime pueda variar cada parámetro, tal y como se muestra en la Tabla 13, que estará representada por un valor medio y una varianza.

Tabla 12. Sensibilidades de interés: de la temperatura en imanes y en bobinados respecto a parámetros de máxima incertidumbre.

	Convección aire exterior- cuerpo de la carcasa	Convección aire exterior- tapas	Convección aire interior- estator	Convección aire interior- rotor	Transferencia rotor-estator en el entrehierro	Transferencia de calor en rodamientos
Temperatura de los imanes	$\frac{\partial T_{magnet}}{\partial h_{ext}}$	$\frac{\partial T_{magnet}}{\partial h_{ext-end}}$	$\frac{\partial T_{magnet}}{\partial h_{int_est}}$	$\frac{\partial T_{magnet}}{\partial h_{int_rot}}$	$\frac{\partial T_{magnet}}{\partial h_{airgap}}$	$\frac{\partial T_{magnet}}{\partial h_{bearings}}$
Temperatura de los bobinados	$\frac{\partial T_{Cu}}{\partial h_{ext}}$	$\frac{\partial T_{Cu}}{\partial h_{ext-end}}$	$\frac{\partial T_{Cu}}{\partial h_{int_est}}$	$\frac{\partial T_{Cu}}{\partial h_{int_rotor}}$	$\frac{\partial T_{Cu}}{\partial h_{airgap}}$	$\frac{\partial T_{Cu}}{\partial h_{bearings}}$

Tabla 13. Media y varianza de un parámetro genérico X_i de acuerdo a una distribución de probabilidad uniforme en un intervalo $[a_i, b_i]$.

Parámetro	Distribuido en	Media	Varianza
X_i	$[a_i, b_i]$	$\frac{a_i + b_i}{2}$	$\frac{(b_i - a_i)^2}{12}$

Con el procedimiento presentado, y a la vista de la incertidumbre existente sobre las variables de interés, se puede valorar la necesidad de profundizar en la información sobre los parámetros inciertos, o en caso de no ser posible, decidir implementar un prototipo o modelo que pueda aportar información adicional y verificar los valores supuestos. Típicamente los procesos de transferencia de calor por convección son los más complejos para tener información sobre ellos. Un modelo de mecánica computacional de fluidos puede aportar algo de luz, esto es reducir la incertidumbre, de algunos de los parámetros a los que la convección está asociada.

5.3.2. Resultados a obtener de un modelo térmico

Son resultados a obtener directamente del cálculo de elementos finitos de régimen permanente:

- Campo de temperaturas de cada componente.

- Reparto de la carga térmica entre los distintos focos fríos, en caso de existir varios.

Adicionalmente, y en base a hipótesis que más adelante se detallan, se puede conseguir información sobre la dinámica de la máquina en términos de temperatura sin recurrir a un modelo en régimen transitorio. Así, es posible estimar a partir del modelo termo-estático las constantes de tiempo del proceso transitorio.

En función de la temperatura de trabajo de la máquina, las propiedades térmicamente relevantes de los distintos materiales variarán más o menos respecto a la temperatura de máquina fría. Una máquina diseñada con parámetros típicos en las aplicaciones renovables, buscando una alta eficiencia y fiabilidad, generalmente trabajará a temperaturas moderadas, con calentamientos tipo Clase B (según IEC 60034). Eso significa que no es una mala aproximación considerar las propiedades de los materiales constantes, y por tanto no requieren adaptación con la temperatura a la que trabaje cada componente. Si bien considerar tal variación no supone esfuerzo alguno con una herramienta evolucionada de elementos finitos, el efecto sobre el resultado es poco importante bajo las hipótesis aquí comentadas y por tanto puede ser obviada.

En la Figura 47 se puede ver un campo de temperaturas a modo de ejemplo. Concretamente es el de la máquina que se presenta en el Capítulo 8. El campo de temperaturas sirve para verificar la temperatura de punto caliente, muy importante, puesto que es la que da a la máquina la clase térmica a la que pertenece, y a la postre permite estimar la vida de los aislamientos; el envejecimiento de estos materiales se debe a diversos factores, pero sin duda uno de los más importantes es el térmico.

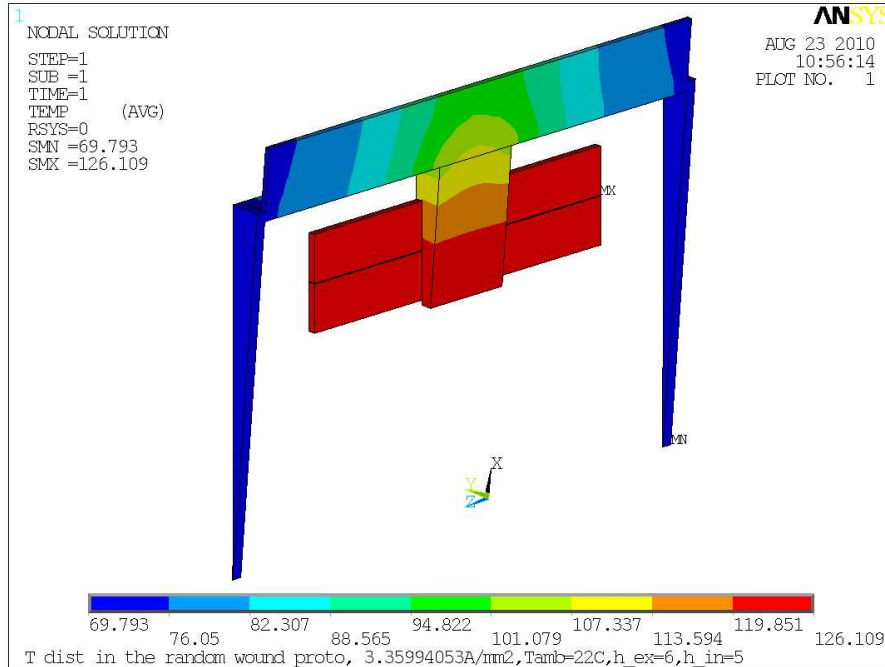


Figura 47. Campo de temperaturas ejemplo. La máquina trabaja en un ambiente a 22°C. Los valores mostrados son °C. El campo es para operación de la máquina a corriente nominal.

Por otro lado, conocer el campo de temperaturas permite calcular la energía almacenada en la máquina en forma de calor sensible. Esa información puede verse, para el caso aquí presentado, en la Tabla 14.

Tabla 14. Incremento de entalpía en la máquina al pasar de temperatura ambiente a temperatura de operación a carga plena.

Componente	Incremento de entalpía (kJ)
Laminaciones	5074
Bobinas (cobre+resina)	2459
Carcasa	6670
Rotor	2586
Total	16789

Una primera aproximación, bastante fiable, de la capacidad de sobrecarga de la máquina en términos térmicos, puede conseguirse mediante el llamado tiempo de calentamiento adiabático. Si se asume la carga térmica sobre la máquina como constante, y se supone ausencia de evacuación de calor (y por tanto adiabaticidad), considerando adicionalmente los calores específicos constantes a lo largo del rango de temperaturas, se obtiene el tiempo de calentamiento adiabático. El tiempo de calentamiento adiabático coincide con la constante de tiempo del proceso de

calentamiento no adiabático siempre y cuando la evacuación de calor sea a un foco a temperatura constante y la potencia evacuada proporcional a la diferencia de temperaturas entre el foco y el elemento con el que intercambia calor, que en el caso de una máquina eléctrica de este tipo es la carcasa. El transitorio de calentamiento, sea cual sea la temperatura de régimen, y en tanto en cuanto las hipótesis realizadas sean válidas, durará aproximadamente tres constantes de tiempo, transcurrido tal período el transitorio se da por concluido al haberse completado un 95% de éste.

Para la máquina anterior, y asumiendo una carga térmica de 1500W, y la energía almacenada según la Tabla 14, se estima un tiempo de calentamiento adiabático de unas 3 horas, lo cual significa que el tiempo para alcanzar el régimen permanente es de aproximadamente 9 horas.

5.4. CONCLUSIONES

El empleo de herramientas de elementos finitos se ha convertido en una constante en el estudio de problemas en medios continuos. Aunque su naturaleza numérica no permite extraer de manera directa conclusiones cualitativas de los resultados obtenidos de un estudio determinado, su uso inteligente permite agilizar y abaratar el desarrollo de sistemas y prototipos, y permite simplificar la realización de cálculos que de otro modo serían extremadamente complejos y en algunos casos de inviable ejecución. El análisis y diseño de máquinas eléctricas ha cambiado radicalmente desde que esta herramienta se ha popularizado.

6. PUNTO DE PARTIDA ANALÍTICO PARA EL DISEÑO DE MÁQUINAS DE BAJA VELOCIDAD Y ALTO PAR

6.1. INTRODUCCIÓN

Las máquinas de imanes permanentes son, como se muestra a lo largo de esta Tesis, grandes candidatas para ser empleadas como motores o generadores en aplicaciones de baja velocidad. El nivel de irreversibilidad conseguido en una máquina de imanes permanentes puede ser reducido hasta prácticamente la mitad de aquel en una máquina síncrona excitada por corriente. Esto es así considerando que las pérdidas de la máquina se deben principalmente a las pérdidas en el cobre del estator. La eficiencia en ese caso directamente relacionada con el cociente entre el par electromagnético y las pérdidas en el cobre. La maximización de este cociente por tanto es una manera de conseguir una máquina más eficiente, una vez que otras restricciones de diseño, como aquellas derivadas de los procesos de fabricación disponibles, han sido prefijadas.

6.2. LA PROBLEMÁTICA

El creciente interés de la industria por las máquinas de imanes permanentes está atrayendo a éstas a muchas nuevas aplicaciones en las que hace sólo unos años se hubiera adoptado una solución basada en otra tecnología. Gracias al coste y las propiedades de los materiales empleados como imanes permanentes, los diseños que los emplean se extienden a nuevos campos, proporcionando máquinas de mayor eficiencia, comportamiento más fiable, e incluso menor coste cuando se comparan

con otros tipos de máquinas [Gieras, 2008], si bien este punto está sujeto a la incertidumbre existente sobre el precio de algunos minerales requeridos para la fabricación de los compuestos empleados como imanes permanentes, lo cual se tratará en el Capítulo 7. Las ventajas de las máquinas de imanes son incluso más importantes en aplicaciones de baja velocidad [Polinder, 2006][Bywaters, 2007], como son las turbinas eólicas de accionamiento directo. Las máquinas destinadas a trabajar a bajas velocidades son intensivas en par, con objeto de conseguir altas potencias a un coste razonable. El desarrollo de un alto par requiere el uso de máquinas de gran volumen, con gran carga de corriente y de imanes. Una gran carga de corriente se asocia a un nivel alto de pérdidas en el cobre de la máquina, siendo éstas las más importantes en la máquina, del orden de 4 o 5 veces, incluso más, con respecto al resto de pérdidas, como se puede ver en [Salminen, 2004]. Esta relación no se debe sólo al alto nivel de pérdidas en el cobre, sino al bajo nivel de otras pérdidas, gracias a la típicamente baja frecuencia eléctrica que puede ser empleada en aplicaciones como conversión de energía renovable en eléctrica, donde las máquinas pueden ser alimentadas por convertidores electrónicos de potencia. La distribución de las pérdidas es muy diferente, con mucho más peso por parte de otras distintas a las del cobre, en máquinas de alta velocidad para aplicaciones como tracción eléctrica, así puede verse en [Liu, 2009]. Al diseñar una máquina hay muchas variables sobre las que se ha de tomar una decisión, algunas de ellas determinadas por ejemplo por restricciones productivas del método de fabricación empleado para, por ejemplo, conformar los bobinados. Además de esas, existen tres variables de gran importancia sobre las que se puede tomar una decisión menos condicionada por las restricciones productivas, como son:

- Diámetro del entrehierro.
- Longitud magnética útil.
- Número de pares de polos.

Durante el proceso de diseño es posible atacar directamente a éstas variables o por el contrario puede llegarse a ellas a partir de otras variables, como son las dimensiones externas de la máquina, tal y como se muestra en [Honsinger, 1987][Huang, 1998]. Alternativamente, tal y como se propone en este texto, se puede hacer la elección en base a criterios de comportamiento de la máquina. Como se puede observar de manera intuitiva, un diámetro de entrehierro mayor llevará a una máquina con un mejor uso de la carga de corriente para generar par, al estar el entrehierro a mayor distancia del eje de la máquina, pero también lleva a una cantidad de cobre incrementada en las cabezas de bobina. El volumen de cobre puede reducirse incrementando el número de pares de polos, a costa de incrementar la frecuencia eléctrica y por tanto las pérdidas en el hierro, y a costa de, en general, un encarecimiento de la fabricación, lo cual es habitualmente un factor limitante a ser considerado.

La selección adecuada de longitud magnética, diámetro de entrehierro, y número de pares de polos es habitualmente la base de cualquier diseño. A continuación se presentan algunas consideraciones para seleccionar de manera óptima éstas variables en una máquina de imanes permanentes destinada a aplicaciones de baja velocidad y alto par específico. La consideración principal es la maximización de la eficiencia, y para ello se tienen en cuenta elementos como el tipo de conductor empleado para conformar las bobinas o la forma de las cabezas de éstas. Todo el desarrollo toma como punto de partida un modelo simple como el presentado en [Grauers, 2004].

6.3. MODELO FÍSICO DE PAR

Existen numerosos modelos para el análisis de la distribución de campo magnético creada por imanes y corrientes en el entrehierro [Proca, 2003]. Tales modelos son capaces de predecir el par generado por medio de la integración del esfuerzo magnético en el entrehierro dada por el tensor de esfuerzos de Maxwell, generando información hasta el punto de caracterizar el rizado de par o los armónicos de la

fuerza magnetomotriz. Se invita al lector a leer una preciosa explicación sobre la generación de esfuerzo cortante en el entrehierro desde un punto de vista microscópico en [Zhu, 2007]. Una aproximación mucho más simple puede ser de mayor utilidad cuando se pretende calcular un valor promedio del esfuerzo cortante de entrehierro, como se muestra en [Grauers, 2004]. En ese caso se emplea la convolución entre la distribución espacial del campo creado por los imanes y la distribución de la carga lineal de corriente circulando por el estator de la máquina, proporcionando a la postre la fuerza de Lorentz ejercida por el campo creado por los imanes sobre los elementos portadores de carga eléctrica. Como ya se presentó en el Capítulo 4 de esta Tesis, dedicado a los modelos analíticos de máquinas de imanes permanentes, esto lleva a obtener un valor promedio del esfuerzo cortante de entrehierro que está dado por:

$$(Eq. 123) \quad \tau = \frac{1}{2} \cdot B_{m-1} \cdot J_1 \cdot \cos(\alpha)$$

donde B_{m-1} es el primer armónico de la distribución en el entrehierro de la densidad de flujo de los imanes, J_1 es el primer armónico de la carga de corriente, y α es el desplazamiento de las fases entre ambos dos primeros armónicos. Con el propósito de referir la expresión dada por (Eq. 123) a parámetros geométricos y electromagnéticos relacionados con el entrehierro, se propone expresar la carga de corriente en términos de tales parámetros, llevando a la expresión (Eq. 124). Como se puede ver, el primer armónico de la carga de corriente se ha sustituido por otros que involucran características geométricas y electromagnéticas de la máquina, mientras que se considera un desplazamiento de fase nulo que es el que proporciona un mejor aprovechamiento de la carga de corriente en términos de generación de par cuando ésta no presenta saliencia. Se han de considerar algunas limitaciones para la expresión (Eq. 124), como su incapacidad de considerar directamente saturación magnética o saliencia. Con objeto de superar estas limitaciones, el cortante de entrehierro se modifica mediante un factor k_{sal} que tiene en cuenta la saliencia, y cuyo valor puede

oscilar entre 1.05 y 1.2 [Lipo, 2004], y un factor k_{sat} que considera la saturación del hierro a la carga considerada. Este factor ha de ser calculados a través de modelos analíticos de mayor complejidad de los que en esta Tesis se presentan para un diseño dado con una carga magnética y de corriente determinada. Alternativamente, un análisis de elementos finitos como el que se realiza en páginas siguientes puede ser un modo adecuado de obtenerlo, y de acuerdo a la experiencia del que escribe puede tomar valores entre 0.75 y 1 en función del nivel de campo magnético al que trabaje la máquina. El esfuerzo cortante de entrehierro, habida cuenta de las limitaciones mencionadas, es el dado por:

$$(Eq. 124) \quad \tau = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot B_{m-1} \cdot j_{rms} \cdot h_s \cdot r \cdot k_{cu} \cdot k_{d-1} \cdot k_{p-1} \cdot k_{sat} \cdot k_{sat}$$

donde j_{rms} es el valor eficaz de la densidad de corriente en el cobre, h_s es la altura de ranura, r es el cociente entre ancho de ranura y paso de diente, k_{cu} es el factor de relleno de la ranura, k_{d-1} es el factor de distribución del bobinado para el primer armónico, y k_{p-1} es el factor de paso del bobinado para el primer armónico.

Es bien sabido que el par desarrollado por la máquina, T , está dado por la integral del esfuerzo cortante de entrehierro a lo largo y ancho de dicho entrehierro multiplicado por la distancia al eje de la máquina, estando por tanto expresado en términos del cortante de entrehierro como:

$$(Eq. 125) \quad T = \frac{1}{2} \pi D^2 L \tau$$

donde D es el diámetro de entrehierro y L es la longitud magnética útil del entrehierro.

Con objeto de comprobar la precisión de este modelo se realizó un análisis por elementos finitos. Los resultados derivados del modelo se compararon con los resultantes de una herramienta de elementos finitos disponible comercialmente. Un

total de seis diseños, con distintas cargas de corriente y de imán sirvieron para contrastar ambos métodos, como se puede ver en la Tabla 15. De la Figura 48 a la Figura 53 se muestran las líneas de campo de las máquinas de la Tabla 15 cuando operan sin carga eléctrica.

Tabla 15. Comparación de resultados de par derivados del modelo propuesto y del modelo de elementos finitos.

	1	2	3	4	5	6
B_{m-1}	0.9502	0.9416	0.8179	0.9916	0.9689	0.7001
j_{rms}	3.055e6	1.826e6	2.278e6	2.056e6	7.069e6	4.138e6
h_s	0.094	0.094	0.11	0.094	0.094	0.06
r	0.4242	0.4242	0.4242	0.55	0.32	0.55
k_{cu}	0.3077	0.3077	0.3077	0.3077	0.3077	0.3077
k_{d-1}	0.9561	0.9561	0.9561	0.9561	0.9561	0.9561
k_{p-1}	0.9659	0.9659	0.9659	0.9659	0.9659	0.9659
D	0.411	0.6	0.411	0.411	0.411	0.8
L	0.09	0.25	0.09	0.09	0.09	0.4
P	5	5	5	5	5	5
Par	555.5	1948.1	417.3	505.9	988.7	7725.3
Par (FEM)	546.0	1954.2	412.0	477.2	981.5	7633.3
Error de Par (%)	+1.73	-0.31	+1.27	+6.01	+0.73	+1.20

De acuerdo a los resultados observados en la Tabla 15, donde se ha considerado que ambos factores de saliencia y saturación tomaban la unidad como valor, la precisión de este modelo es suficiente en una primera etapa de diseño de una máquina eléctrica, presentado el par calculado errores en un rango muy limitado comparado con el presentado por el modelo de elementos finitos. Dicho modelo de elementos finitos queda asimismo validado mediante la comparación con las medidas efectuadas sobre el prototipo ensayado que en esta Tesis se presenta, y cuyas características pueden encontrarse en el Capítulo 8.

El diseño numerado como 4 en la Tabla 15 muestra que, en condiciones de mayor carga magnética y eléctrica, el modelo tiende a sobreestimar el par generado, debido a que no tiene en cuenta la saturación del circuito magnético. Por eso se ha propuesto el uso de un factor de saturación, el cual para dicho diseño número 4 de la Tabla 15 sería de 0.9399 en las condiciones de trabajo definidas.

La precisión mostrada es suficiente para la selección de las variables de diseño principales, para lo cual en el presente Capítulo se propone una metodología. La simplicidad de la formulación mantiene el número de parámetros bajo, así como las expresiones matemáticas que los relacionan, lo cual permite extraer información cualitativa fácilmente del modelo, y derivar las expresiones hasta obtener conclusiones interesantes. Esa es la razón para elegir un modelo tan simple en vez de uno más complejo. Los modelos de elementos finitos son de gran utilidad para caracterizar de manera muy precisa el esfuerzo cortante de entrehierro para una geometría determinada, carga de corriente, y carga de imanes, pero sus soluciones son puramente numéricas, por lo que la correlación entre variables no se obtiene de forma sencilla de ellos.

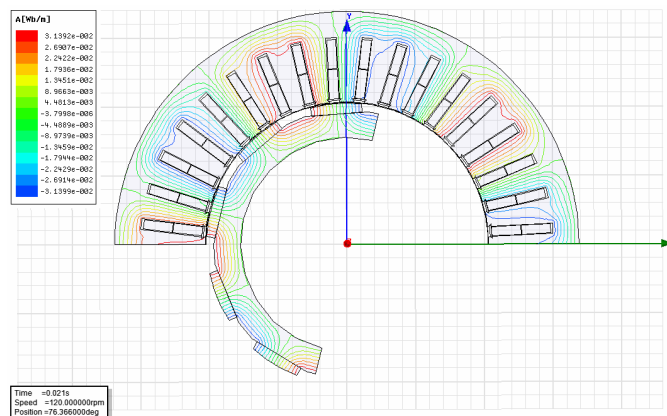


Figura 48. Imagen del modelo de elementos finitos implementado para validar el modelo analítico aquí empleado, correspondiente a la Máquina 1 según la Tabla 15.

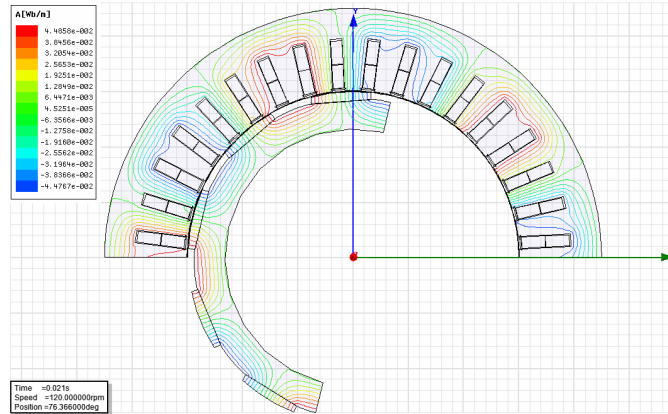


Figura 49. Imagen del modelo de elementos finitos implementado para validar el modelo analítico aquí empleado, correspondiente a la Máquina 2 según la Tabla 15.

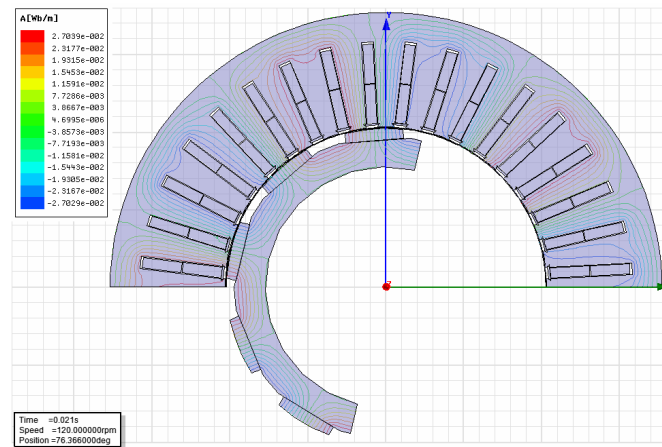


Figura 50. Imagen del modelo de elementos finitos implementado para validar el modelo analítico aquí empleado, correspondiente a la Máquina 3 según la Tabla 15.

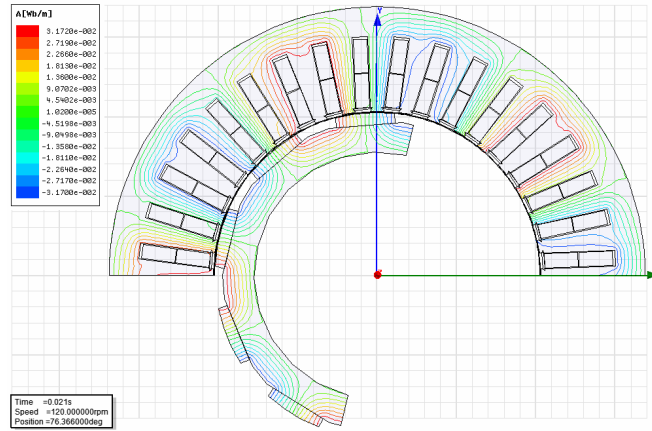


Figura 51. Imagen del modelo de elementos finitos implementado para validar el modelo analítico aquí empleado, correspondiente a la Máquina 4 según la Tabla 15.

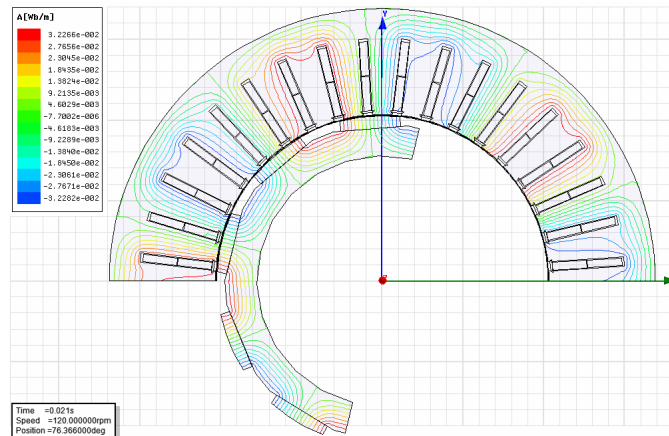


Figura 52. Imagen del modelo de elementos finitos implementado para validar el modelo analítico aquí empleado, correspondiente a la Máquina 5 según la Tabla 15.

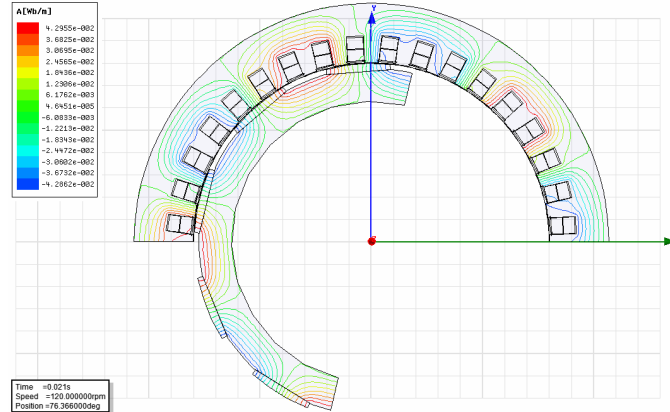


Figura 53. Imagen del modelo de elementos finitos implementado para validar el modelo analítico aquí empleado, correspondiente a la Máquina 6 según la Tabla 15.

6.4. MODELO DE PÉRDIDAS EN EL COBRE

El modelo empleado para el cálculo de las pérdidas en el cobre de la máquina es, sin modificación alguna, el propuesto en el Capítulo 4 a través de la (Eq. 91). Es de interés mencionar que el parámetro k_{EW} , que expresa la relación entre la longitud de cabeza de bobina y el paso de la bobina, está generalmente en el rango [1.5,2], dependiendo del tipo de bobina, la sección del conductor empleado, y la disponibilidad de espacio fuera del núcleo magnético. Por otra parte, el factor de paso, k_{Pitch} , expresa la relación entre paso de bobina y paso polar, dependiendo de la disposición del bobinado, y que generalmente, para máquinas de media potencia, presenta un valor en el rango [0.6,1].

Las pérdidas en el cobre pueden dividirse en dos sumandos, aquellas en la parte recta de la máquina, y aquellas en las cabezas de bobina.

$$(Eq. 126) \quad P_{loss-Cu} = P_{loss-Cu-L}(D, L) + P_{loss-Cu-EW}(D, P, k_{Pitch}, k_{EW})$$

6.5. COCIENTE ENTRE PÉRDIDAS Y PAR

Con el objetivo de conseguir maximizar la eficiencia de la máquina, considerando que el caso de las máquinas destinadas a aplicaciones de baja velocidad las pérdidas en el cobre son las más importantes, el cociente entre pérdidas y par ha de ser minimizado. De la combinación de las expresiones que rigen los modelos de par y pérdidas en el cobre se obtiene:

$$(Eq. 127) \quad \frac{P_{loss-Cu}}{T} = \frac{2\sqrt{2} \cdot j_{rms} \cdot \rho_{Cu}}{k_{d-1} \cdot k_{p-1} \cdot B_{m-1} \cdot D \cdot k_{sal} \cdot k_{sat}} + \frac{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot j_{rms} \cdot \rho_{Cu} \cdot k_{Pitch} \cdot k_{EW}}{k_{d-1} \cdot k_{p-1} \cdot B_{m-1} \cdot L \cdot P \cdot k_{sal} \cdot k_{sat}}$$

El primer término en el lado derecho de la expresión (Eq. 127) representa las pérdidas en la parte recta de la máquina por unidad de par, mientras que el segundo representa las pérdidas en las cabezas de bobina por unidad de par. El cociente entre ambas pérdidas es

$$(Eq. 128) \quad \frac{P_{loss-Cu-EW}}{P_{loss-Cu-L}} = \frac{\pi \cdot k_{Pitch} \cdot k_{EW} \cdot D}{2 \cdot P \cdot L}$$

Siendo este exactamente el cociente entre la longitud de la bobina en la parte recta de la máquina y la de las cabezas. Para un valor determinado de k_{Pitch} y k_{EW} , la distribución de las pérdidas depende del número de pares de polos, P . Un mismo cociente D/L da distintas distribuciones de pérdidas en función del número de pares de polos. De manera alternativa, el cociente D/L para obtener una distribución de pérdidas determinada depende del número de pares de polos. A la postre, lo verdaderamente importante es la relación entre el paso polar $\pi D/(2P)$ y la longitud de la máquina L . Aglutinando términos la expresión (Eq. 128) puede ser reescrita como:

$$(Eq. 129) \quad \frac{P_{loss-Cu}}{T} = \frac{K_1}{D} + \frac{K_1 \cdot K_2}{L}$$

donde

$$(Eq. 130) \quad K_1 = \frac{2\sqrt{2} \cdot j_{rms} \cdot \rho_{Cu}}{k_{d-1} \cdot k_{p-1} \cdot B_{m-1} \cdot k_{sal} \cdot k_{sat}}$$

$$(Eq. 131) \quad K_2 = \frac{\pi \cdot k_{Pitch} \cdot k_{EW}}{2 \cdot P}$$

La relación inversa a la mostrada en (Eq. 129) ha de ser maximizada, y está dada por:

$$(Eq. 132) \quad \frac{T}{P_{loss-Cu}} = \frac{L \cdot D}{K_1 \cdot L + K_1 \cdot K_2 \cdot D}$$

De todo esto se pueden deducir dos cosas:

- El par por unidad de pérdidas es nulo cuando L o D son nulos, lo cual es inherente al modelo de par empleado.
- El par por unidad de pérdidas es, por regla general, mayor para productos $L D$ mayores, y por tanto para máquinas más grandes.

La superficie que representa el cociente (Eq. 132) en función de L y D se presenta en la Figura 54, donde se muestra para un par específico de valores (K_1 , K_2). Estos valores dependen de variables internas de la máquina tal y como se muestra en las expresiones (Eq. 130) y (Eq. 131). En el caso ejemplo de la Figura 54 se asumen valores adaptados para una máquina de 120kW, 55rpm destinada al accionamiento directo de una turbina eólica, con imanes de tierras raras, bobinas preformadas, y un bobinado distribuido. La elección puede considerarse representativa en máquinas para la mencionada aplicación.

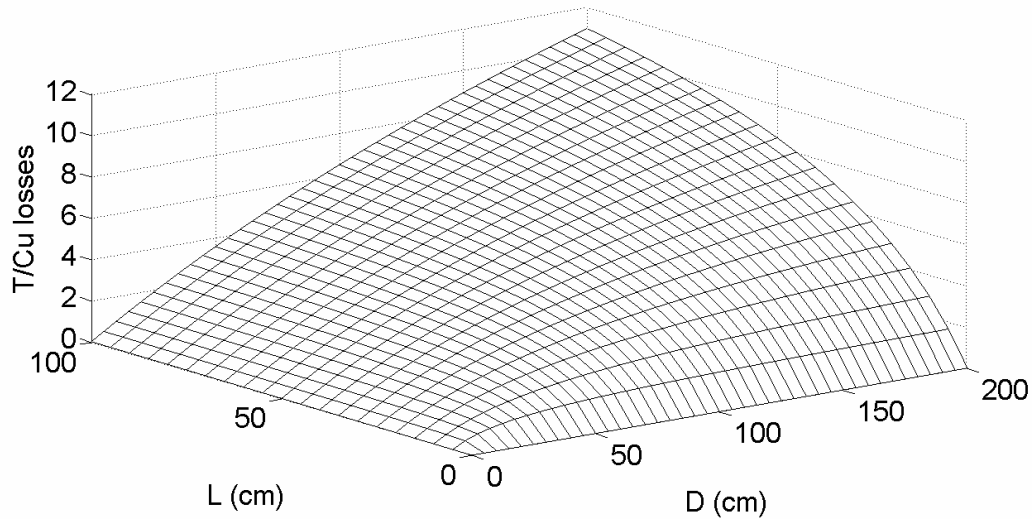


Figura 54. Par por unidad de pérdidas en función de la longitud de entrehierro y el diámetro de entrehierro para una máquina específica con valores (K_1, K_2) prefijados. $j_{rms} = 2 \text{ A/mm}^2$, $P = 12$, $k_{EW} = 2$, $k_{Pitch} = 0.83$, $B_{m-l} = 0.85$, $k_{sat} = 1$, $k_{sal} = 1$, $k_{d-l} = 0.95$, $k_{p-l} = 0.96$.

De acuerdo a la expresión (Eq. 125), las curvas de par constante en el plano L - D están dadas por la expresión

$$(Eq. 133) \quad D^2 L = \text{constante}$$

Estas curvas son hipérbolas. El conjunto de las máquinas que presentan distintos pares de valores (L, D) pero mismo valor de acuerdo a la (Eq. 133), y por tanto capaces de desarrollar un mismo par para unas condiciones de carga eléctrica y magnética que quedan determinadas por la dupla (K_1, K_2) , están representadas por esta hipérbola. La proyección de estas curvas contenidas en el plano L - D sobre la superficie $T/Cu-loss$ da el cociente entre par y pérdidas para un par determinado conseguidas por las máquinas de distintos valores de la pareja (L, D) . Uno de dichos valores será óptimo. Como se puede ver, tanto el par como el par por unidad de pérdidas son dependientes de la pareja (L, D) , siendo el segundo también dependiente de K_1, K_2 .

Con objeto de buscar dicho óptimo, se tiene a partir de (Eq. 125) que:

$$(Eq. 134) \quad L = \frac{2 \cdot T}{\pi \cdot D^2 \cdot \tau}$$

Adicionalmente, el diámetro óptimo se alcanzará cuando:

$$(Eq. 135) \quad \frac{\partial}{\partial D} \left(\frac{T}{P_{loss-Cu}} \right) = 0$$

Lo cual lleva a que el diámetro óptimo es el dado por la expresión:

$$(Eq. 136) \quad D_{opt} = \sqrt[3]{\frac{T}{K_2 \cdot \pi \cdot \tau}}$$

Al cual le corresponde la longitud óptima:

$$(Eq. 137) \quad L_{opt} = \frac{2 \cdot T}{\pi \cdot D_{opt}^2 \cdot \tau}$$

Buscando el detalle en (Eq. 136) se puede encontrar la siguiente expresión:

$$(Eq. 138) \quad D_{opt} = \sqrt[3]{\frac{2\sqrt{2} \cdot P \cdot T}{\pi^2 \cdot k_{Pitch} \cdot k_{EW} \cdot B_{m-1} \cdot j_{rms} \cdot h_s \cdot r \cdot k_{cu} \cdot k_{d-1} \cdot k_{p-1} \cdot k_{sal} \cdot k_{sat}}}$$

De la cual se pueden extraer tres conclusiones:

- Aquellas máquinas muy cargadas en términos de corriente y/o de imanes tienden a un menor diámetro para ser óptimas.
- El diámetro óptimo es mayor cuanto mayor es el número de pares de polos. Dos máquinas óptimas diseñadas para obtener el mismo par presentarán diámetros óptimos diferentes, dependientes del número de pares de polos de cada una de ellas.

- Cabezas de bobina largas, dado por el factor k_{EW} , llevan a diámetros óptimos menores.

Si se introduce en (Eq. 128) el diámetro y la longitud de entrehierro óptimas, después de varias simplificaciones se llega a la siguiente expresión:

$$(Eq. 139) \quad \frac{P_{loss-Cu-EW}}{P_{loss-Cu-L}} = \frac{1}{2}$$

Esto significa, constructivamente, que la longitud del bobinado en las cabezas de bobina ha de ser la mitad que la longitud en la parte recta de la máquina. Una combinación de longitud y diámetro de entrehierro son óptimas para una combinación determinada de forma de cabeza de bobina, paso de bobina, y número de pares de polos. En cualquier caso, cuanto más cortas sean las cabezas de bobina será mejor en lo que se refiere a pérdidas en el cobre. Por tanto, diferentes formas de las cabezas involucrando distintas cantidades de cobre llevará a distintos diámetros y longitudes óptimos, de acuerdo a (Eq. 139), para así conseguir el mismo cociente entre pérdidas en la parte recta y pérdidas en las cabezas de las bobinas. Por supuesto, el par por unidad de pérdidas será diferente también con distintas cabezas de bobina, siendo mayor cuanto más cortas sean estas. Cabezas de bobina demasiado cortas pueden llevar a incrementos en las pérdidas adicionales al crear componentes axiales del campo magnético alcanzando el núcleo desde los extremos, efecto de menor importancia en los diseños funcionando a baja frecuencia.

El cociente entre diámetro y longitud óptimos es a la postre sólo dependiente de P , k_{Pitch} , y k_{EW} , tal y como se muestra en la expresión (Eq. 140), derivada directamente de (Eq. 122), (Eq. 126), y (Eq. 127):

$$(Eq. 140) \quad \frac{D_{opt}}{L_{opt}} = \frac{P}{\pi \cdot k_{Pitch} \cdot k_{EW}}$$

Considerando que el tipo de bobinado se determina habitualmente antes de que el tamaño de máquina ha sido fijado, de acuerdo a limitaciones de fabricación, existe finalmente una relación óptima entre la longitud de la máquina, y el paso polar, que es la dada por

$$(Eq. 141) \quad L_{opt} = L_{pole} \cdot 2 \cdot k_{EW} \cdot k_{Pitch}$$

Considerando los rangos de variación antes mencionados para k_{EW} y para k_{Pitch} , se obtiene que

$$(Eq. 142) \quad k_{EW} \cdot k_{Pitch} \in [0.9, 2]$$

Considerando este rango de valores, el cociente óptimo entre diámetro y longitud, que determina directamente las dimensiones del entrehierro de la máquina y por tanto su forma externa, se representan en la Figura 55, en función del número de pares de polos. Se puede observar que cuanto más cobre hay involucrado en las cabezas de bobina la máquina ha de ser más larga para ser óptima, dado un número de pares de polos.

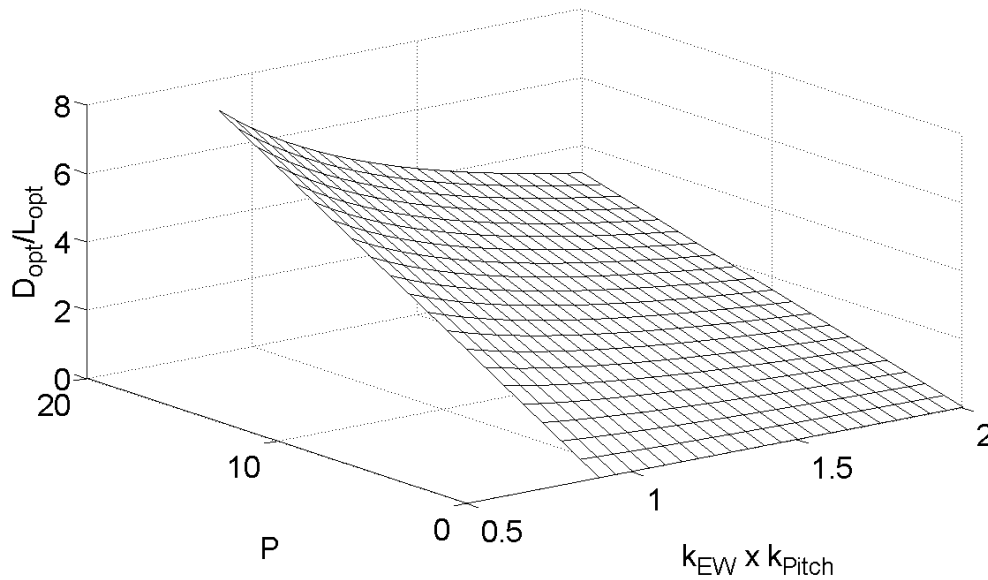


Figura 55. Cociente entre diámetro de entehierro y longitud de entehierro óptimos para distintos números de pares de polos en un rango típico del producto de los parámetros k_{EW} y k_{Pitch} .

6.6. EJEMPLO DE APLICACIÓN DE LA METODOLOGÍA

A modo de ejemplo se aplican las expresiones anteriormente presentadas para comparar resultados derivados de la máquina que se presenta en el Capítulo 8 con dos diseños con características constructivas similares pero diferente diámetro de entehierro, longitud, y número de pares de polos, que en el caso de las máquinas alternativas han sido seleccionados para conseguir un cociente entre par y pérdidas en el cobre óptimos, de acuerdo a la metodología aquí presentada. La comparación puede verse en la Tabla 16. Es preciso señalar que la máquina se construyó con hilo, si bien la forma de las cabezas de bobina simula la de una bobina preformada, con objeto de mayorar la inductancia de dispersión de cabezas de bobina. Se considera que las variables internas son iguales en los tres diseños.

Uno de los diseños alternativos presenta el mismo número de pares de polos que el prototipo, por lo que su diámetro y longitud óptima son notablemente diferentes. En el caso del segundo, presenta un número de pares de polos mayor, que ha sido escogido porque su diámetro y longitud son muy parecidos a los del prototipo

original. Ambos diseños alternativos consiguen, de acuerdo al modelo, mejor comportamiento que el prototipo en lo referido al cociente entre par desarrollado y pérdidas en el cobre. Bajo la hipótesis de que las pérdidas en el cobre son esencialmente las únicas en la máquina, ambas máquinas además serán más eficientes que la originalmente construida. La Tabla 16 ofrece valores medidos en el caso del prototipo construido los cuales se pueden contrastar con aquellos calculados mediante el empleo de la metodología presentada en este Capítulo.

Tabla 16. Ejemplo de aplicación del método de diseño presentado.

	Prototipo	Max T/Cu loss,P = 5	Max T/Cu loss,P = 12
B_{m-1}	0.95	0.95	0.95
j_{rms}	3.055×10^6	3.055×10^6	3.055×10^6
n_t	23	N/A	N/A
Meas. I_{rms}	29.23	N/A	N/A
h_s	0.094	0.094	0.094
r	0.4242	0.4242	0.4242
k_{cu}	0.3077	0.3077	0.3077
k_{d-1}	0.9561	0.9561	0.9561
k_{p-1}	0.9659	0.9659	0.9659
k_{sat}	1	1	1
k_{sat}	1	1	1
ρ_{Cu}	1.8×10^{-8}	1.8×10^{-8}	1.8×10^{-8}
k_{EW}	2.06	2.06	2.06
k_{Pitch}	0.8333	0.8333	0.8333
K_1	0.1773	0.1773	0.1773
K_2	0.5393	0.5393	0.2247
D	0.411	0.315	0.422
L	0.09	0.153	0.085
P	5	5	12
<i>Par Calculado</i>	555	555	555
<i>Par Medido</i>	546.0	N/A	N/A
<i>Cu loss Calc.</i>	829.6	659.4	485.5
<i>Cu loss Medida</i>	800.2	N/A	N/A
<i>T/Cu loss Calc.</i>	0.6689	0.8416	1.1431
<i>T/Cu loss Med.</i>	0.6823	N/A	N/A

6.7. MÁQUINAS OPERANDO A TRAVÉS DE UN CONVERTIDOR ELECTRÓNICO

La mayor parte de las aplicaciones de interés entre las que las máquinas consideradas en el presente Capítulo pueden tener relevancia requieren el uso de un convertidor electrónico de potencia para su operación, ya que la velocidad es habitualmente cambiante para adaptarla a la fuente renovable. El uso de un convertidor supone capacidad de control incrementada, y por tanto mejora en la capacidad de extraer energía. Asimismo, supone mayores pérdidas, sin efecto sobre el par, debido a los armónicos temporales de la corriente que circulan por los bobinados. Estos armónicos no contribuyen a generar par, y su importancia depende de la topología del convertidor, la lógica y frecuencia de conmutación, y la inductancia de la máquina. Es posible tener pérdidas en el cobre incrementadas en un 20% con respecto a aquellas que se tendrían en caso de que tan sólo el armónico fundamental de la corriente circulara por los bobinados de la máquina. El efecto de dichas pérdidas ha de considerarse al diseñar la máquina, en términos de calentamiento y de reducción de la eficiencia.

Es posible considerar una resistividad del cobre incrementada, de cara a ver el efecto de las pérdidas en el cobre adicionales, asociadas, por ejemplo a corrientes inducidas en su seno. De acuerdo a (Eq. 138), el diámetro óptimo no depende de la resistividad del cobre, por lo tanto la máquina diseñada como óptima para una aplicación determinada mediante el criterio aquí presentado lo seguirá siendo bien esté operada por un convertidor o no lo esté.

6.8. CONCLUSIONES

Las conclusiones que se pueden extraer de las páginas anteriores son las siguientes:

- El modelo empleado para calcular el par es suficientemente preciso para una etapa inicial de diseño.
- El cociente óptimo entre diámetro de entrehierro y longitud de máquina que maximizan el par por unidad de pérdidas en el cobre depende de las características del bobinado, del número de pares de polos, y de la carga de corriente y de imanes.
- La técnica constructiva de las bobinas, bien se conforme ésta con conductor de hilo de sección circular o pletina, con distintos tamaños de dicha sección y con distintas propiedades elasto-plásticas del material empleado, condiciona los valores óptimos de diámetro y longitud de entrehierro. Por tanto no hay diseño óptimo sino se considera una técnica constructiva específica. Se puede decir que las máquinas con bobinados de hilo tienden a presentar mayores diámetros óptimos, mientras que las de bobina preformada en pletina presentan típicamente mayores longitudes.
- Para cualquier máquina, el mínimo cociente entre pérdidas en el cobre y par se alcanza cuando el 33% de las pérdidas en el cobre están en las cabezas de bobina y el 66% están en la parte recta de las bobinas, sea cual sea el tipo de bobinado.

7. METODOLOGÍA DE DISEÑO DE MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES CON CONSIDERACIÓN DE LA INCERTIDUMBRE EN EL COSTE DE LAS MATERIAS PRIMAS

7.1. INTRODUCCIÓN

Las máquinas de imanes permanentes se usan cada día de forma más intensiva y en campos de aplicación más diversos. Si hace un tiempo se empleaban en electrodomésticos, máquinas de poca potencia, y algunas otras aplicaciones especiales, la mejora de las propiedades de los compuestos magnéticos con alta remanencia y coercitividad, así como la reducción de sus costes, han llevado a su uso masivo. La tendencia a la reducción de su coste está cambiando dramáticamente en cualquier caso. Considerando que los imanes tienen un impacto importante en el coste de una máquina eléctrica, la incertidumbre en su coste tiene un impacto importante en el coste de una máquina. Un diseño que puede ser considerado óptimo con un coste determinado de los imanes puede ser todo lo contrario si dicho coste cambia rápida e inesperadamente. De forma similar pudiera ocurrir con el cobre y con el acero magnético, si bien en este caso la incertidumbre es menor. En el siguiente Capítulo se presenta una metodología de diseño que considera esta incertidumbre con objeto de proporcionar el mejor diseño para una máquina en condiciones de indeterminación.

7.2. LA PROBLEMÁTICA EXISTENTE

En numerosas ocasiones los ingenieros se enfrentan al reto de optimizar un diseño, tratando de minimizar o maximizar una función objetivo determinada de acuerdo al propósito del diseño. Algunos de estos diseños establecerán un producto destinado a ser vendido por un largo tiempo, sin modificación alguna, especialmente si las posibilidades productivas o el sistema en el que será integrado no pueden ser adaptados a nuevas configuraciones. La función objetivo en ocasiones, casi siempre, incluye consideraciones de índole económico, estando a la postre condicionada por costes como por ejemplo los de las materias primas. Un diseño bueno en un escenario determinado de coste de las materias primas puede ser un mal diseño en el futuro si hay importantes cambios en el coste de dichas materias, por lo que afectará notablemente a la bondad de dicho diseño un cambio en los precios, y posiblemente a la competitividad de la empresa que lo comercializa.

El coste de los precios de los imanes se ha mostrado en los últimos tiempos como una fuente de incertidumbre muy elevada, sujeta a los caprichos no solo de los impredecibles mercados, sino de los movimientos geoestratégicos de los países que disponen de esta materia prima, de manera más importante los de la comunista y antidemocrática China, que controla el 97% de la extracción y procesado mundial de tierras raras [Humphries, 2010]. A modo de ejemplo de dicha incertidumbre, la evolución en los últimos años de los costes de los óxidos de Neodimio y Samario, requeridos para la fabricación de imanes de tierras raras se puede ver en la Figura 56.

La gestión de esta incertidumbre, también llamada estocasticidad, da lugar a la optimización estocástica, que trata de dar solución a un problema de optimización cuando se toma en consideración la falta de determinismo de algunas variables, buscando por tanto la mejor solución para el conjunto de escenarios estimados como posibles para el futuro.

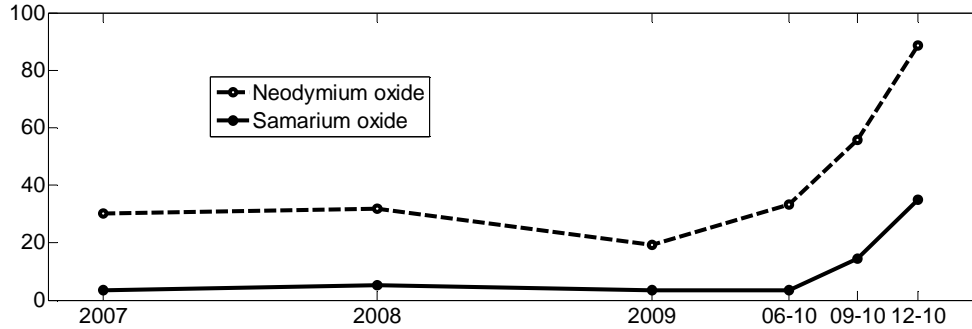


Figura 56. Evolución del coste de los óxidos de neodimio y de samario a lo largo de los últimos años. Precios al 99% de pureza, en US\$/kg FOB China [Lynas, online].

Este tipo de optimización ha sido empleada, por ejemplo, dentro del campo de la ingeniería eléctrica para la planificación del sistema eléctrico, donde tanto la demanda como el coste de los recursos energéticos son desconocidos [Dantzig, 1989].

Se puede encontrar en la literatura un número importante de algoritmos destinados a optimizar máquinas de imanes permanentes y otro tipo de máquinas eléctricas, algunos de ellos emplean una función objetivo unidimensional [Sim, 1997], otros emplean una multidimensional [Cho, 1999], [Chun, 2004], [Pellegrino, 2010]. Respecto a los modelos empleados se han propuesto analíticos [Cassimere, 2007] y numéricos de elementos finitos [Candela, 2008]. En lo que se refiere al algoritmo de optimización mismo, tanto los más clásicos como los más modernos han sido empleados. Entre los más recientes figuran los basados en poblaciones, a medio camino entre las técnicas de simulación y las de optimización, como los mostrados en [Cassimere, 2009][Uler, 1994][Cunkas, 2006]. De acuerdo a [Wieczorek, 1998] puede ser de interés combinar ambos tipos de métodos: un método basado en poblaciones busca un diseño cercano al óptimo, mientras que una técnica basada en el gradiente refina dicha búsqueda a un dominio mucho menor, obteniendo el verdadero óptimo en un tiempo inferior. Esto puede servir para evitar el uso de algoritmos de búsqueda directa cuando el espacio de diseño es grande y existen muchos óptimos locales en su dominio, caso en el cual se puede alcanzar uno de ellos en vez del óptimo global [Bianchi, 1998].

En lo que se refiere a funciones objetivo, son diversas las propuestas por parte de los diseñadores, dependiendo de la aplicación, la cual restringe el espacio de diseño y fija el propósito de la optimización. Pueden ir desde la minimización del peso hasta la de las pérdidas. Para sistemas de energía renovable, habitualmente la función objetivo más interesante es el coste de la energía generada, como se considera en [Li, 2009].

El presente Capítulo propone el uso de un algoritmo genético, incluido entre los basados en poblaciones, con el propósito de buscar un diseño óptimo de una máquina, y asumiendo falta de determinismo en el coste de las materias primas: imanes, cobre, y acero magnético. La función objetivo propuesta, que es la que se pretende en este caso minimizar, se basa en el coste de la energía generada por el sistema, estando constituida por el llamado valor de la información perfecta sobre las variables inciertas. La disponibilidad de dicha información perfecta convertiría el problema en determinista. La aproximación estocástica al problema empleada de manera prioritaria en este Capítulo busca el diseño que reduce al máximo el valor de tener dicha información perfecta. Alternativamente se presenta otra función objetivo, con objeto de contrastar la bondad de ambos métodos, siendo esta segunda el máximo arrepentimiento, el cual se pretende minimizar. Todo esto se considera en términos de coste de la energía.

El modelo físico de la máquina incluye un modelo térmico y uno de desmagnetización, y por otro lado se emplea un modelo de costes que considera, entre otros, los costes de fabricación de los bobinados, los costes de estampación de laminaciones, y otros componentes del coste total. El modelo se enmarca en el ámbito de las turbinas eólicas de media potencia.

7.3. DEFINICIÓN Y FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

El objetivo principal es obtener un diseño óptimo cuando se carece de información sobre la evolución futura de algunas variables de las que depende la bondad de tal

diseño. En el campo de las máquinas de imanes permanentes esto tiene gran importancia, puesto que especialmente los precios de los imanes son muy sensibles a las circunstancias económicas (oferta y demanda presentes y previsiones) y geopolíticas (garantía de abastecimiento, especulación de los países con sus reservas...). Adicionalmente, cobre y acero magnético se consideran también de evolución desconocida. No se consideran de igual manera los aislamientos, componentes estructurales, y otros procesos, muchos de los cuales son iguales para cada diseño, y no cambiarán significativamente mientras que las máquinas candidatas mantengan similares sus prestaciones. No ocurre así con algunos costes de fabricación, dependientes de la máquina específica.

7.3.1. Definiciones

Con objeto de gestionar la estocasticidad es preciso formular de manera matemáticamente rigurosa aquellos conceptos que permiten el manejo de la incertidumbre. El primer concepto es el de “información perfecta”. Tener dicha información significa que existe determinismo sobre la evolución de las variables. La posesión de dicha información permite obtener los óptimos para un escenario que se sabe a ciencia cierta que va a ocurrir. Optimizar de manera estocástica trata de encontrar el diseño que minimiza la ventaja de tener tal información perfecta, por tanto reduciendo al mínimo la penalización que la falta de información confiere al diseño. En otras palabras, el diseño no debe ser sensible a cambios de escenario, al menos en los términos que marca la función objetivo escogida. El segundo concepto por definir es el de “arrepentimiento”, que puede considerarse la diferencia entre el óptimo determinista de la función objetivo en un escenario dado y el valor de la función objetivo de otro diseño en ese escenario, esto es, la diferencia entre el valor de la función objetivo del diseño obtenido en condiciones de información perfecta y el valor de la función objetivo de otro diseño. El valor de la “información perfecta” se define entonces como el promedio de arrepentimientos de un diseño específico en el conjunto de los escenarios. Tal promedio se pondera con la probabilidad de

ocurrencia considerada para cada escenario posible. La mejor máquina desde un punto de vista estocástico será la que minimice el valor de la información perfecta, dado que la calidad del diseño en términos de la función objetivo es menos dependiente del futuro escenario de coste.

7.3.2. Formulación matemática del problema

Todo esto se formula matemáticamente en las siguientes líneas. Lo primero es necesario definir las variables de diseño a considerar durante la optimización. Estas se listan en la Tabla 17, y forman el vector de variables de diseño, que es

$$(Eq. 143) \quad \vec{X} = [D, L, P, h_s, r, t_m, r_c, \alpha_m]$$

Tabla 17. Variables de diseño consideradas para la optimización.

D	Diámetro de entrehierro
L	Longitud axial de entrehierro
P	Número de pares de polos
h_s	Altura de ranura
r	Ratio entre ancho de ranura y paso de diente
t_m	Espesor de imán en dirección radial
r_c	Ratio entre espesor de culata y altura de imán
α_m	Ratio entre ancho de imán y paso polar

Por otra parte, el vector de costes específicos representa el coste por unidad de masa de las materias primas en el escenario considerado, y se define como:

$$(Eq. 144) \quad \vec{C} = [c_{magnets}, c_{copper}, c_{steel}]$$

Por tanto, el coste de la energía para un diseño dado, \vec{X} , construido en un escenario de costes representado por \vec{C} , está dado por la función

$$(Eq. 145) \quad F = F(\vec{X}, \vec{C})$$

Siendo n el número total de escenarios de coste en consideración, p_j se define como la probabilidad de ocurrencia del escenario j , $\forall j \in \mathfrak{N}, j=1 \dots n$, siendo requisito

$$\text{que } \sum_{j=1}^n p_j = 1.$$

El diseño

$$(Eq. 146) \quad \bar{X}_j = [D_j, L_j, P_j, h_{s_j}, r_j, t_{m_j}, r_{c_j}, \alpha_{m_j}]$$

es

$$(Eq. 147) \quad \bar{X}_j / F(\bar{X}_j, \bar{C}_j) = \min F(\bar{X}, \bar{C}_j)$$

y se le conoce como el óptimo determinista para el escenario de costes j , y por tanto $F(\bar{X}, \bar{C}_j)$ es la función objetivo para dicha optimización determinista en el escenario de costes \bar{C}_j . El arrepentimiento de un diseño definido por el vector de variables de diseño \bar{X} en el escenario j está dado por

$$(Eq. 148) \quad R = R(\bar{X}, \bar{C}_j) = F(\bar{X}, \bar{C}_j) - F(\bar{X}_j, \bar{C}_j)$$

Siendo el valor de la información perfecta de un diseño definido por \bar{X} el dado como

$$(Eq. 149) \quad VPI = VPI(\bar{X}) = \sum_{j=1}^n R(\bar{X}, \bar{C}_j) \cdot p_j$$

lo que representa el promedio del arrepentimiento esperado de un diseño dado en un ambiente de incertidumbre cuyos escenarios están definidos por los vectores de costes \bar{C}_j y las probabilidades de ocurrencia p_j .

La máquina óptima estocástica está dada por el vector de variables de diseño que satisface que

$$(Eq. 150) \quad \bar{X}_{op} / VPI(\bar{X}_{op}) = \min VPI(\bar{X})$$

siendo por tanto la función $VPI(\bar{X})$ la función objetivo de la optimización estocástica. Dado que la computación del valor de la información perfecta (VPI) de cualquier diseño requiere conocimientos sobre el arrepentimiento mostrado por dicho diseño en cada escenario, es necesario llevar a cabo una optimización determinista para cada uno de los escenarios de coste al comienzo de optimización estocástica.

Adicionalmente, el vector de arrepentimientos se define como

$$(Eq. 151) \quad R\bar{V} = [R(\bar{X}_{op}, \bar{C}_1), \dots, R(\bar{X}_{op}, \bar{C}_j), \dots, R(\bar{X}_{op}, \bar{C}_n)]$$

Mientras que la matriz de arrepentimientos cruzados está dada por

$$(Eq. 152) \quad CR = \begin{bmatrix} R(\bar{X}_1, \bar{C}_1) & \dots & \dots & R(\bar{X}_1, \bar{C}_n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & R(\bar{X}_i, \bar{C}_j) & \dots & \dots \\ R(\bar{X}_n, \bar{C}_1) & \dots & \dots & R(\bar{X}_n, \bar{C}_n) \end{bmatrix}$$

cuyos elementos muestran el arrepentimiento de una máquina óptima determinista en el escenario i cuando se considera construida bajo los costes de las materias primas del escenario j . Ha de notarse que esta matriz no es simétrica y que los términos de la diagonal son todos nulos.

7.4. MODELO FÍSICO Y DE COSTES

La metodología de diseño estocástico presentada puede ser aplicada a cualquier modelo físico de máquina eléctrica, si bien en este caso, y a modo de ejemplo, se

emplea el modelo físico presentado en esta Tesis. Se consideran por tanto las máquinas de imanes superficiales, totalmente encapsuladas, no ventiladas, refrigeradas por la periferia de la carcasa por medio de aletas. Se asume que los bobinados son preformados, hechos de pletina, consiguiendo un factor de relleno medio-alto. Se organizan en doble capa, con un número bajo de ranuras por polo y fase para evitar la fabricación de muchas bobinas, siendo el número no entero para así reducir el par de *cogging*.

Cualquier diseño de máquina queda determinado unívocamente por las variables de diseño dadas en la Tabla 17. Dichas variables serán las determinadas por el algoritmo de optimización. Adicionalmente existen parámetros de diseño, tal y como se mostró en el Capítulo 4, que no se considera que varíen pero que en un momento dado, y con objeto de ampliar el dominio del espacio de diseño, pudieran pasar a ser variables. El valor considerado por dichos parámetros en el ejemplo que sigue es el dado por la Tabla 18. La selección de las variables de diseño es importante hacerla con buen criterio, puesto que es preciso evitar tener demasiadas pero también hay que procurar no restringir demasiado la libertad del algoritmo para buscar a lo largo y ancho del espacio de diseño.

Las variables de diseño consideradas, juntamente con los parámetros definidos en el Capítulo 4, son suficientes para definir la máquina desde un punto de vista magnético (punto de operación del imán, permeancia vista por el bobinado, permeancia de fugas), desde un punto de vista eléctrico (fuerza electromotriz interna e inductancias) que lleva hasta un circuito equivalente, y desde un punto de vista térmico (clase de calentamiento de la máquina). Basado en esta caracterización se puede determinar la eficiencia, temperatura, y cualquier otra variable eléctrica de la máquina para cualquier punto de operación.

Tabla 18. Parámetros considerados para el diseño.

Variable	Valor	Descripción
q	1.2	Bobinas por fase y polo
k_c	0.62	Factor de relleno de la ranura
k_l	0.95	Factor de apilado
H_c	-850000 A/m	Fuerza coercitiva considerada para los imanes
B_r	1.1 T	Campo remanente considerado para los imanes
B_{\min}	-0.1 T	Mínimo campo lineal en los imanes
μ_{magnet}	1.05	Permeabilidad magnética relativa de los imanes
t_g	$D/600$	Espesor del entrehierro
k_{ew}	2	Ratio entre longitud de cabeza de bobina y paso de bobina
V	415 V	Tensión a plena carga
k_{fins}	3	Factor de evacuación de calor de las aletas
w_s	5 m/s	Velocidad de viento disponible para refrigeración.
L_{add}	1.5 veces el paso polar	Longitud adicional de la carcasa respecto al núcleo.
k_{hys}	$100.4 W / m^3 / Hz / T^2$	Caracteriza las pérdidas por histéresis del núcleo magnético
k_{eddy}	$0.822 W / m^3 / Hz^2 / T^2$	Caracteriza las pérdidas de eddy del núcleo magnético
k_{add}	$2.485 W / m^3 / Hz^{1.5} / T^{1.5}$	Caracteriza las pérdidas adicionales del núcleo magnético

En cuanto a los costes, el modelo aquí empleado se basa en las variables de diseño y en los parámetros que definen cada máquina para establecer el coste global de la máquina eléctrica. Se consideran tanto materiales como costes de mano de obra. El coste global de la máquina puede repartirse entre los siguientes conceptos:

- Acero magnético para el núcleo estatórico.
- Corte de sectores de acero magnético.
- Apilado de sectores para formar el bloque.
- Pletina de cobre para la construcción de bobinas.
- Materiales aislantes para las bobinas.
- Tiempo invertido en el proceso de conformado de bobinas.
- Tiempo invertido en el proceso de inserción de bobinas.
- Realización de conexiones entre bobinas.

- Imanes.
- Tiempo de ensamblaje de imanes sobre el rotor de la máquina.
- Componentes estructurales, carcasa, rodamientos, eje, y otros.

Considerando estos costes, y basado en la información proporcionada por la Tabla 19, se puede desarrollar el coste de cualquier diseño mostrado en este Capítulo. Es preciso mencionar que ir más allá en el detalle del desarrollo de un modelo de costes no es propósito de esta Tesis, y que es la metodología y la aproximación al problema de optimización lo que aquí se presenta, y no un resultado específico. Los costes se indican en una divisa imaginaria a la que se ha bautizado como *Monetary Units*, o MU, y que su valor ha sido escogido de tal forma que el coste de la máquina óptima en el escenario de costes de materias primas medios del ambiente de variabilidad base es 1000 MU, tal y como se muestra en la Tabla 24.

Tabla 19. Parámetros específicos del modelo de costes.

Variable	Valor	Descripción
Steel coil width	0.55 m	Ancho del carrete de acero sobre el que opera la prensa.
k_lamination	0.6	Factor de aprovechamiento del acero
n_punchings	400000	Número de golpes de troquel entre afilados
Cost per punch	272e-6 MU	Coste de cada golpe de troquel
Die cost	124.5 MU	Coste de troquel.
Cost of labor	0.24 MU/h	Coste de mano de obra
Stacking rate	112 lam/hora	Tasa de apilado de laminaciones
T_coil	6.75 horas	Tiempo de fabricación por bobina
T_assembly_winding	1.7 horas	Tiempo de ensamblaje en el núcleo por bobina
T_conection	0.7 horas	Tiempo para realizar el conexionado por bobina
T_pole	0.75 horas	Tiempo de ensamblaje de imán por polo
T_assembly	16 horas	Tiempo de ensamblaje definitivo
T_tests	16 horas	Tiempo para ensayos de calidad
Cost of structure	194.6MU	Coste de la estructura soporte
Cost of insulation	53.2MU	Coste de los aislamientos
Cost of magnets	Estocástico	Coste por unidad de masa de los imanes
Cost of copper	Estocástico	Coste por unidad de masa del cobre
Cost of mag.steel	Estocástico	Coste por unidad de masa del acero magnético

7.5. RESTRICCIONES, FUNCIÓN OBJETIVO, Y CONDICIONES DE CONTORNO

7.5.1. Restricciones

Cada diseño propuesto por el algoritmo de optimización ha de satisfacer ciertas limitaciones, conocidas como restricciones, que se derivan de límites operativos de la máquina. Estas restricciones se muestran en la Tabla 20.

Tabla 20. Restricciones de diseño consideradas.

Restricción	Límites	Descripción
Desmagnetización	B_{\min}	El máximo campo magnético inverso durante un cortocircuito franco trifásico no puede generar desmagnetización.
Factor de potencia	0.9	El factor de potencia en operación con estrategia de máximo par por amperio no puede estar por debajo de este valor.
Temperatura	125°C	La temperatura de punto caliente no puede ir más allá de este valor cuando se opera en ambiente a 45°C, lo cual convierte a la máquina en Clase B de calentamiento.
Saturación	1.8 T	El campo B en la cara del diente no puede ir por encima de éste valor ya que es el umbral de la saturación magnética.

7.5.2. Función objetivo

Por otra parte, considerando que el envío de energía a la red eléctrica es el propósito principal de una aplicación renovable en la que se introduce un generador eléctrico, y considerando que los criterios que rigen la generación de energía son, además de técnicos, económicos, la minimización del coste de la energía es el objetivo de la optimización.

La máquina eléctrica es parte de un sistema mayor, en este caso la turbina eólica, que proporciona al generador eléctrico la potencia mecánica que éste convierte en potencia eléctrica. El coste de energía considerado por tanto ha de ser el coste de la energía del sistema completo. De otro modo la solución encontrada pudiera ser óptima para el subsistema generador, pero pudiera ser totalmente fallida en términos de bondad para el sistema conjunto. Por ejemplo, si tan sólo se considerara minimizar el coste de la energía del generador, esto pudiera llevar a un diseño de máquina muy

poco eficiente pero muy barato. En ese caso, el resto de la turbina eólica estaría infrautilizada, dado que su diseño está hecho para soportar cargas aerodinámicas para una potencia determinada, que en este caso estaría en buena parte invertida en grandes pérdidas en la máquina eléctrica. La forma de evitar esto que se ha escogido en este caso se basa en la inclusión del coste del resto de la turbina eólica en la función objetivo, bajo la hipótesis de que este no cambia con el diseño particular del generador que en ésta se instale. La verosimilitud de esta hipótesis es alta, dado que el espacio de diseño abarcado por las máquinas propuestas por el algoritmo de optimización, como se verá más adelante, no es tan amplio.

Por tanto, la función objetivo se define como:

$$(Eq. 153) \quad CoE = \frac{GenCost(D, L, P, h_s, r, t_m, r_c, \alpha_m) + T_{Cost}}{TodayEnergy}$$

donde T_{Cost} es el coste total del resto del sistema de generación, la turbina por ejemplo, y $TodayEnergy$ es la energía enviada por el sistema a la red eléctrica en el punto de conexión, considerando un factor de disponibilidad y una tasa de descuento que dan un valor presente de la energía de

$$(Eq. 154) \quad TodayEnergy = \sum_{i=1}^y \frac{AEP}{(1 + dr)^i}$$

donde AEP es la producción energética anual (*annual energy production*), dr es la tasa de descuento anual considerada, asociada a criterios económico-financieros, e y es la vida esperada para el sistema, en años.

Los resultados presentados a continuación asumen un valor de T_{Cost} de 4000 MU.

7.5.3. Condiciones de contorno

Las condiciones de contorno son el modo de funcionamiento que externamente se le exige al sistema. Están relacionadas, en el caso ejemplo de una turbina eólica, con la

distribución de probabilidad de vientos esperados, la velocidad de viento de arranque de la máquina, la velocidad de viento nominal, la velocidad de parada, el factor de potencia, y la velocidad de punta de pala a la que la máquina está diseñada para operar.

De manera simplificada se ofrece en la Tabla 21 una distribución discreta de probabilidad de ocurrencia de vientos, derivada de una distribución continua Weibul, a la que corresponde una velocidad de rotación, dependiente del diseño aerodinámico de la turbina, y un par mecánico al que el generador eléctrico ha de oponerse durante el régimen permanente. Como se puede ver, las condiciones de contorno determinan la entrada de energía a la turbina eólica, y por tanto al generador, a lo largo de toda su vida útil.

Tabla 21. Condiciones de contorno: operación de la máquina.

Probabilidad	Velocidad de viento (m/s)	Velocidad de rotación (rpm)	Par(Nm)
0.0988	0	0	0
0.1099	2.5	7.74	8848
0.1317	3.5	10.84	17336
0.1376	4.5	13.93	28672
0.1298	5.6	17.03	42816
0.1124	6.6	20.13	59816
0.0903	7.6	23.23	79624
0.1069	9.0	27.56	112136
0.0613	9.9	30.38	138304
0.0208	>9.9	30.38	148000

7.6. OPTIMIZACIÓN EN EL AMBIENTE DE INCERTIDUMBRE BASE

Se define un ambiente de incertidumbre considerado “base” para los costes de cada material mediante la Tabla 22. En ella se pueden ver los costes considerados para una evolución considerada optimista, media, y pesimista de la valoración de las materias primas. Posteriormente se estudiará el caso de un ambiente de incertidumbre con mayor variabilidad para comparación de resultados.

Tabla 22. Ambiente de incertidumbre base. Coste en MU/kg de las materias primas en cada escenario futuro y su probabilidad de ocurrencia.

	Optimista (O)		Medio (M)		Pesimista (P)	
	Coste	Probabilidad	Coste	Probabilidad	Coste	Probabilidad
Imán	0.194	0.15	0.389	0.6	0.778	0.25
Cobre	0.032	0.25	0.051	0.5	0.071	0.25
Acero magnético	0.0045	0.3	0.0068	0.5	0.0077	0.2

Los escenarios se conforman mediante la combinación de los distintos costes de materias primas, considerados estos sucesos independientes. Esto significa que un material puede evolucionar de manera pesimista mientras que otro puede hacerlo de manera optimista al mismo tiempo. Por tanto, el conjunto de escenarios futuros a considerar y sus probabilidades de ocurrencia están dados por la Tabla 23.

Tabla 23. Ambiente de incertidumbre base. Escenarios futuros y probabilidad de ocurrencia.

Escenario	Probabilidad	Escenario	Probabilidad	Escenario	Probabilidad
1 OOO	0.01125	10 MOO	0.045	19 POO	0.01875
2 OOM	0.01875	11 MOM	0.075	20 POM	0.03125
3 OOP	0.0075	12 MOP	0.03	21 POP	0.0125
4 OMO	0.0225	13 MMO	0.09	22 PMO	0.0375
5 OMM	0.0375	14 MMM	0.15	23 PMM	0.0625
6 OMP	0.015	15 MMP	0.06	24 PMP	0.025
7 OPO	0.01125	16 MPO	0.045	25 PPO	0.01875
8 OPM	0.01875	17 MPM	0.075	26 PPM	0.03125
9 OPP	0.0075	18 MPP	0.03	27 PPP	0.0125

En el código de tres letras la letra O significa Optimista, la letra M significa Medio, y la letra P significa Pesimista. La primera letra representa el escenario al que evolucionan los imanes, la segunda el cobre, y la tercera el acero magnético.

En primer lugar, como ya se presentó anteriormente, es preciso obtener los resultados de la optimización determinista del coste de la energía en cada escenario. Esto considera disponibilidad de información perfecta dentro de cada escenario. Algunos números de interés de los diseños resultantes de dicha optimización para cada escenario pueden verse en la Tabla 24. Tal y como se aprecia en dicha tabla, algunos escenarios hacen más favorable aquellos diseños con mayor cantidad de un material determinado que otros, aunque dicha tendencia está fuertemente moderada por las restricciones y por la función objetivo definida. La Tabla 25 muestra los valores de las variables de diseño para los óptimos de cada escenario.

Tabla 24. Diseños óptimos para cada escenario del ambiente de incertidumbre base.

Escenario	Coste de energía x1e6 (MU/kWh)	Coste de máquina (MU)	Eficiencia a plena carga (p.u.)	Masa de Imán (kg)	Masa de Cobre (kg)	Masa de acero magnético sin cortar(kg)
OOO	406.3	896	0.9557	394	1395	5351
OOM	407.5	909	0.9547	373	1529	5047
OOP	408.0	914	0.9545	377	1518	5006
OMO	408.6	920	0.9547	399	1349	5257
OMM	409.9	932	0.9529	395	1407	4832
OMP	410.4	936	0.9526	393	1394	4839
OPO	410.8	943	0.9536	389	1292	5229
OPM	412.2	958	0.9525	383	1379	4847
OPP	412.6	962	0.9522	388	1351	4833
MOO	412.2	966	0.9554	354	1604	5219
MOM	413.3	984	0.9567	342	1667	5493
MOP	413.93	990	0.9564	349	1577	5468
MMO	414.8	996	0.9547	355	1569	5162
MMM	415.8	1000	0.9524	346	1452	5010
MMP	416.3	1010	0.9537	340	1529	5172
MPO	417.1	1015	0.9532	357	1274	5574
MPM	418.0	1027	0.9532	360	1304	5372
MPP	418.6	1023	0.9498	342	1342	4851
POO	422.9	1101	0.9577	322	1688	6029
POM	424.4	1112	0.9560	315	1584	5954
POP	424.6	1118	0.9565	332	1682	5569
PMO	425.4	1114	0.9527	321	1512	5332
PMM	426.6	1129	0.9527	322	1468	5376
PMP	427.3	1144	0.9548	321	1525	5680
PPO	427.7	1137	0.9514	322	1405	5300
PPM	428.9	1150	0.9511	322	1347	5338
PPP	429.4	1153	0.9504	319	1330	5325

Tabla 25. Valores de las variables de diseño para los óptimos deterministas de cada escenario en el ambiente de incertidumbre base.

Escenario	D (m)	L (m)	P	hs (m)	r	tm (m)	rc (m)	α_m
OOO	2.364	0.389	20	0.095	0.51	0.0221	0.24	0.80
OOM	2.715	0.309	20	0.095	0.51	0.0237	0.24	0.78
OOP	2.702	0.308	20	0.095	0.51	0.0238	0.24	0.79
OMO	2.346	0.384	20	0.095	0.50	0.0230	0.25	0.79
OMM	2.589	0.311	20	0.095	0.50	0.0252	0.25	0.80
OMP	2.581	0.313	20	0.095	0.50	0.0254	0.25	0.79
OPO	2.358	0.395	20	0.090	0.49	0.0216	0.24	0.80
OPM	2.574	0.328	20	0.090	0.51	0.0235	0.24	0.80
OPP	2.544	0.331	20	0.090	0.51	0.0237	0.24	0.81
MOO	2.793	0.311	20	0.095	0.51	0.0231	0.23	0.73
MOM	2.824	0.326	20	0.095	0.51	0.0221	0.23	0.70
MOP	2.690	0.347	20	0.094	0.51	0.0216	0.23	0.71
MMO	2.803	0.307	20	0.094	0.51	0.0232	0.23	0.73
MMM	2.743	0.325	20	0.087	0.51	0.0225	0.23	0.71
MMP	2.805	0.323	20	0.089	0.51	0.0223	0.23	0.70
MPO	2.331	0.451	20	0.085	0.49	0.0193	0.24	0.73
MPM	2.357	0.425	20	0.086	0.50	0.0204	0.24	0.73
MPP	2.712	0.333	20	0.082	0.50	0.0224	0.23	0.70
POO	2.843	0.367	20	0.091	0.50	0.0198	0.22	0.64
POM	2.769	0.397	20	0.084	0.51	0.0190	0.22	0.62
POP	2.870	0.332	20	0.093	0.51	0.0215	0.22	0.67
PMO	2.871	0.342	20	0.083	0.51	0.0211	0.22	0.64
PMM	2.804	0.357	20	0.082	0.51	0.0206	0.22	0.65
PMP	2.742	0.383	20	0.084	0.51	0.0197	0.22	0.64
PPO	2.821	0.355	20	0.081	0.49	0.0206	0.22	0.65
PPM	2.683	0.389	20	0.078	0.50	0.0197	0.22	0.65
PPP	2.713	0.388	20	0.077	0.49	0.0196	0.22	0.64

Una vez se ha realizado el proceso de optimización determinista en cada escenario es preciso ampliar y buscar un óptimo que lo sea con criterios de estocasticidad, esto es, uno que presente el mínimo valor posible de la información perfecta, que es en este caso la función objetivo. Considerando la información proporcionada por la optimización determinista, el coste de la energía es también la base de la función objetivo del proceso de optimización estocástico. Dada la definición que se realizó de la información perfecta, ésta presenta un valor que es el promedio ponderado de la diferencia de coste de la energía entre el óptimo estocástico y los deterministas de cada uno de los escenarios.

Los escenarios del ambiente de incertidumbre base son los definidos por la Tabla 22. El mejor diseño estocástico es el dado por la Tabla 26. El valor de la función objetivo, esto es la información perfecta, se muestra en dicha tabla en su magnitud original y en una en que se convierte para ser expresada en términos económicos absolutos, usando para ello la energía generada a lo largo de la vida del sistema actualizada tal y cómo se mostró en (Eq. 154).

Tabla 26. Ambiente de incertidumbre base: principales valores descriptores del óptimo estocástico.

Variable	Valor
Valor de la info. perfecta x 109	148.30 MU/kWh
Valor monetario de la info perfecta	1.79 MU
Eficiencia a plena carga	0.953
Masa de imán	339 kg
Masa de cobre	1525 kg
Masa de acero	5158 kg
D	2.805 m
L	0.323 m
P	20
hs	0.088 m
r	0.510
tm	0.0222 m
rc	0.22 m
α_m	0.69

Aunque el óptimo estocástico es óptimo en ese contexto, no es el mejor diseño para ningún escenario. La calidad del óptimo puede ser evaluada mediante la comparación del valor de la información perfecta de dicho óptimo con aquella del resto de diseños. Más allá, el valor monetario de la información perfecta de cada diseño comparada con la del óptimo puede verse mediante la diferencia entre los valores de la información perfecta del óptimo estocástico dado por la Tabla 26 y los valores de la información perfecta de cada diseño óptimo determinista en un escenario dado. A esta diferencia, mostrada para el caso ejemplo en la Figura 57, la bautizo como el exceso de valor de la información perfecta. En dicha Figura 57 es posible ver qué escenarios proporcionan mejores máquinas en términos estocásticos. Esos escenarios son del 10 al 19, en los cuales los imanes están bajo la hipótesis de evolución media en sus costes.

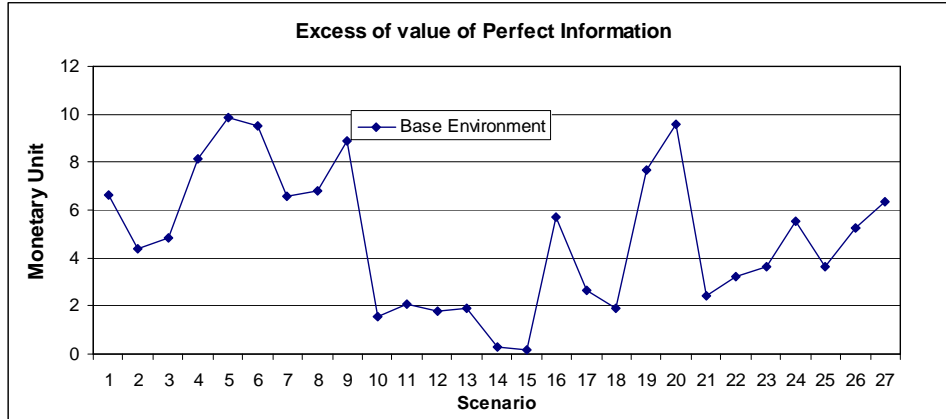


Figura 57. Ambiente de incertidumbre base. Valor de la información perfecta de los óptimos deterministas en cada escenario menos valor de la información perfecta del óptimo estocástico.

Otro análisis de interés es el que se refiere al arrepentimiento de un diseño óptimo para un escenario cuando se aplica a un un escenario de costes distinto. El valor de la información perfecta ya da por sí solo una indicación de esto, si bien la información completa está expresada en la matriz de arrepentimientos, que puede verse en forma gráfica en la Figura 58. Dado que los algoritmos genéticos no garantizan encontrar un óptimo, la matriz de arrepentimientos muestra algunos términos negativos: esto significa que una máquina óptima en un escenario es incluso mejor que la máquina obtenida como óptima para otro escenario, lo cual sólo ocurre en escenarios muy similares en cuanto a costes de las materias primas.

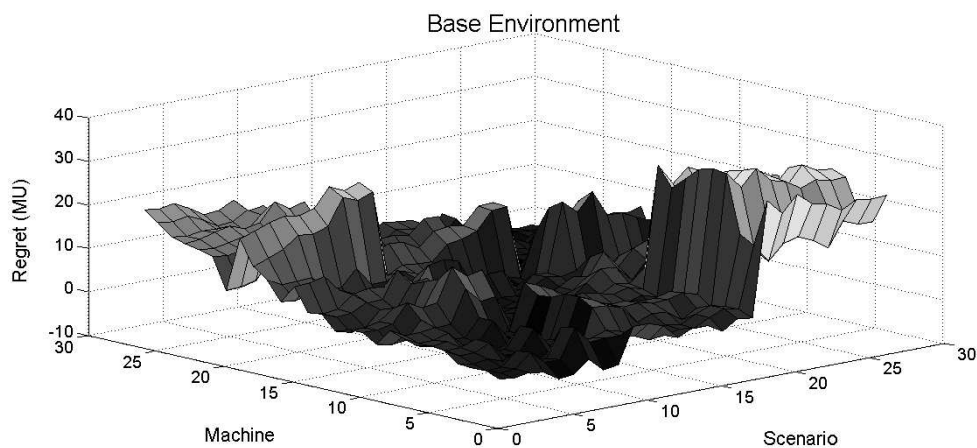


Figura 58. Representación de la matriz de arrepentimientos en el ambiente de incertidumbre base.

7.7. OPTIMIZACIÓN EN EL AMBIENTE DE INCERTIDUMBRE ALTA

Está claro que la optimización estocástica tiene más sentido en un ambiente en el que el futuro está altamente indeterminado. Esto significa que la varianza es alta. Por esto se considera otro ambiente, el dado por la Tabla 27, para la evaluación del método propuesto.

Tabla 27. Ambiente de incertidumbre alta. Coste en MU/kg de las materias primas en cada escenario futuro y probabilidad de ocurrencia.

	Optimista (O)		Medio (M)		Pesimista (P)	
	Coste	Probabilidad	Coste	Probabilidad	Coste	Probabilidad
Imán	0.194	0.3	0.3894	0.4	1.427	0.3
Cobre	0.025	0.3	0.051	0.4	0.071	0.3
Acero magnético	0.0032	0.3	0.0068	0.4	0.0077	0.3

Es preciso computar el conjunto de óptimos deterministas para los nuevos escenarios, puesto que no sólo las probabilidades de ocurrencia han cambiado, sino también el coste de los materiales en cada uno de ellos. Las variables de diseño obtenidas para dichos óptimos son las mostradas por la Tabla 29, mientras que otras características de interés se presentan en la Tabla 28. Se puede ver en dicha tabla que los diseños óptimos son mucho más diferentes de un escenario a otro de lo que eran en el caso del ambiente de incertidumbre base, teniendo los costes de las materias primas fuerte influencia tanto en determinar el coste de la máquina como su eficiencia, y por tanto también en el coste del la energía del sistema completo.

Tabla 28. Valores de interés de los diseños óptimos en cada escenario del ambiente de incertidumbre alta.

Escenario	Coste de energía (MU/kWh)	de x1e6	Coste de máquina (MU)	Eficiencia a plena carga (p.u.)	Masa de Imán (kg)	Masa de Cobre (kg)	Masa de acero magnético sin cortar(kg)
OOO	404.9		881	0.9560	359	1574	5281
OOM	406.7		897	0.9542	374	1527	4969
OOP	411.0		944	0.9525	390	1488	4721
OMO	408.0		913	0.9547	396	1353	5284
OMM	409.9		935	0.9536	389	1450	4900
OMP	414.2		972	0.9497	394	1369	4513
OPO	417.4		1024	0.9531	399	1165	5691
OPM	419.4		1031	0.9489	385	1125	5159
OPP	423.9		1082	0.9480	406	1156	4670
MOO	410.5		950	0.9570	340	1682	5536
MOM	412.4		970	0.9559	347	1654	5307
MOP	417.0		1021	0.9541	363	1572	4996
MMO	414.1		989	0.9554	348	1562	5335
MMM	415.8		1002	0.9530	350	1476	5035
MMP	420.2		1045	0.9499	360	1374	4686
MPO	423.5		1075	0.9484	350	1096	5416
MPM	425.4		1097	0.9483	343	1133	5250
MPP	429.8		1146	0.9465	351	1208	4705
POO	437.2		1275	0.9585	259	1700	5416
POM	439.2		1298	0.9583	252	1637	5676
POP	443.3		1330	0.9528	260	1467	4666
PMO	440.5		1304	0.9554	254	1459	5311
PMM	442.2		1322	0.9545	253	1460	5159
PMP	446.3		1359	0.9510	258	1361	4585
PPO	449.1		1374	0.9471	258	995	4998
PPM	451.0		1382	0.9430	249	1002	4581
PPP	454.9		1420	0.9402	252	1017	4139

Tabla 29. Valores de las variables de diseño para los óptimos deterministas encontrados para cada escenario en el ambiente de alta variabilidad.

Escenario	D (m)	L (m)	P	hs (m)	r	tm (m)	rc (m)	α_m
OOO	2.710	0.327	20	0.095	0.51	0.0225	0.23	0.74
OOM	2.731	0.302	20	0.095	0.51	0.0242	0.24	0.78
OOP	2.742	0.283	20	0.095	0.51	0.0257	0.24	0.81
OMO	2.358	0.384	20	0.095	0.50	0.0230	0.25	0.78
OMM	2.623	0.313	20	0.094	0.51	0.0244	0.24	0.80
OMP	2.685	0.285	20	0.091	0.50	0.0263	0.25	0.81
OPO	2.366	0.418	20	0.092	0.42	0.0204	0.25	0.82
OPM	2.623	0.343	20	0.088	0.41	0.0217	0.25	0.82
OPP	2.678	0.324	20	0.079	0.46	0.0246	0.25	0.79
MOO	2.826	0.328	20	0.095	0.51	0.0218	0.22	0.69
MOM	2.852	0.309	20	0.095	0.51	0.0228	0.23	0.71
MOP	2.811	0.295	20	0.094	0.51	0.0240	0.24	0.75
MMO	2.779	0.324	20	0.093	0.50	0.0223	0.23	0.72
MMM	2.741	0.320	20	0.089	0.51	0.0230	0.23	0.72
MMP	2.734	0.304	20	0.086	0.51	0.0239	0.24	0.75
MPO	2.598	0.386	20	0.082	0.40	0.0198	0.24	0.73
MPM	2.596	0.386	20	0.080	0.43	0.0200	0.23	0.71
MPP	2.748	0.316	20	0.081	0.46	0.0229	0.24	0.73
POO	3.361	0.311	25	0.081	0.54	0.0168	0.22	0.61
POM	3.280	0.353	25	0.075	0.55	0.0154	0.22	0.58
POP	3.379	0.284	25	0.073	0.53	0.0181	0.22	0.62
PMO	3.264	0.341	25	0.072	0.52	0.0158	0.22	0.59
PMM	3.305	0.330	25	0.071	0.53	0.0162	0.22	0.59
PMP	3.302	0.300	25	0.068	0.53	0.0175	0.22	0.61
PPO	2.912	0.412	25	0.062	0.44	0.0143	0.22	0.62
PPM	3.089	0.373	25	0.055	0.48	0.0152	0.22	0.58
PPP	3.222	0.319	25	0.055	0.50	0.0170	0.22	0.60

Adicionalmente se presentan los valores de las variables de diseño del óptimo estocástico en la Tabla 30. En ella se puede ver que el valor de la información perfecta es mucho mayor que en el ambiente de incertidumbre base. Por tanto, la implementación de un diseño que es bueno desde un punto de vista estocástico es más importante en este caso en el que la variabilidad del ambiente es más alta.

Tabla 30. Ambiente de incertidumbre alta. Principales valores de óptimo estocástico.

Variable	Valor
Valor de la info. perfecta x 109	1498.58 MU/kWh
Valor monetario de la info perfecta	18.07 MU
Eficiencia a plena carga	0.950
Masa de imán	325 kg
Masa de cobre	1380 kg
Masa de acero	5138 kg
D	2.801 m
L	0.347 m
P	20
hs	0.080 m
r	0.49
tm	0.0210 m
rc	0.22 m
α_m	0.66

La Figura 59 muestra el exceso de valor de la información, definido anteriormente. La interpretación es cuanto puede mejorar cada diseño óptimo determinista desde un punto de vista estocástico. De nuevo, los diseños óptimos deterministas de los escenarios 10 al 19 presentan el mejor comportamiento desde un punto de vista estocástico. La matriz de arrepentimientos de este ambiente de incertidumbre puede verse en el Figura 60. En este caso no existe ningún término negativo, lo cual se debe a la mayor diferencia de coste entre las materias primas de dos escenarios vecinos. Se puede observar que el arrepentimiento es muy alto en algunos casos, lo que da más valor al hecho de buscar un óptimo estocástico.

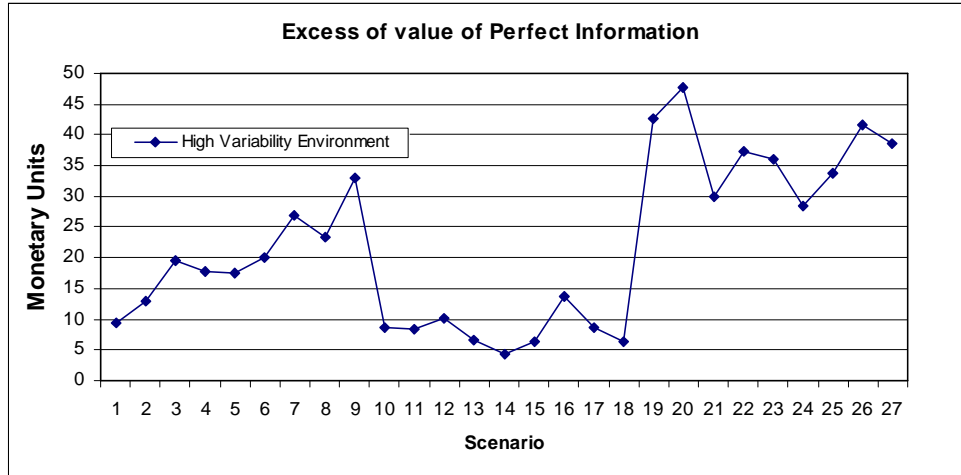


Figura 59. Ambiente de incertidumbre alta. Valor de la información perfecta del óptimo determinista de cada escenario menos valor de la información perfecta del óptimo estocástico.

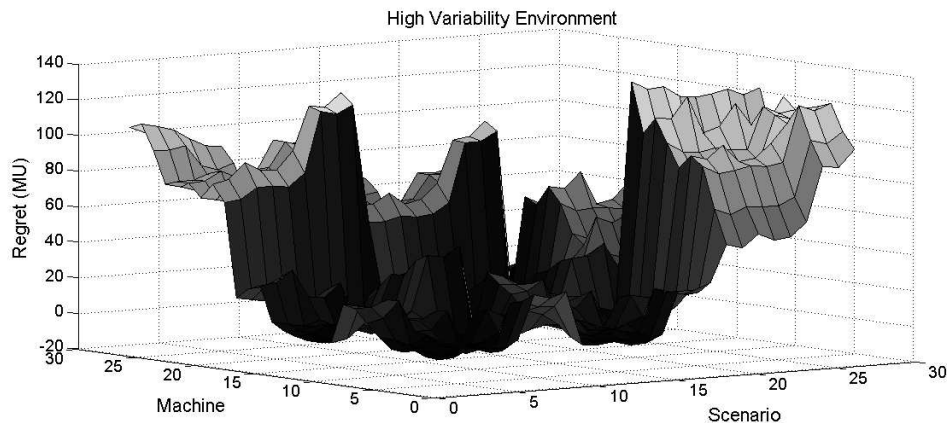


Figura 60. Matriz de arrepentimientos en el ambiente de incertidumbre alta.

7.8. COMPARACIÓN ENTRE LOS AMBIENTES DE INCERTIDUMBRE CONSIDERADOS

La Tabla 31 da las características principales en términos de variabilidad en cada uno de los ambientes considerados. Obsérvese que el cociente entre desviación típica y valor medio del coste de una materia prima a lo largo de los distintos escenarios es casi el doble en el ambiente de variabilidad alta de lo que es en el ambiente de variabilidad base.

Tabla 31. Características estadísticas de variabilidad de ambos ambientes de incertidumbre considerados.

	Ambiente base		Ambiente de alta variabilidad	
	Coste promedio	Desviación típica/Coste promedio	Coste promedio	Desviación típica/Coste promedio
Imán	0.457	0.43	0.642	0.80
Cobre	0.051	0.26	0.071	0.67
Acero magnético	0.0063	0.19	0.0085	0.61

El valor de la información perfecta en cada uno de los ambientes, así como los arrepentimientos obtenidos para cada escenario por el óptimo estocástico, se comparan en la Figura 61. Se puede ver que algunos de éstos arrepentimientos son negativos en el ambiente de variabilidad base, lo que significa que el óptimo estocástico es mejor que el supuesto óptimo determinista de cada escenario, asociado a la ausencia de garantía por parte del algoritmo genético de devolver un óptimo global.

Adicionalmente, el arrepentimiento máximo del óptimo estocástico viene dado por la Tabla 32 para ambos ambientes de incertidumbre. Se puede ver que incluso el arrepentimiento máximo es mucho menor que muchos de los arrepentimientos encontrados para otros diseños en ambos ambientes de incertidumbre.

Tabla 32. Máximos arrepentimientos de los óptimos en sus ambientes de incertidumbre.

Ambiente	Arrepentimiento máximo(MU)	Escenario
Incertidumbre base	11.31	7
Incertidumbre alta	50.86	27

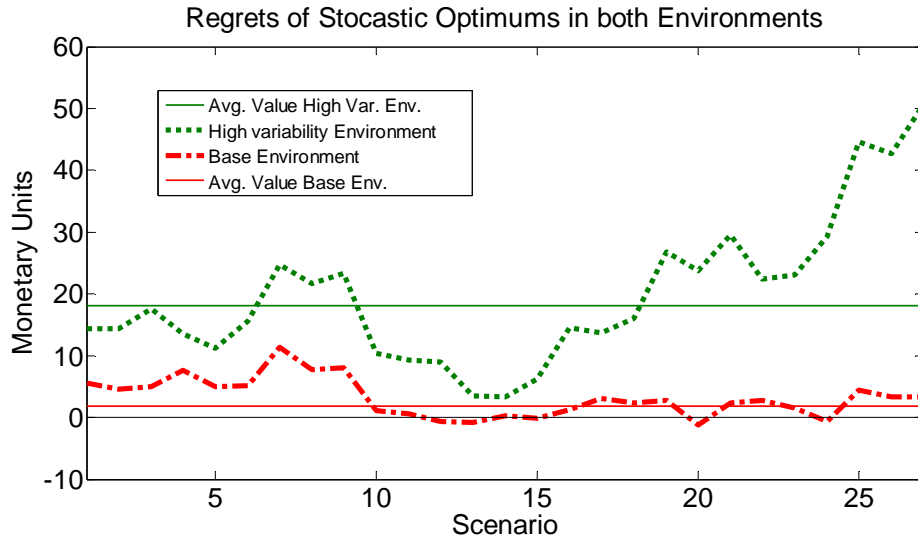


Figura 61. Representación de los arrepentimientos de los diseños óptimos estocásticos en ambos ambientes de incertidumbre (base y alto) en cada escenario. El valor de la información perfecta, promedio ponderado de los arrepentimientos, puede verse en los dibujos.

7.9. ANÁLISIS DE UNA FUNCIÓN OBJETIVO ALTERNATIVA

Es posible evaluar funciones objetivo alternativas para el proceso de optimización estocástica. Aunque el valor de la información perfecta minimiza el riesgo promedio, no impone ningún límite sobre el arrepentimiento en cada escenario por separado. Una estrategia alternativa a la aquí presentada es la de minimizar el máximo arrepentimiento. Aunque el valor de la información perfecta será más alto en tal caso, el máximo arrepentimiento quedará limitado y reducido respecto a los óptimos encontrados con la función objetivo considerada en los apartados previos. Podría considerarse esta estrategia como más conservadora que la anterior. Con objeto de comparar los resultados de ambas funciones objetivo se presentan los óptimos estocásticos alternativos en la Tabla 33. Los valores del máximo arrepentimiento y de la información perfecta conseguidos por dichos óptimos se muestran en dicha tabla. La Figura 62 muestra los arrepentimientos en cada escenario, con la posibilidad de ser comparada con la Figura 61. Cuando se comparan con los mismos valores que los dados por el óptimo estocástico encontrado para la función objetivo previa (Tabla 26, Tabla 30, Tabla 32), puede observarse que el máximo arrepentimiento ha sido

reducido en ambos ambientes de incertidumbre, aunque el valor de la información perfecta se ha incrementado notablemente, resultado que ya se anticipaba al comienzo de esta sección.

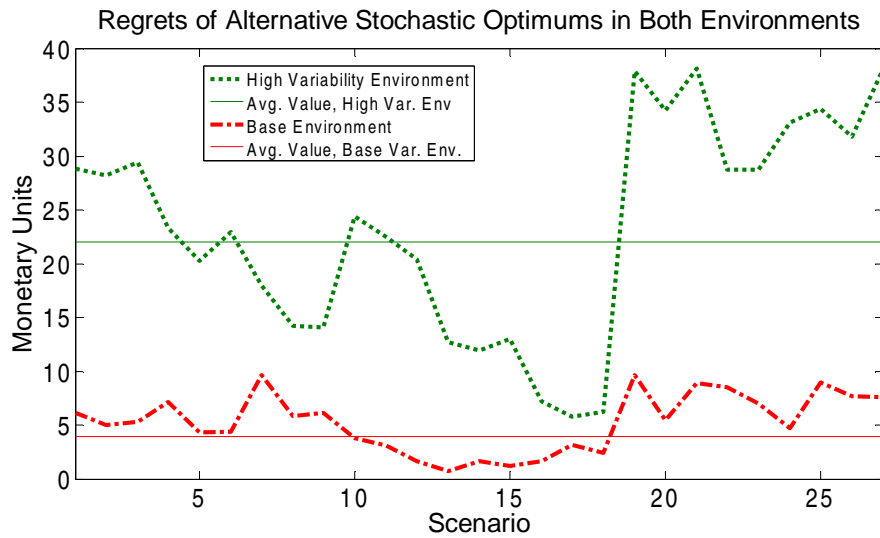


Figura 62. Arrepentimientos del diseño óptimo estocástico en ambos ambientes en cada escenario. El valor de la información perfecta, media ponderada de los arrepentimientos, puede también verse en la figura.

Tabla 33. Valores de interés de los óptimos estocásticos alternativos en ambos ambientes de incertidumbre.

	Ambiente de incertidumbre base	Ambiente de incertidumbre alta
Máximo arrepentimiento (MU)	9.68	38.11
Valor monetario de la información perfecta (MU)	3.92	22.04
Eficiencia a plena carga	0.952	0.945
Masa de imán (kg)	349	321
Masa de cobre (kg)	1465	1193
Masa de acero magnético(kg)	5070	4947
D (m)	2.827	2.857
L (m)	0.307	0.342
P	20	20
hs (m)	0.090	0.074
r	0.49	0.45
tm (m)	0.0231	0.0209
rc (m)	0.23	0.22
α_m	0.72	0.65

7.10. CONCLUSIONES

Varias conclusiones pueden derivarse de lo anteriormente presentado:

- La primera es que no siempre es necesario tener en cuenta la incertidumbre al optimizar un diseño, puesto que el beneficio puede ser pequeño.
- La primera indicación sobre la necesidad de tomar en cuenta la incertidumbre puede ser el máximo arrepentimiento que pudiéramos esperar entre aquellos escenarios considerados verosímiles.
- En aquello específico del diseño óptimo de máquinas de imanes permanentes similares a las aquí analizadas, se puede decir que aquellos escenarios con costes medios para los imanes llevan a los mejores diseños desde un punto de vista estocástico, de manera casi independiente de lo que ocurra con cobre y acero magnético. Esto sugiere a los diseñadores que eviten considerar costes demasiado altos para los imanes cuando desarrollen una máquina para así amortiguar el efecto de la incertidumbre, porque invertirán demasiado en cobre y acero magnético y les llevará a peores diseños desde un punto de vista estocástico.
- En el caso presentado aquí como ambiente de incertidumbre base, el mínimo valor de la información perfecta no es representativo con respecto al coste del sistema completo, y tampoco lo es en el caso del valor de la información perfecta dado por cada óptimo determinista.
- Se pueden dar importantes arrepentimientos cuando aparecen desviaciones grandes entre el escenario de costes considerado para la optimización determinista y el que realmente ocurre.
- El interés de esta metodología es mucho mayor en el caso del ambiente de incertidumbre alta, caso en el cual el valor de la información perfecta es mayor

- y la ventaja de usar un método de optimización estocástica también lo es, con un impacto considerable sobre la economía del dispositivo de extracción de energía donde la máquina eléctrica se instale.
- Se pueden evaluar nuevas funciones objetivo para la optimización estocástica, como el máximo arrepentimiento. Los resultados muestran que el uso de éste lleva a una estrategia más conservadora al diseñar en condiciones inciertas, que puede encajar bien en un caso como este en que el impacto de la incertidumbre sobre el coste del sistema completo es moderado.
 - Con respecto al uso de los algoritmos genéticos, se puede decir que son una herramienta útil para su uso en un espacio de diseño altamente no lineal, aunque el óptimo obtenido no tiene garantía de serlo. Se requieren largos tiempos de computación para evitar esto.

8. EL PROTOTIPO CONSTRUIDO

8.1. INTRODUCCIÓN

A través del trabajo realizado dentro de la empresa Norvento Energía Distribuida S.L. desarrollé un prototipo con el objetivo de, entre otros:

- Validar las herramientas de cálculo empleadas para el diseño, y principalmente el modo en que eran empleadas.
- Experimentar con configuraciones de máquina diferentes, con y sin saliencia. Para ello se configuró la máquina para poder ser instalados un conjunto de componentes interpolares capaces de contribuir a la generación de saliencia.
- Comprobar la viabilidad del uso de interpolos construidos en base a distintos métodos de conformado y materiales sobre un rotor base macizo y su posible beneficio en aplicaciones de baja velocidad. El análisis de este punto queda presentado en el Capítulo 9 de esta Tesis.
- Enfrentarme a los problemas prácticos en la implementación de una máquina de imanes permanentes de un tamaño considerable, y aportar soluciones escalables a tamaños mayores.

Dicho prototipo fue instalado en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de la Universidad Politécnica de Madrid, realizando pruebas sobre él entre los meses de Octubre de 2010 y Mayo de 2011. Dicho banco de pruebas con la máquina instalada en él puede verse en la Figura 63.

A continuación se presentan las dimensiones principales de la máquina, para luego comparar sus características electromagnéticas medidas con las calculadas mediante los modelos analíticos y los modelos de elementos finitos antes presentados.

La parte de los resultados de comportamiento registrados durante los ensayos de la máquina con relevancia para esta tesis se presenta en el Capítulo 9.



Figura 63. Fotografía del prototipo construido en el banco de ensayos configurado para las pruebas. En azul el motorreductor de arrastre, en blanco la máquina de imanes permanentes.

8.2. CARACTERIZACIÓN DE LA MÁQUINA

Las dimensiones principales, así como otros valores que caracterizan el prototipo, se pueden ver resumidos en la Tabla 34. Por otra parte la Tabla 35 muestra algunas características operativas de dicho prototipo, que sólo se presentan para su configuración sin saliencia, denominada como de imanes superficiales. Como se puede ver se muestran tanto las características calculadas de modo analítico y las calculadas mediante elementos finitos como las medidas. De esta manera se validan en parte los modelos desarrollados.

A partir de dichas características se puede emplear un sencillo circuito equivalente para obtener información sobre la operación de la máquina. Es de notar que la constante de par mostrada en esa Tabla 35 presenta un intervalo, lo cual se debe claramente a un fenómeno de saturación, que no ha sido considerado en el modelo analítico. La constante de par es decreciente con la carga de la máquina, principalmente porque el flujo creado por los imanes decrece al incrementarse la reluctancia magnética vista por éstos por efecto de la saturación del circuito magnético.

Tabla 34. Dimensiones principales del prototipo construido.

Dext	679mm
Lext (entre tapas)	550mm
Dairgap	411mm
L	90mm
P	5
Numero de fases	3
Ramas paralelo	1
Tipo de bobinado	Doble capa
Tipo de conductor	Hilo
Br Imán	1.1602 T
Hc Imán	881331 A/m
k eddy*	$0.822 \text{ W} / \text{m}^3 / \text{Hz}^2 / \text{T}^2$
k hys*	$100.4 \text{ W} / \text{m}^3 / \text{Hz} / \text{T}^2$
k add	$2.485 \text{ W} / \text{m}^3 / \text{Hz}^{1.5} / \text{T}^{1.5}$

*Propiedades obtenidas a partir de datos de catálogo del proveedor mediante un ajuste por mínimos cuadrados de (Eq. 93).

Tabla 35. Principales características de la máquina prototipo.

	Analítico	FEM	Ensayo
Resistencia	0.323Ohm	0.3122Ohm*	0.3122Ohm
Campo operación imán en vacío	0.9516T	0.9535T	-
fem interna (120rpm)	138.91V	135.93V	136.1V
Inductancia de dispersión (parte recta)	7.7mH	8.88mH	-
Inductancia de dispersión (cabezas)	6.7mH	6.32mH*	-
Inductancia mutua	8.8mH	5.2mH	
Inductancia total	23.2mH	20.4mH*	20.4mH
Inductancia subtransitoria	-	19.43mH	-
Constante de par**	19.14 Nm/A	[18.64,19.00]***	[18.68,18.82]***

*Obtenido a partir de ensayos o derivado de información de ensayos

**Para igualdad de fases entre corriente y fem interna

***En el rango de funcionamiento en consideración.

8.3. CÁLCULOS PREVIOS DE FUNCIONAMIENTO

Haciendo uso de los modelos tanto analíticos como de elementos finitos presentados con anterioridad, se pueden presentar algunas características de funcionamiento de la máquina, que serán ratificadas en el Capítulo 9 al compararse con las medidas tomadas en los ensayos.

Para que un modelo represente una máquina es preciso que sea capaz de predecir cómo esta máquina se comportará. Eso supone que debe dar información sobre:

- Par electromagnético.
- Nivel de corriente.
- Nivel de tensión en terminales.
- Potencia eléctrica.
- Factor de potencia.

- Pérdidas.

Un modelo específico pudiera informar adicionalmente sobre rizado de par, pérdidas en un componente, o comportamiento transitorio, si bien en este caso el modelo sólo trata de representar el régimen permanente, valores medios de par y potencia, y armónico fundamental de corrientes y tensiones. Las características dadas en la Tabla 35 permiten elaborar un modelo simple para proporcionar toda la información que se ha mencionado, si bien hacerlo a partir de ella asume linealidad, puesto que no se da información alguna condicionada a un nivel de carga determinado. Para ver el efecto de dicha carga, que no se considera en el modelo analítico pero sí en el modelo de elementos finitos, se presenta la Tabla 36, en la que además se puede ver una estimación realizada por los modelos de la eficiencia de la máquina. En dicha tabla, se ha obtenido la corriente estimada en base a un modelo de elementos finitos requerida para desarrollar el par electromagnético, y la misma estimada en base al modelo analítico implementado, lo cual da idea de la semejanza de los modelos, así como de la limitación del modelo analítico para mantenerse preciso en cargas en las que la saturación toma importancia. Así mismo se comparan las eficiencias, puesto que éstas son clave en la conversión renovable y además están ligadas a todas las pérdidas que acontecen en el interior de la máquina.

Tabla 36. Características principales comparadas entre aquellas predichas por los modelos analíticos y de elementos finitos. Se consideran unas pérdidas mecánicas de 50W para el cómputo de la eficiencia. Máquina a 120 rpm.

Par electromagnético (Nm)	Corriente FEM (A)	Eficiencia FEM (p.u.)	Corriente analítica (A)	Eficiencia analítica (p.u.)
118	6.21	0.9131	6.16	0.9074
175	9.29	0.9209	9.13	0.9171
234	12.47	0.9185	12.22	0.9165
293	15.67	0.9118	15.3	0.9109
353	18.86	0.9034	18.43	0.9029
414	22.09	0.8933	21.62	0.8933
478	25.51	0.8818	24.96	0.8824
545	29.23	0.8683	28.46	0.8703

8.4. CONCLUSIONES

Los objetivos marcados para la etapa experimental de la investigación, expresados al comienzo de este Capítulo, fueron satisfechos, habiéndose validado las herramientas de cálculo empleadas, verificándose el funcionamiento de las distintas configuraciones del prototipo, y obteniendo experiencia práctica en la construcción de máquinas de imanes permanentes. Aunque del aprendizaje práctico asociado a la construcción de esta máquina no se deriva conclusión directa alguna en esta Tesis, si ha sido fundamental para realizar con un criterio más completo muchos de los desarrollos aquí presentados.

9. MEJORA DE PRESTACIONES DE MÁQUINAS DE IMANES SUPERFICIALES MEDIANTE EL USO DE POSTIZOS INTERPOLARES

9.1. INTRODUCCIÓN

La mejora de la eficiencia en máquinas de baja velocidad y alto par suele ir ligada a la reducción de la carga de corriente o al incremento de la sección disponible para su paso. El empleo de máquinas con saliencia puede ser ventajoso a estos efectos, puesto que la posibilidad de generar una componente reluctante de par supone un mejor aprovechamiento de la carga de corriente. Típicamente, y en función de la configuración física de la máquina, se puede conseguir un incremento del 10-15% en el par manteniendo la corriente circulando por los bobinados [Lipo, 2004]. Desafortunadamente, la configuración de un rotor con saliencia reduce el espacio disponible para los imanes, por lo que contribuye a la reducción del par de campo, dado por la interacción de las corrientes circulando por los bobinados con el campo generado por los imanes.

En el presente texto se muestra un desarrollo conducente a una propuesta de mejora en el ámbito de las máquinas de imanes permanentes estructurado en las siguientes etapas:

- Se analizan algunas características de las configuraciones de máquina de imanes permanentes de interés para la generación eléctrica de origen renovable, i.e., con imanes superficiales, insertados, e interiores.

- Se estudia la fracción de arco polar cubierta por imán que optimiza una máquina de imanes superficiales con aplicación a la conversión de energía renovable, minimizando el coste de la energía entregada a la red.
- Se propone, en los casos en los que esto es conveniente, el añadido de piezas interpolares, situadas entre dos imanes, que convierten una máquina de imanes superficiales en máquina de imanes insertados, proveyéndola de mejores características para la generación de par y para la regulación de tensión en terminales. La solución propuesta permite tener las ventajas de fabricación de componentes macizos por un lado, y las de operación de máquinas con saliencia por otro.
- Se estudian las propiedades de los distintos materiales que pueden ser empleados.
- Se analizan las características de las máquinas construidas con estos materiales, a nivel de pérdidas, de capacidad de generación de par, y de eficiencia.

Por tanto se proporciona una solución que mejora aquellas existentes presentadas en la literatura, justificando su empleo en el campo de la generación eléctrica de origen renovable, si bien queda abierto el estudio de su uso en otros campos distintos a este.

9.2. SALIENCIA: PAR DE RELUCTANCIA Y DEBILITAMIENTO DE CAMPO

La existencia de un nivel importante de saliencia está unida a una considerable variación del espesor del entrehierro magnético, que se puede alcanzar gracias a la baja permeabilidad de los imanes de tierras raras, y a la reducción del entrehierro geométrico allí donde no hay imán. De esta manera, entre las máquinas de imanes permanentes de tierras raras, se pueden encontrar con saliencia tanto máquinas de imanes interiores como máquinas de imanes insertados [Chau, 2008]. En las primeras

los imanes no están en contacto directo con el entrehierro, sino que permanecen recubiertos por el bloque magnético, convenientemente alojados en ranuras provistas de barreras de flujo que evitan incrementar la dispersión de dichos imanes. En las segundas, los imanes se disponen en ranuras en la superficie del bloque magnético, consiguiendo un efecto magnético similar, si bien diferentes prestaciones mecánicas. Es además conocida la ventaja que presentan las máquinas con imanes interiores o insertados por la mayor permeancia de los circuitos magnéticos asociados a éstas, en relación a aquellas máquinas sin saliencia como son las de imanes puramente superficiales. Dicha mayor permeancia configura la máquina con niveles superiores de inductancia, y por tanto magnifica la reacción de inducido, lo cual permite realizar un control activo de la tensión en terminales [Jahns, 1987] de la máquina mediante el control de la fase de las corrientes estáticas, de utilidad para extender el rango de funcionamiento de una máquina en términos de velocidad, especialmente en aplicaciones como motor.

Una máquina de imanes superficiales puede construirse con un material base ferromagnético macizo, como es cualquier acero ferrítico, preferiblemente bajo en carbono para garantizar una alta permeabilidad; esto es factible gracias a que dicho material base apenas está sometido a variaciones de campo. No ocurre lo mismo cuando hay saliencia, y por tanto regiones de muy bajo entrehierro magnético. La cercanía magnética de rotor y estator permite que los armónicos de campo de entrehierro creados por las corrientes de estator, debidos a los armónicos espaciales de la distribución de la carga de corriente por un lado, y a los armónicos temporales de dicha corriente por otro, sean capaces de concatenar el material del rotor. Y por supuesto eso supone un nivel de pérdidas adicional, que puede llegar a ser muy importante. La importancia depende del nivel armónico de la distribución del bobinado y del nivel armónico de la corriente circulante. El primero es alto en máquinas con número fraccional de bobinas por fase y polo [Bianchi, 2009][Fornasiero, 2010], técnica de gran utilidad para eliminar prácticamente por completo el par de *cogging*. El segundo es muy elevado en máquinas alimentadas por

convertidor electrónico de potencia, que en el caso de interés en este texto son la práctica totalidad. Es, por esto, de interés limitado para una máquina de alta eficiencia el empleo de un material macizo como base para los imanes cuando éste además se configura para proveer de saliencia al sistema, i.e., con los imanes insertados o interiores.

Por tanto, y cuando se habla de máquinas de imanes insertados, se debe recurrir a la construcción de rotores constituidos a base de laminaciones, aunque se pueden encontrar en la literatura casos en los que se emplean materiales magnéticos blandos macizos como en [Chan, 2007][Chan, 2004], sin mostrarse en dichas referencias interés por el nivel de pérdidas debidas a las corrientes inducidas en el rotor, que como se mostrará más adelante pueden llegar a ser de importancia. La construcción de un bloque de laminaciones tiene altos costes fijos asociados, puesto que es preciso fabricar el troquel de corte, lo cual hace que sólo sea rentable en series grandes. De otro modo, la fabricación mediante corte por láser tiene asociados altos costes variables.

9.3. LA PROBLEMÁTICA EN LA GENERACIÓN RENOVABLE

En los sistemas de generación renovable, especialmente aquellos concebidos para aplicaciones de red, es de suma importancia mantener el coste de la energía lo más bajo posible. Dicho coste, tal y como se ha presentado en capítulos previos, está sujeto a la incertidumbre existente sobre el coste de materias primas y procesos. De esta manera, puede comprobarse en el Capítulo 7 cómo la configuración óptima de una máquina es cambiante. La variable con más capacidad de influir en dicho diseño es el coste de los imanes permanentes. Por esto la cantidad de imán empleada en una máquina puede ser ampliamente variable de un escenario de costes a otro, tal y como se muestra, por ejemplo, en la Tabla 24. Dicha cantidad de imán es dependiente de la altura de imán, de la fracción del polo que éste ocupa y, por supuesto, del diámetro y longitud de entrehierro de la máquina. La Tabla 25 y la Tabla 29 muestran cómo el

arco polar óptimo cubierto por el imán es cambiante con el coste específico de los imanes, tendiendo a ser menor cuando dicho coste es mayor.

9.3.1. Aprovechamiento del imán

Es por tanto de importancia considerar la bondad del aprovechamiento del uso del material magnético permanente. A continuación se desarrolla un sencillo análisis sobre este asunto.

Son tres los posibles diseños a valorar para desarrollar un mismo par:

- Máquina de imanes superficiales cubriendo una fracción alta del paso polar (sobre el 90%)
- Máquina de imanes superficiales cubriendo una fracción reducida del paso polar (sobre el 60%) (menos imán, mejor aprovechado)
- Máquina de imanes superficiales cubriendo una fracción reducida del paso polar a las que se suplementa con un postizo en la región interpolar que ayuda a conseguir par de reluctancia y de esa manera permite incrementar la eficiencia.

Son muchos los aspectos a valorar de cada una de estas máquinas. Tanto la eficiencia, como las posibilidades abiertas para su control son cambiantes, pero también lo son las consideraciones económicas, especialmente en un entorno en el que el coste de los imanes es creciente e imprevisible.

Por un lado, las máquinas de imanes insertados o interiores son capaces de actuar en mayor medida sobre la tensión en terminales, dado que las inductancias se magnifican, permitiendo desarrollar estrategias de debilitamiento de flujo. Por otro lado, aprovechan en mejor medida la cantidad de imán empleada, lo cual se muestra en la Tabla 37, dónde aparece la capacidad de desarrollar par por unidad de masa de imán para cada una de las tres máquinas antes presentadas. Esto ocurre gracias a que

la contribución de una mayor extensión de imán sobre el paso polar α_m al establecimiento del primer armónico de campo de entrehierro generado por el imán B_{m-1} dado por (Eq. 67) es marginalmente menor, lo cual proporciona primeros armónicos de campo de imán inferiores por unidad de masa de éste. Como se puede ver, una reducción de cantidad de imán de hasta un 30% genera una reducción de dicho primer armónico de sólo un 18%. La reducción de un 30% en el coste de los imanes puede tener un impacto significativo en el coste de la máquina, tanto más cuanto mayor sea el coste de los imanes. Todo esto asume espesores iguales para el imán y el entrehierro en los tres casos, lo cual significa que el campo de operación del imán B_m es el mismo en todos los casos.

Tabla 37. Análisis de la capacidad de desarrollar par por unidad de masa de imán.

Máquina	α_m	B_{m-1} / B_m	$B_{m-1} / B_m / \alpha_m$	k_{sal}	Par por unidad de corriente
Imanes superficiales	0.9	1.2575	1.3972	1	1.2575
Imanes superficiales con amplitud reducida	0.6	1.0300	1.7166	1	1.0300
Imanes superficiales con interpolos	0.6	1.0300	1.7166	1.1	1.133

Por tanto, el empleo de una máquina con reducido arco polar cubierto por el imán supone un mejor aprovechamiento de éste, y permite adicionalmente compensar parte de la pérdida de par generado mediante el desarrollo de un par de reluctancia, que es posible gracias a que el arco polar cubierto por el imán deja espacio para emplazar un material de alta permeabilidad magnética en la región entre dos imanes.

9.3.2. Efecto de las dimensiones del imán en el coste de la energía de un sistema de generación renovable

Es necesario considerar, cuando se trata de optimizar un sistema completo, que la optimización de un objetivo parcial, como el aprovechamiento del imán, puede ir en detrimento del resultado obtenido en términos de la función objetivo global. Por

ejemplo, en este caso, la reducción del arco polar cubierto por el imán, incluso en el caso de que se consigue par de reluctancia, supone un decremento en el par por unidad de corriente desarrollado, lo cual puede llevar asociada la necesidad de más corriente y por tanto menor eficiencia que el diseño base (aquel con el mayor recubrimiento polar por parte del imán) o un mayor coste en otros conceptos si se incrementa la sección de cobre en la máquina. Es por esto que la optimización del sistema conjunto se ha de desarrollar en los términos considerados en el Capítulo 7.

Usando la misma herramienta de optimización y modelos físicos y de costes empleados en el Capítulo 7, se ha estudiado el coste de la energía para distintos arcos polares cubiertos por el imán, para el caso de una máquina de imanes superficiales integrada en un sistema de generación eólica y directamente accionada por el rotor de éste. Dicho coste de energía alcanza un valor mínimo en valores diferentes de arco polar del imán, en función del coste específico de los imanes. El arco polar óptimo decrece al crecer el coste específico de imán. Se computaron los diseños óptimos considerando distintos valores establecidos para el arco polar cubierto por el imán, en incrementos del 5%, entre el 30 y el 100%. Los resultados en términos de coste de la energía generada se pueden ver en la Figura 64 y en la Figura 65. Como se puede observar en dichas figuras, los costes menores de imán (40 €/kg) llevan asociados arcos polares óptimos del 75%, mientras que dicho arco polar óptimo tiende a decrecer hasta llegar al 60% cuando los costes específicos de imán son más elevados (a partir de 120 €/kg).

En el apartado anterior se anticipaba la posibilidad de mejorar las prestaciones a plena carga de una máquina con un imán ocupando el 60% del arco polar en base a la generación de par de reluctancia. En este apartado se muestra que, sin considerar existencia de par de reluctancia, es ese arco polar el que optimiza el coste de la energía global de un sistema de generación renovable, en este caso eólico.

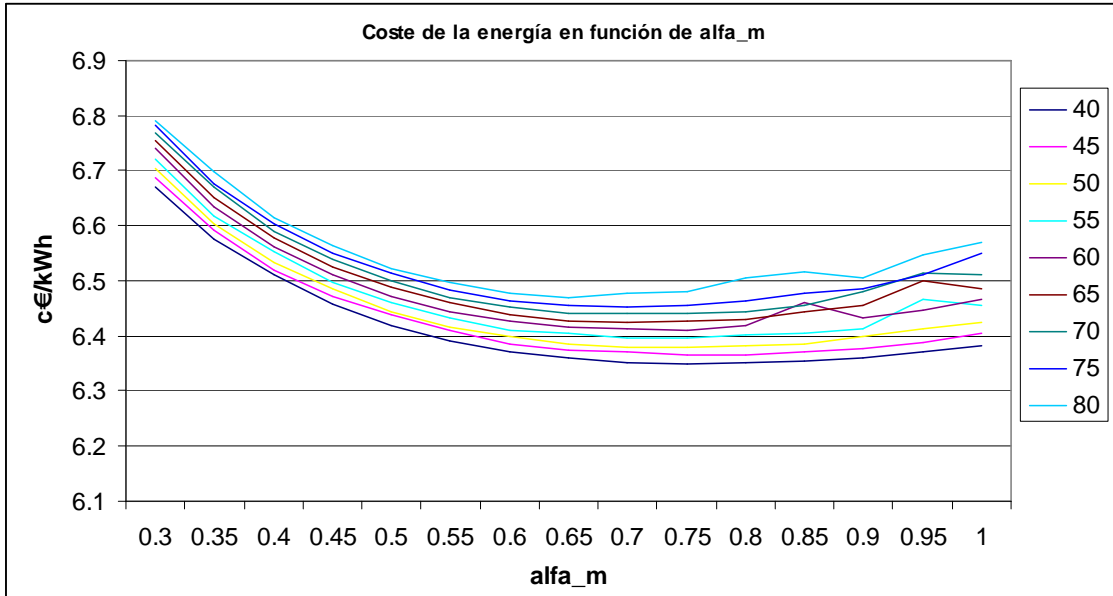


Figura 64. Coste de la energía en función del arco polar cubierto por el imán (α_m) para distintos costes específicos de imán entre 40 y 80 €/kg.

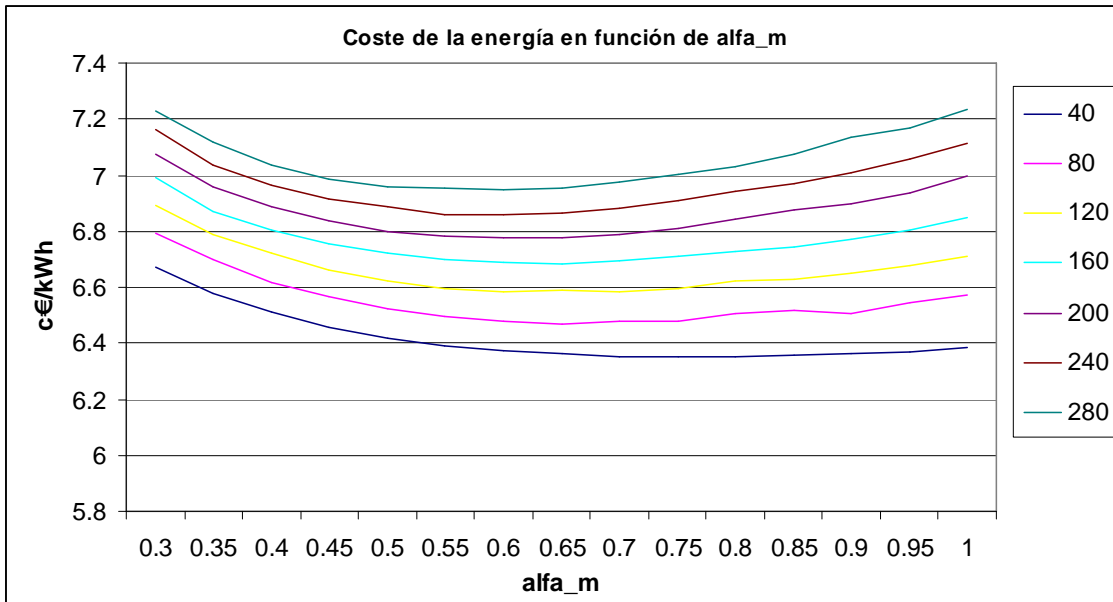


Figura 65. Coste de la energía en función del arco polar cubierto por el imán (α_m) para distintos costes específicos de imán entre 40 y 280 €/kg.

9.4. SOLUCIÓN APORTADA

Considerando lo anterior, se puede observar que una configuración de imanes insertados es óptima para un sistema de generación renovable con accionamiento

directo como el que se ha analizado, ya que permite desarrollar un par de reluctancia que contribuye al mejor aprovechamiento de la corriente circulando por los bobinados, con beneficio en la mejora de la eficiencia de la máquina o en su coste de capital, o lo que es lo mismo, reduciendo el coste de la energía entregada a la red.

Partiendo de un diseño inicial de imanes superficiales, y con objeto de conseguir par de reluctancia en la máquina, se hace preciso variar la inductancia vista por las corrientes estáticas con la posición del rotor. Dicha variación de inductancia puede ser aprovechada para generar un par de reluctancia, cuya generación está asociada a la variación de la energía almacenada en el circuito magnético rotor-estator. Asumiendo que allí donde se encuentra el imán la permeabilidad magnética es considerablemente baja, es suficiente emplazar un material de alta permeabilidad magnética que cubra cierta parte de la superficie del rotor entre imanes para conseguir generar un par de reluctancia. Naturalmente, esto requiere que el arco polar cubierto por el imán sea reducido, lo cual se ha mostrado como óptimo en la sección previa.

Es por otra parte condicionante que dicha saliencia se genere en base a un material lo más insensible posible, en términos de generación de pérdidas en su interior, a las variaciones de campo magnético.

Para conseguir un sistema con estas interesantes características se propone:

- Construcción de rotor de máquina con acero bajo en carbono, de alta permeabilidad magnética, alto campo de saturación, constituido macizo.
- Limitación de la extensión del imán sobre el polo de la máquina.
- Colocación de postizo interpolar de alta permeabilidad magnética, alto campo de saturación, y baja conductividad eléctrica.

Es sabido que en el caso de las máquinas de imanes insertados, el par de reluctancia está condicionado por la saliencia conseguida en el rotor de la máquina. Por ese

motivo el empleo de materiales de la mayor permeabilidad magnética y la reducción del entrehierro de la máquina son de suma importancia. Adicionalmente, el par asociado a la saliencia es, en ausencia de saturación, creciente de manera cuadrática con la corriente, por lo que toma más importancia a altas cargas.

El empleo de imanes superficiales es factible en máquinas de baja velocidad, donde los esfuerzos centrífugos no son elevados. La disposición de los imanes en la superficie del rotor de una máquina permite construir este a partir de un material base macizo, lo cual reduce considerablemente el coste respecto a constituirlo a base de laminaciones, especialmente en series cortas de máquinas. Lamentablemente, no es factible constituir un rotor con saliencia y con un material macizo para una máquina de alta eficiencia, ya que las pérdidas por corrientes inducidas generadas en su seno son muy elevadas.

Por esto, la solución aquí presentada pretende conseguir las ventajas de una máquina con saliencia a partir de un rotor macizo, de menor coste que uno laminado, un imán de extensión polar reducida, mejor aprovechado, y un postizo de un material de alta resistividad eléctrica en el que la generación de pérdidas por corrientes inducidas sea reducida.

De cara a validar la solución propuesta, se ha construido un prototipo cuya configuración se puede modificar para ser adaptada a los distintos casos en estudio, permitiendo valorar de forma directa las ventajas, inconvenientes, y forma constructiva de dicha solución. Una representación de la sección de dicho prototipo puede verse en la Figura 66.

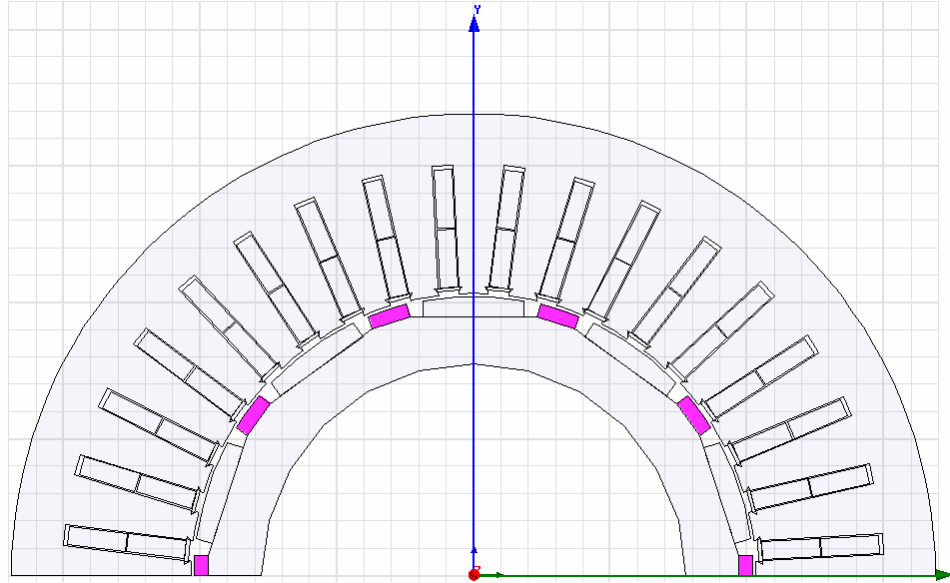


Figura 66. Vista de una sección de la mitad de la máquina construida, incluyendo los elementos que generan saliencia, llamados aquí postizos interpolares o sencillamente interpolos (coloreados).

9.5. MATERIALES APLICABLES Y SUS CARACTERÍSTICAS

Existen diversos materiales con propiedades como las deseables para esta aplicación.

Estas propiedades son:

- Alta permeabilidad magnética.
- Alta resistividad eléctrica macroscópica.
- Alto campo de saturación.
- Baja remanencia y coercitividad, y por tanto un ciclo de histéresis pequeño.

Algunas de estas propiedades cambian con la frecuencia de excitación y la densidad de campo magnético, como ocurre con la permeabilidad o el ciclo de histéresis. Otras, como la resistividad eléctrica macroscópica son más insensibles, aunque no del todo, a la densidad de flujo magnético o a la frecuencia.

Entre los materiales magnéticos blandos se encuentran algunos de altísima permeabilidad por un lado, pero también de alta conductividad eléctrica por otro. Dicha conductividad se puede encontrar reducida en algunos casos, como son algunas aleaciones magnéticas blandas. El caso más usual es el de la aleación Fe-Si, usada para la construcción de laminaciones de máquinas eléctricas. Otro caso de gran interés es el de los materiales compuestos magnéticos blandos. Estos además cuentan con la ventaja de la isotropía, puesto que no aparecen direcciones o planos de trabajo privilegiados respecto a otros en términos de propiedades.

Las geometrías que se pueden conseguir en forma de laminaciones son por otra parte limitadas en dimensiones y forma, y también están en algunos casos condicionadas por el coste económico. En algunos casos en los que un componente laminado pudiera ser de interés en cuanto a características, puede no ser de interés desde un punto de vista económico. En tal caso puede recurrirse al empleo de otras tecnologías de conformado, como puede ser la pulvimetalurgia.

La pulvimetalurgia se ha empleado con objeto de conformar piezas con características magnéticas blandas por mucho tiempo. El sinterizado de polvo de hierro con distintos aleantes ha sido empleado en muchas aplicaciones, todas ellas de corriente continua o de alterna de baja frecuencia. Las pérdidas asociadas a la fluctuación de campo, generadas fundamentalmente por histéresis y por corrientes inducidas, pueden limitarse por el lado de la histéresis en base a aspectos metalúrgicos microscópicos, y por el lado de las corrientes inducidas mediante el empleo de formas cuyo efecto sea la minimización del efecto del campo variable y mediante el incremento de la conductividad eléctrica macroscópica del componente en cuestión.

Un paso adicional es el de aislar el polvo de material magnético blando antes de someterlo a un proceso de moldeo, lo cual se hace típicamente mediante un polímero que por un lado sirve para aislar unas partículas de otras y por otro para dar cohesión al componente. Eso constituye un llamado material compuesto magnético blando.

Si bien, de la comparación directa entre un tipo de materiales (sinterizados) y otros (composites), el segundo sale victorioso en términos de comportamiento en corriente alterna [Jack, 1998], más cuanto mayor es la frecuencia de trabajo, las peores propiedades mecánicas, la más baja permeabilidad magnética y campo de saturación, y el mayor coste, hacen que en determinadas aplicaciones de relativamente baja frecuencia de trabajo sea de interés emplear los primeros en vez de los segundos. De cara a valorarlo se presentan algunos de los materiales sinterizados más interesantes desde el punto de vista magnético y de conductividad eléctrica, que pueden verse en la Tabla 38. Una interesante comparativa entre ambos tipos de materiales puede encontrarse en [Lefebvre, 1997][Bas, 2003].

Tabla 38. Propiedades magnéticas de algunos sinterizados magnéticos blandos.
[<http://www.ames.es>][<http://www.pacificsintered.com>][Gelinas, 2003]

Material	Resistividad macroscópica (Ohm m)	Bsat (T)	Permeabilidad relativa máxima
Fe Sinterizado	[1.2e-7,1.4e-7]	[1.8,2.05]	[3000,6000]
Fe-Si Sinterizado	[5e-7,6e-7]	[1.9,2]	[8000,10800]
Fe-P Sinterizado	[2e-7,2.2e-7]	[1.8,2]	[4000,10900]
Fe-Ni Sinterizado	[4.5e-7,7.5e-7]	[0.8,1.55]	[6000,74900]
AISI1005 Macizo	1.74e-7	[2,2.1]	[3500,7000]
AISI1008 Macizo	1.42e-7	[1.95,2.05]	[3000,6000]
Compuesto hierro- resina	[2e-4,7e-4]	[1.6,1.8]	[190,200]
Compuesto hierro dieléctrico	[8e-5,1.4e-4]	[1.8,1.9]	[220,250]

Tanto los materiales sinterizados como los compuestos magnéticos blandos son de aplicación en el campo de la electrotecnia, incluyendo sensores, maquinaria, y actuadores. El objeto de ese uso es variopinto, estando en la mayor parte de casos relacionado con:

- Conseguir de una forma sencilla geometrías complejas.
- Reducir el número de partes de las que se compone un motor o actuador, sustituyendo a las laminaciones.

- Eliminar pérdidas por corrientes inducidas cuando el campo magnético variable no se puede confinar en un plano (caso en el cual se emplearían laminaciones), gracias a la isotropía de sus propiedades a nivel macroscópico.
- Conseguir mantener bajas las pérdidas en componentes sometidos a campos magnéticos cuasi-constantes o alternantes en baja frecuencia, como polos de un rotor de una máquina de funcionamiento síncrono.

9.5.1. Sinterizados

Es por tanto de interés no perder de vista las posibilidades que ofrece el sinterizado de piezas en aplicaciones de baja frecuencia, i.e., por debajo de 100 Hz. Además de la propia resistividad eléctrica hay que considerar que en determinadas ocasiones es crítico conseguir una permeabilidad magnética más elevada de lo que permiten los composites magnéticos blandos. La conjunción de estos dos requisitos en una aplicación supone que el empleo de ferromagnéticos blandos sinterizados sea de interés, consiguiendo:

- Permeabilidades magnéticas a la altura de los materiales macizos.
- Elevados campos de saturación.
- Facilidad de conformado de geometrías complejas.
- Pérdidas por corrientes inducidas reducidas mediante la elección de una aleación adecuada.

9.5.2. Compuestos Magnéticos blandos

La literatura muestra diferentes aplicaciones posibles de estos materiales en el campo de las máquinas eléctricas, principalmente como parte del núcleo magnético [Iancu, 2006][Hultman, 2003]. En [Gelinas, 2003] se muestran algunas de las puertas que abre el uso de composites magnéticos blandos, como el empleo de topologías de máquina

eléctrica no practicables con laminaciones. La verdadera ventaja de estos está en aprovechar la isotropía de sus propiedades macroscópicas, y por tanto la capacidad de conducir flujos magnéticos tridimensionales [Andersson, 2009]. Otra posibilidad a valorar es la de sustituir un núcleo magnético convencional por uno compuesto por uno de estos materiales, como puede verse en [Cros, 1998][Cros, 2001]. Estos materiales se encuentran disponibles para otras aplicaciones, como cuñas magnéticas de cierre de ranura, cuyo efecto en el caso de una máquina de imanes permanentes fue estudiado en [Gvetkovski, 2008]. Las máquinas de flujo axial y especialmente las de flujo transversal son dos topologías cuyo desarrollo está ligado al de estos materiales [Dubois, 2005][Guo, 2006].

9.6. CÁLCULOS MEDIANTE ELEMENTOS FINITOS

Con objeto de valorar la aplicabilidad de una solución de este tipo para mejorar la eficiencia de una máquina eléctrica destinada a funcionar a baja velocidad y baja frecuencia eléctrica, se elaboró un diseño de máquina, que posteriormente sería construido. Las características principales de dicha máquina pueden verse en el Capítulo 8. Sobre ella se establecen variaciones mediante la inclusión de postizos interpolares de distintos materiales.

Sobre dicho diseño, y en base a un modelo de elementos finitos, se ha valorado el impacto en la mejora de la eficiencia de la idea aquí presentada, para posteriormente ser verificado experimentalmente.

De esta manera se han comparado, en términos de pérdidas en el rotor, cuatro máquinas:

- Máquina de imanes superficiales, carente de saliencia, denominada "Imanes Superficiales".

- Máquina que incluye postizos interpolares del mismo material que el acero base del rotor, denominada "Interpolos Macizos"
- Máquina que incluye postizos interpolares de una aleación de hierro sinterizada, denominada "Interpolos Sinterizados".
- Máquina que incluye postizos interpolares de composite magnético blando, denominada "Interpolos SMC".

Los materiales que constituyen cada una de estas máquinas pueden verse en la Tabla 39.

Tabla 39. Máquinas sobre las que se han desarrollado modelos de elementos finitos.

Máquina	Material base de rotor	Material Interpolos
Imanes Superficiales	AISI1008	-
Interpolos Macizos	AISI1008	AISI1008
Interpolos Sinterizados	AISI1008	SAF-Si3-P0.45-73-Fe-Si*
Interpolos SMC	AISI1008	3P Somaloy 70O*

*Denominación comercial

9.6.1. El modelo

El modelo electromagnético de la máquina fue implementado en una herramienta comercial de elementos finitos siguiendo las premisas marcadas en el Capítulo 5. Las características principales de éste son las siguientes:

- El modelo es bidimensional.
- El modelo es no lineal, presentando cada material su curva de magnetización de acuerdo a indicaciones del fabricante.
- Se modela la mínima estructura periódica posible de la máquina, en este caso 5 polos.

- Se implementan ecuaciones en el entrehierro que vinculen, sin necesidad de cambiar la malla con la posición del rotor, lo que ocurre en rotor y estator.
- Se aplican condiciones de contorno de periodicidad, en este caso impar, tanto de rotor como de estator.
- El modelo es transitorio.
- La máquina gira a 120 rpm.
- Se inyectan corrientes senoidales en los bobinados de estator, de las cuales se puede controlar fase y módulo.
- Se computan pérdidas en laminaciones de estator.
- Se computan corrientes inducidas y las pérdidas correspondientes en imanes, interpolos y material base de rotor. Los efectos de borde pueden tener cierta importancia en el cálculo de dichas corrientes inducidas, no habiendo sido considerados en el modelo.

A modo ilustrativo se presentan la Figura 67 y la Figura 68. En ellas se puede ver las líneas equipotenciales del potencial magnético vector, que en campos bidimensionales corresponden a las líneas de campo del propio campo magnético.

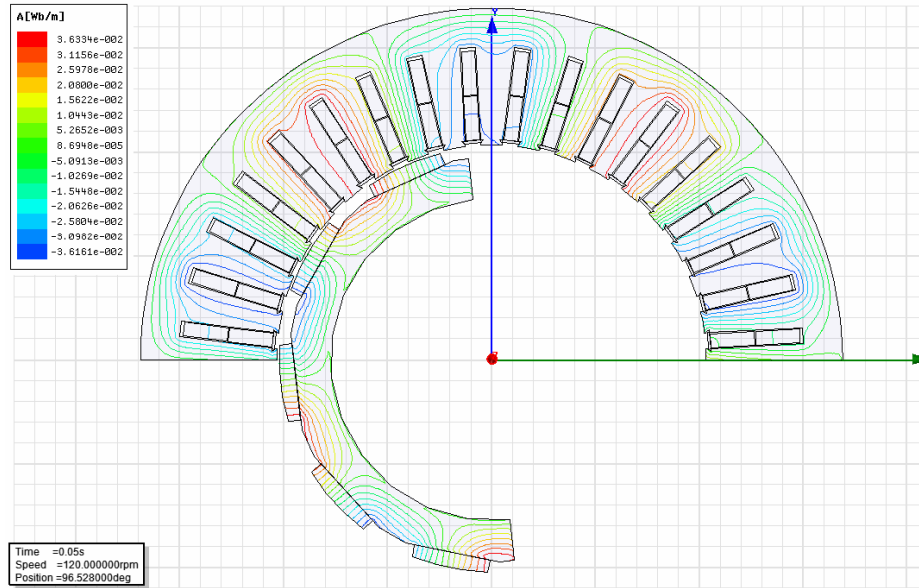


Figura 67. Líneas de campo en máquina de imanes superficiales funcionando a plena carga.

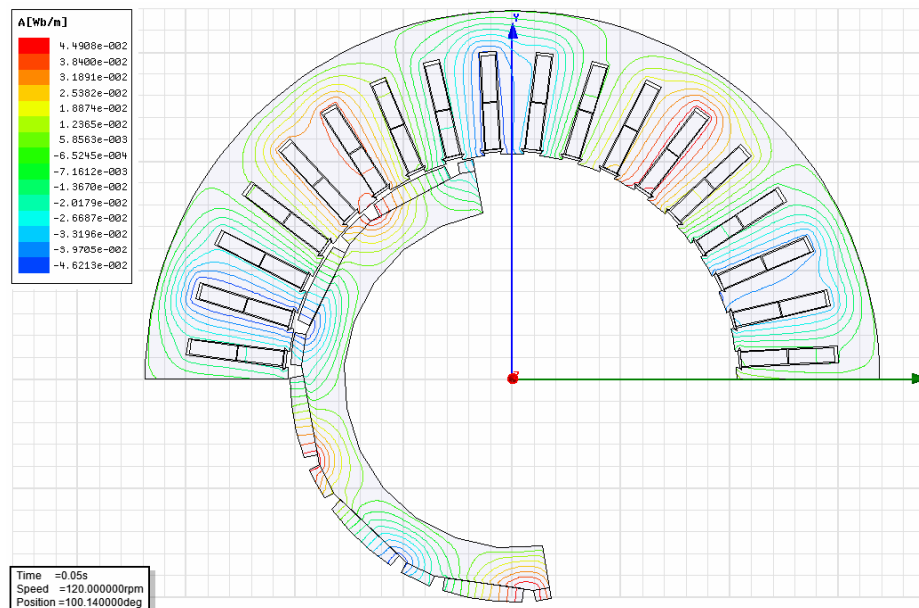


Figura 68. Líneas de campo en máquina con interpolos sinterizados funcionando a plena carga. La distribución del campo magnético, obviando la contribución a éste de las corrientes inducidas, es igual en este caso a los casos de interpolos macizos y de composite magnético.

9.6.2. Pérdidas en el rotor

Las pérdidas en el rotor de una máquina de imanes, ya sean superficiales o insertados, se deben a dos efectos fundamentales:

- Interacción entre imanes e indentado estatórico. Estas pérdidas se confinan en su práctica totalidad en los imanes.
- Paso a través del rotor de los armónicos espaciales del campo de estator. Esto genera pérdidas en imanes, material base de rotor e interpolos.

En ausencia de fenómenos no lineales, como saturación en los núcleos magnéticos, el campo creado por las fuerzas magnetomotrizes armónicas sobre el rotor es siempre el mismo, independientemente de la fase del armónico principal. De cara a conseguir caracterizar las pérdidas en el rotor de la máquina a la velocidad de régimen (120 rpm) con distintas cargas de corriente, se simula la inyección de una corriente alterna, con una fase cualquiera, de secuencia directa, cuya fuerza magnetomotriz gira sincrónicamente con el rotor de la máquina. La fase de la corriente en principio no es determinante de cara a las pérdidas en el rotor, puesto que los armónicos espaciales del campo creado por las corrientes no giran sincrónicamente con el rotor, y su fase respecto a éste es por tanto cambiante. El deslizamiento de los armónicos del campo magnético, tanto temporales como espaciales, genera pérdidas en el rotor, las cuales son independientes de la fase de la corriente. Este planteamiento no es aplicable a las pérdidas en el hierro del estator, que se deben fundamentalmente al primer armónico de la distribución espacial de campo, el cual es resultante de la composición del campo de los imanes y del campo creado por las corrientes; dicho armónico cambia de amplitud en función de la fase relativa entre la corriente de estator y el flujo de los imanes.

Los datos derivados de los cálculos se muestran de la Tabla 40 a la Tabla 43. Asimismo, se pueden ver las pérdidas en el rotor para las cuatro configuraciones en la Figura 69.

Tabla 40. Pérdidas (en W) en el rotor configurado con imanes superficiales a varios niveles de carga.

Corriente (A)	Interpolos	Imanes	Culata	Total rotor	Hierro estator	Total
0	0	23	4	28	22	50
10	0	23	7	30	22	53
20	0	24	14	38	23	62
30	0	25	24	49	25	75
40	0	26	38	65	26	92

Tabla 41. Pérdidas (en W) en el rotor configurado con interpolos de SMC a varios niveles de carga.

Corriente (A)	Interpolos	Imanes	Culata	Total rotor	Hierro estator	Total
0	0	23	3	26	22	48
10	0,01	23	7	31	23	54
20	0,06	24	19	44	28	72
30	0,1	25	32	57	35	92
40	0,2	26	37	64	41	105

Tabla 42. Pérdidas (en W) en el rotor configurado con interpolos macizos a varios niveles de carga.

Corriente (A)	Interpolos	Imanes	Culata	Total rotor	Hierro estator	Total
0	0	23	3	27	22	49
10	31	23	11	66	24	90
20	126	24	31	182	28	210
30	280	25	54	360	34	394
40	403	26	66	496	41	538

Tabla 43. Pérdidas (en W) en el rotor configurado con interpolos sinterizados a varios niveles de carga.

Corriente (A)	Interpolos	Imanes	Culata	Total rotor	Hierro estator	Total
0	0	23	3	26	22	49
10	10	23	8	41	23	65
20	41	24	21	86	28	114
30	93	25	35	153	34	188
40	134	26	40	201	42	243

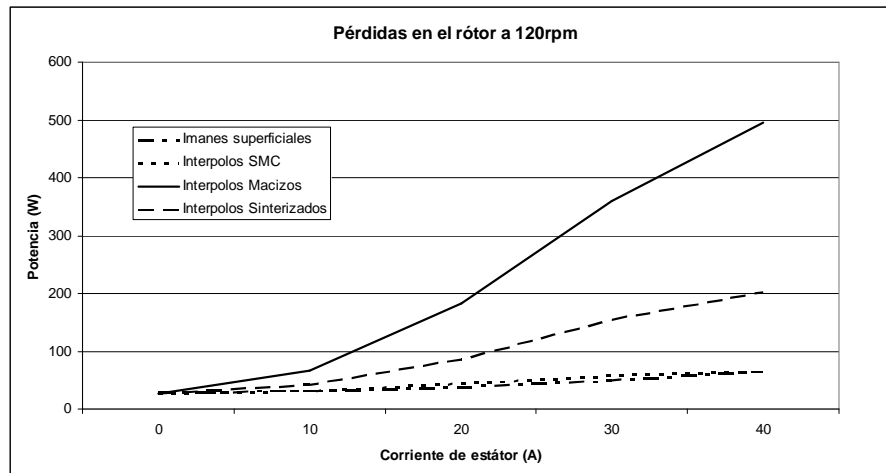


Figura 69. Pérdidas del rotor en función de la amplitud del armónico fundamental de corriente de estator.

Las conclusiones que se pueden extraer de la distribución de pérdidas, algunas de las cuales ya se han mencionado en el análisis previo, son las siguientes:

- Las pérdidas en los imanes varían levemente con la carga de la máquina, si bien dicha variación es muy pequeña. La mayor parte de dichas pérdidas ya existe cuando la máquina no está en carga, por tanto se deben a la interacción del imán con el indentado del estator.
- Las pérdidas en interpolos dependen cuadráticamente de la carga en corriente, sea cual sea el material del que se componen.
- Las pérdidas en la llanta de rotor son algo superiores en las configuraciones con reluctancia comparadas con el caso de imanes superficiales. Este efecto es más acusado en el caso de los interpolos macizos, lo cual se debe a la mayor permeabilidad magnética de éstos en comparación con los otros interpolos, que favorece la circulación de armónicos de campo magnético por el rotor mismo.
- La generación de par de reluctancia en base al empleo de un rotor macizo es inviable por la gran cantidad de pérdidas en dicho rotor, siempre y cuando se pretenda mejorar la eficiencia respecto de una máquina de imanes

superficiales. Esto es así incluso en una máquina con una frecuencia temporal del armónico fundamental tan baja como esta.

- Las pérdidas en el estator son superiores en el caso de las configuraciones con reluctancia, lo cual es lógico considerando que la reacción de inducido es mayor en esos casos y por tanto las corrientes tienen más facilidad para generar campo magnético, operando la máquina a mayores cargas magnéticas.

9.6.3. Eficiencia de las distintas configuraciones

Considerando las conclusiones del apartado anterior, no es de interés evaluar la máquina con postizos interpolares macizos, puesto que éstos no contribuirían a la mejora de la eficiencia deseada. Considerando que se trata de comparar una máquina con capacidad de generación de par en modo reluctante con una máquina cuya generación de par se debe únicamente a la interacción entre campos magnéticos, y que la relación de reluctancias es relativamente baja, y siendo las fuentes de campo las mismas en ambas configuraciones, está claro que la verdadera ventaja de una máquina respecto de otra está a alta carga. Si bien ya se percibe dicha tendencia a partir de los resultados de los ensayos, la limitación de la carga aplicada supone que no se alcance la región de funcionamiento en la que es claramente favorable la configuración reluctante.

Como se puede observar en la Tabla 44, a baja carga la componente reluctante tiene una contribución despreciable a la generación de par. Es por esto que el comportamiento de la máquina de imanes superficiales es mejor, puesto que carece de las pérdidas añadidas que supone la inclusión de postizos interpolares, bien en el seno de éstos, bien en el material base del rotor como consecuencia de haber añadido una región de elevada permeabilidad magnética, tal y como se puede observar de la Tabla 40 a la Tabla 43. A medida que aumenta la carga eléctrica, la componente reluctante del par crece con el cuadrado de ésta, por lo que comienza a aliviar de forma importante a la máquina, puesto que requiere menos corriente para conseguir

un mismo par. Dicha carga eléctrica a su vez lleva consigo la generación de un nivel armónico superior de campo magnético en el entrehierro, generando pérdidas adicionales en el rotor de la máquina. Estas pérdidas adicionales son muy reducidas, casi inexistentes, en el caso de los interpolos SMC, y son más considerables en el caso de los interpolos sinterizados. Como se puede ver en la Figura 70, la máquina con interpolos SMC presenta una eficiencia superior a la de interpolos sinterizados, si bien la eficiencia de la segunda es superior a la de la máquina de imanes superficiales.

Todos los cálculos aquí presentados asumen la máquina a temperatura ambiente (20°C). A mayores temperaturas el par de campo se debilita. No ocurre lo mismo con el par de reluctancia, que es mucho menos sensible al incremento de temperatura. Por tanto, en condiciones térmicas más desfavorables, la contribución del par de reluctancia es de mayor importancia. Así mismo, la reducción de corriente lograda para conseguir un mismo par, debida a la posibilidad de emplear la reluctancia, tiene un mayor impacto en las pérdidas en el cobre, puesto que la resistividad eléctrica de éste es mayor a mayores temperaturas.

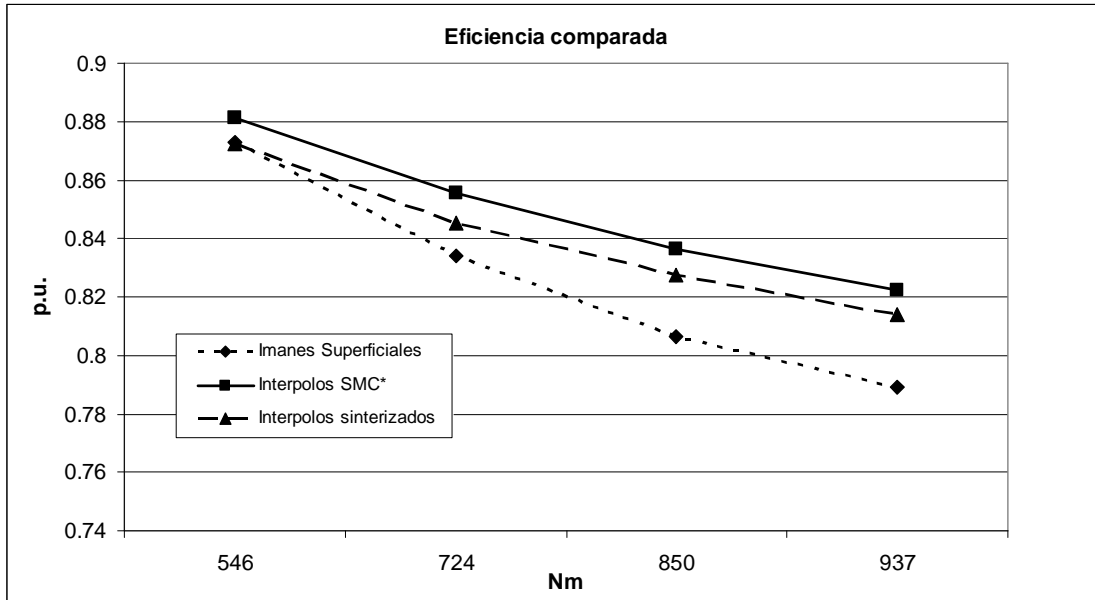


Figura 70. Eficiencias a distintas cargas de las configuraciones de máquina estudiadas.

Tabla 44. Eficiencia de las tres configuraciones de interés de máquina a pares de funcionamiento similares. Las columnas muestran, de izquierda a derecha, la configuración, el par, el módulo y fase de la corriente (en grados eléctricos respecto de la f.e.m interna), las pérdidas totales en el rotor, hierro de estator, y cobre en W, y la eficiencia. El módulo y la fase de la corriente se han escogido de acuerdo a los registrados en los ensayos a los dos niveles de carga inferiores en las configuraciones ensayadas sobre el prototipo.

Configuración	Nm	A	Grados	W rot.	W Fe est.	W Cu	Efic.
Superficiales	294	15,6	5,8	32	22	229	0,923
Superficiales	546	29,2	-2,3	44	26	800	0,873
Superficiales	724	38,9	-2,3	58	27	1422	0,834
Superficiales	850	45,8	-2,3	69	29	1968	0,806
Superficiales	937	50,4	0	70	29	2381	0,789
SMC*	295	15,6	16,2	33	23	227	0,923
SMC*	551	28,1	15,7	50	30	741	0,881
SMC*	720	36,0	23,0	59	33	1213	0,855
SMC*	851	42,0	23,0	61	37	1652	0,836
SMC*	935	46,0	28,0	66	37	1981	0,822
Sinterizados	297	15,6	16,21	53	24	227	0,918
Sinterizados	558	28,1	15,7	123	30	741	0,872
Sinterizados	730	36,0	23,0	170	33	1213	0,845
Sinterizados	863	42,0	23,0	181	37	1652	0,827
Sinterizados	946	46,0	28,0	194	37	1981	0,813

9.7. ENSAYOS

Con objeto de valorar experimentalmente estos resultados se realizaron ensayos sobre el prototipo construido. Dichos ensayos se extendieron a dos de las configuraciones, la de Imanes Superficiales, y la de Interpolos Sinterizados. Las campañas de ensayos dieron lugar a mucha más información de la presentada en esta Tesis, por lo que en este texto se hace uso exclusivamente de aquellos resultados de los ensayos estrictamente necesarios para ratificar los cálculos presentados en los apartados anteriores.

Como es sabido, el modo en que se opere la máquina es importante para conseguir de ella la máxima eficiencia. En este caso se considera que la operación con máximo par por amperio es la ideal para conseguir la mayor eficiencia en la conversión mecano-eléctrica que realiza la máquina. Por ese motivo se muestra en la Tabla 44 la fase de la corriente respecto de la fuerza electromotriz. En el banco de ensayos en el que se sometió la máquina a prueba se disponía de un convertidor electrónico de potencia comercial de la serie ACS800 de ABB, el cual es capaz de funcionar sin sensor de posición ni de velocidad (de forma menos precisa que en el caso de que sí disponga de él), inyectando corrientes cuyo primer armónico presenta la fase adecuada para desarrollar el par que se le marque como referencia con la máxima eficiencia. La presencia de dicho convertidor se convierte en problema cuando no se dispone de los equipos de medida adecuados para medir potencias con un contenido armónico elevadísimo, derivado de las conmutaciones del convertidor. Dos son las maneras en las que se ha tratado de superar este inconveniente:

- Medida de prestaciones conjuntas máquina-convertidor. De este modo se caracteriza el tándem, mediante la medida de la potencia mecánica a la entrada del generador, y la de la potencia eléctrica en el punto de conexión a la red eléctrica del convertidor. Naturalmente estos resultados no aportan información directa y concluyente sobre la máquina, puesto que los resultados

obtenidos están condicionados por el comportamiento del convertidor a los distintos niveles de carga y de las distintas máquinas, caracterizadas por distintas inductancias.

- Medida de prestaciones de máquina con filtro de armónicos inductivo-capacitivo. En este caso la medida es directa, existiendo como único inconveniente la imposibilidad de ir a cargas altas por aparecer problemas con el convertidor.

9.7.1. Ensayo Conjunto Máquina-Convertidor

Para la realización de este ensayo se tomaron las siguientes medidas, pudiéndose ver el esquema del montaje en la Figura 71:

- Frecuencia eléctrica en terminales de la máquina de imanes permanentes.
- Tensiones, corrientes, potencias en terminales de la máquina de arrastre.
- Temperaturas en la máquina de imanes permanentes.
- Corriente en la máquina de imanes, basada en una medida poco precisa dada por el convertidor.
- Tensión en la máquina de imanes, obtenida con polímetro con filtro para PWM incorporado
- Corriente, tensión y potencia entre convertidor y red eléctrica.
- Corriente, tensión y potencia en terminales de la máquina motora.

En ambos casos los aparatos de medida empleados fueron los mismos y se dispusieron de idéntica manera.

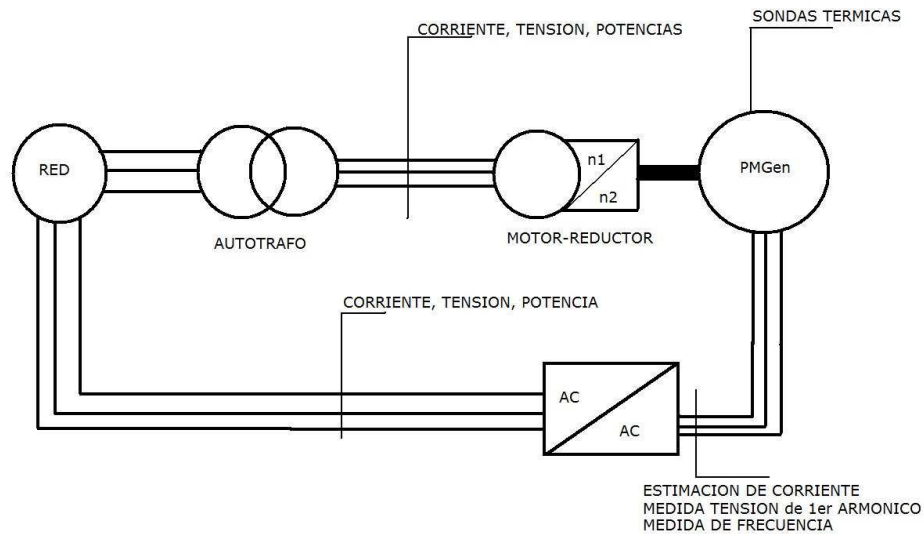


Figura 71. Esquema de montaje dispuesto para la realización del ensayo conjunto máquina-conversor.

A continuación se presentan los resultados. La Tabla 45 muestra los resultados del ensayo realizado sobre la máquina de imanes superficiales. La Tabla 46 muestra los resultados para el mismo ensayo realizado sobre la configuración con interpolos sinterizados. La Figura 72 presenta los resultados de ambos ensayos de forma comparada.

Las conclusiones derivadas del cruce de la información provista en estas tablas con la información de eficiencia de la máquina han de ser cautas en cuanto a eficiencia del convertidor, puesto que el convertidor no funciona a plena carga en ningún punto, lo cual se asume es desfavorable desde el punto de vista de su eficiencia.

Tabla 45. Resultados de ensayo conjunto de máquina+convertidor con imanes superficiales. Los valores de corriente son los estimados por el propio convertidor.

Estado térmico	Par mecánico (Nm)	Tensión terminales (V)	Corriente (A)	Angulo de par (grados eléctricos)	P eje (W)	P red (W)	Efic.
Fría	112	131,9	6,1	7,6	1455	1210	0,770
Fría	170	130,8	9,3	5,5	2184	1860	0,842
Fría	229	130,2	12,4	4,0	2935	2490	0,859
Fría	287	130,1	15,3	2,7	3664	3100	0,854
Fría	345	129,9	18,3	3,0	4390	3670	0,851
Fría	401	130,3	21,5	3,0	5108	4240	0,841
Fría	460	130,0	24,5	3,6	5837	4750	0,834
Fría	517	131,0	28,3	3,7	6552	5270	0,818
Fría	576	132,6	31,6	3,7	7290	5740	0,808
Fría	634	134,0	34,0	3,4	8007	6170	0,791

Tabla 46. Resultados de ensayo conjunto máquina-convertidor con interpolos sinterizados.

Estado térmico	Par mecánico (Nm)	Tensión terminales (V)	Corriente (A)	Angulo de par (grados eléctricos)	P eje (W)	P red (W)	Efic.
Fría	115	133,0	6,2	8,1	1483	1212	0,826
Fría	170	132,7	9,3	8,4	2185	1855	0,856
Fría	227	132,8	12,1	9,9	2910	2490	0,861
Fría	285	133,5	15,3	11,7	3636	3119	0,863
Fría	341	133,2	18,1	14,9	4348	3713	0,858
Fría	399	135,3	21,1	15,6	5079	4282	0,847
Fría	458	136,4	23,9	17,8	5813	4830	0,835
Fría	514	139,0	26,8	19,0	6523	5360	0,826
Fría	573	141,1	29,6	20,5	7250	5860	0,812
Fría	631	143,3	32,4	22,0	7967	6350	0,801
Fría	685	146,4	35,0	23,0	8635	6810	0,793

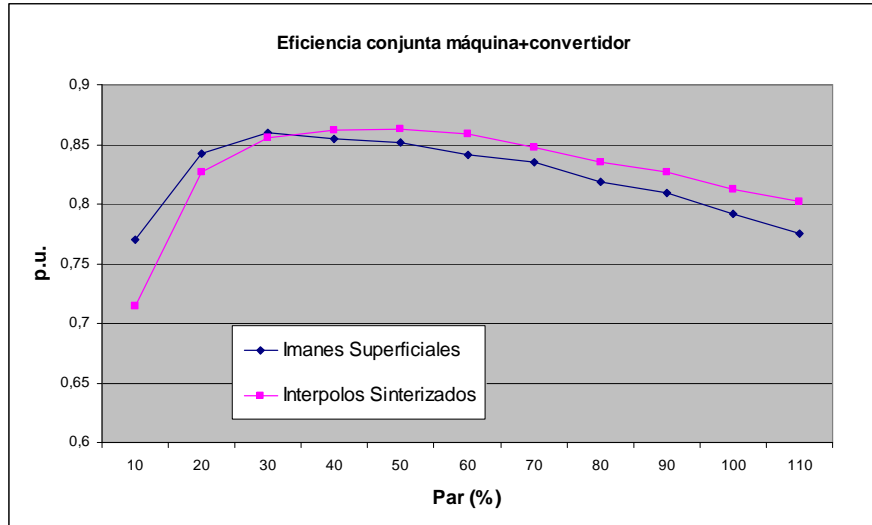


Figura 72. Eficiencias conjuntas máquina-convertidor comparadas de la máquina de imanes superficiales y la máquina de interpolos sinterizados para distintas cargas.

9.7.2. Ensayos con filtro LC

Para la realización de este ensayo se tomaron las siguientes medidas, pudiéndose ver el esquema del montaje en la Figura 73:

- Medida de tensiones, corrientes, y potencia en terminales de máquina motora.
- Medida de tensiones, corrientes, y potencia en terminales de máquina de imanes permanentes.
- Medida de frecuencia en terminales de máquina de imanes permanentes.
- Temperaturas en la máquina de imanes permanentes.

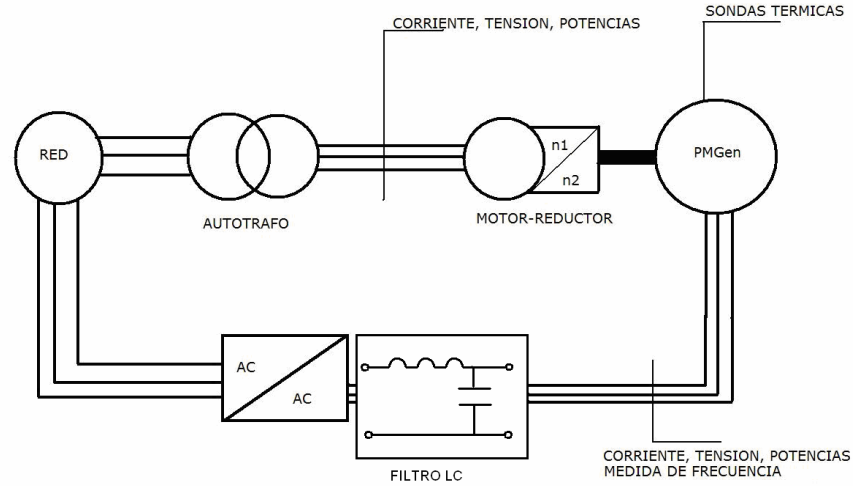


Figura 73. Esquema de montaje dispuesto para la realización del ensayo con filtro LC entre máquina y convertidor.

El filtro inductivo-capacitivo trifásico incluido, dispuesto entre convertidor y máquina, presenta las siguientes características:

- Rama serie inductiva de 31.8mH , en terminales del convertidor.
- Rama paralelo capacitiva de $3.05\mu\text{F}$, conexión en estrella con neutro aislado, entre la máquina eléctrica y la rama inductiva del filtro.
- La frecuencia de corte de éste filtro es de 500Hz aproximadamente, lo cual elimina buena parte de los armónicos de tensión en terminales de la máquina, puesto que hay un gran contenido armónico a partir de los 2kHz , que es aproximadamente la frecuencia del carrier del sistema PWM, si bien dicha frecuencia es variable en este convertidor.

El efecto del filtro sobre la operatividad del convertidor fue el de eliminar su posibilidad de trabajar a muy altas cargas comparadas con la carga de la máquina. Se desconoce el motivo por el que esto pueda ocurrir.

La Tabla 47 muestra las medidas más importantes, así como alguna variable derivada de éstas, obtenidas en la realización del ensayo para la configuración con imanes

superficiales. Se puede ver que los ángulos de par, estimados a partir de las medidas en terminales de la máquina y de los parámetros de ésta, se aproximan convenientemente a lo que marca la estrategia de máximo par por amperio en el caso de una máquina sin saliencia, y en cualquier caso son suficientemente pequeños como para tener un impacto de consideración sobre ésta.

Tabla 47. Resultados de los ensayos con filtro LC con imanes superficiales. Máquina fría.

Par eje (Nm)	Tensión (V)	Corriente (A)	Angulo de par (grados eléctricos)	P terminales (W)	Eficiencia (p.u.)
115	133,7	6,2	0,6	1346	0,915
173	131,6	9,2	3,7	2037	0,923
235	129,7	12,4	5,2	2710	0,908
294	128,4	15,6	5,8	3380	0,904
351	128,4	18,8	5,0	4040	0,909
412	129,7	22,0	3,6	4680	0,898
476	132,9	25,5	1,2	5320	0,885
546	138,6	29,2	-2,3	5910	0,858

En cuanto a los resultados con la configuración con interpolos sinterizados, pueden verse en la Tabla 48. Los ángulos de par estimados a partir de las medidas en terminales de la máquina son crecientes con la carga, lo cual es lo usual cuando se pretende extraer el máximo par por unidad de corriente posible de una máquina de imanes permanentes con cierta saliencia. En cualquier caso se estima que, a la máxima carga ensayada, dicho ángulo debiera ser del orden de 10° eléctricos más para un mejor aprovechamiento de la componente de reluctancia del par. El ángulo de par óptimo se puede estimar para cualquier carga una vez se conocen los valores de inductancias en eje directo y eje en cuadratura tal y como se mostró en el Capítulo 3. Respecto a la eficiencia comparada de ambas configuraciones no pueden establecerse conclusiones derivadas de estos ensayos, habida cuenta del bajo nivel de carga alcanzado, y considerando que las condiciones ventajosas para una mejora de eficiencia de la máquina con interpolos sinterizados se alcanzan a altos niveles de carga de acuerdo a la información aportada por las simulaciones.

Tabla 48. Resultados obtenidos del ensayo con filtro LC con interpolos sinterizados. Máquina fría.

Par eje (Nm)	Tensión (V)	Corriente (A)	Angulo de par (grados eléctricos)	P terminales (W)	Eficiencia (p.u.)
114	133,1	6,2	4,8	1380	0,948
173	131,5	9,3	9,9	2070	0,940
235	130,2	12,4	14,0	2740	0,916
295	129,9	15,6	16,2	3420	0,912
356	131,4	18,8	17,3	4110	0,911
424	134,8	22,2	17,9	4810	0,897
482	138,8	25,0	17,1	5370	0,881
546	145,5	28,1	15,7	5980	0,868

9.8. VERIFICACIÓN DE RESULTADOS

La comparación de los resultados de los ensayos y los cálculos de elementos finitos en algunos puntos de funcionamiento es clave para la posterior extrapolación del comportamiento de la máquina en un dominio de cargas mas allá del ensayado, que como se ha comentado previamente es el de verdadero interés, ya que es en el que las configuraciones con saliencia obtienen ventaja sobre la configuración con imanes superficiales.

Se han escogido dos puntos de carga, al final del rango de carga medido en los ensayos y a mitad de éste. Los resultados se presentan en la Tabla 49 y en la Tabla 50, para cada una de las configuraciones. El modelo de elementos finitos ha sido alimentado con corrientes de misma amplitud a la medida en los ensayos y misma fase estimada a partir de dichos ensayos, mostrados en la Tabla 47 y en la Tabla 48.

Es preciso subrayar que ni los valores medidos ni los valores calculados son las magnitudes reales existentes en la máquina. Las medidas están sujetas a incertidumbre, tanto la de par mecánico como la de potencia eléctrica. Se observan diferencias del orden del 1% en el par y en la potencia eléctrica de salida. Eso se traduce en diferentes eficiencias estimadas, tanto en una configuración como en otra, con discrepancias alrededor del 2%, siempre resultando en mayor eficiencia la

derivada de los cálculos por elementos finitos. Tal error, con apariencia de sistemático, puede deberse a:

- La medición de potencia eléctrica en el banco. En principio es improbable considerando la calidad del equipo de medida.
- Pérdidas no generadoras de par, asociadas por ejemplo a la circulación de armónicos de corriente en la máquina. No se ha caracterizado la distorsión armónica de corriente ni de tensión. Sí se ha filtrado buena parte del ruido armónico de tensión en terminales de la máquina gracias al filtro LC, lo cual hace pensar que dichas corrientes armónicas debieran ser bajas.
- La estimación del par en el eje. Parece que dicho error dista de ser sistemático, puesto que en una máquina y otra la desviación del par calculado por elementos finitos respecto del medido tiene distinto sentido.

Tabla 49. Comparativa entre resultado FEM y resultado de ensayos en la máquina de imanes superficiales.

Imanes superficiales	Media Carga	Plena Carga
Par Medido	294 Nm	546 Nm
Par (Calculado FEM)	293 Nm	546 Nm
Corriente	15,6 A	29,23 A
Fase de corriente	5,8°	-2,3°
Pérdidas Rotor (Calculado FEM)	32 W	44 W
Pérdidas Hierro (Calculado FEM)	22 W	26 W
Pérdidas cobre (Calculado FEM)	229 W	800 W
Eficiencia (Calculada FEM)	0,923	0,873
Eficiencia Medida	0,904	0,858
Error eficiencia (%)	1,85%	1,44%

Tabla 50. Comparativa entre resultado FEM y resultado de ensayos en la máquina con interpolos sinterizados.

Interpolos sinterizados	Media Carga	Plena Carga
Par Medido	295 Nm	546 Nm
Par (Calculado FEM)	296 Nm	552 Nm
Corriente	15,6 A	28,14 A
Fase de corriente	16,2°	15,7 °
Perdidas Rotor (Calculado FEM)	53 W	123 W
Pérdidas Hierro (Calculado FEM)	24	30
Pérdidas cobre (Calculado FEM)	227	741
Eficiencia (Calculada FEM)	0,918	0,872
Eficiencia Medida	0,912	0,868
Error eficiencia (%)	0,51%	0,38%

Tras el análisis de estos resultados, se considera como suficientemente representativo y fiable el modelo de elementos finitos, quedando validados sus resultados para las configuraciones presentadas en apartados previos para todo el rango de niveles de carga.

9.9. CONCLUSIONES

De las páginas anteriores se puede concluir:

- En los sistemas de generación renovable la configuración óptima de la máquina está condicionada por el coste de los imanes, tendiendo al empleo de imanes menores cuanto más caros son. Esta tendencia es mayor cuanto más peso tienen los imanes en el coste del sistema completo, lo cual alcanza su máximo en el caso del accionamiento directo.
- En el caso aquí presentado, desarrollado en el contexto de la energía eólica de accionamiento directo, se obtiene que con costes de imanes elevados el óptimo de diseño presenta un recubrimiento polar por parte del imán del 60%. Dicha conclusión no es aplicable a sistemas de accionamiento no directo, o a aquellos en los que el coste de los imanes tenga un impacto proporcionalmente menor sobre el coste del sistema.

- En este caso, es posible mejorar las prestaciones de las máquinas de accionamiento directo mediante la integración en sus rotores de piezas que sean capaces de proveer a éstos de saliencia, permitiendo por tanto la generación de una componente de par basada en la variación de reluctancia del rotor, evitándose además la construcción de un rotor laminado, de mayor coste.
- Dichos postizos interpolares han de presentar una conductividad eléctrica macroscópica reducida, de otro modo dan lugar a niveles de pérdidas superiores al ahorro que se puede obtener en la máquina asociado al par reluctante.
- Se ha encontrado solución satisfactoria, lo que supone una mejora de la eficiencia, con el uso de dos materiales:
 - Fe-Si Sinterizado.
 - Composite Fe-Resina.
- En general cualquier material con alta permeabilidad magnética y baja conductividad eléctrica macroscópica es válido para conseguir la mejora de la eficiencia de una máquina basado en el principio que aquí se ha presentado, siempre y cuando el imán ocupe una fracción reducida de la superficie polar y deje espacio para la colocación del postizo interpolar con dimensiones que le permitan proveer de un nivel de saliencia suficiente al rotor.

10. APORTACIONES, CONCLUSIONES GENERALES, Y FUTUROS DESARROLLOS

Además de las conclusiones parciales que se han presentado en cada Capítulo de esta Tesis, a continuación se presentan algunas conclusiones generales, que no pretenden solaparse con las anteriores sino ser más amplias y generales. Además, se resumen las aportaciones realizadas, que complementan el estado de la técnica que se encontró al comienzo de esta Tesis, y que dan lugar a dos metodologías de diseño y a un concepto de máquina con ciertas ventajas en cuanto a eficiencia y configuración constructiva.

Las máquinas eléctricas de baja velocidad y alto esfuerzo específico, bien sea fuerza o par, fueron motivo de interés del autor de esta Tesis al comienzo de su desarrollo por diversos motivos. El primero de éstos es que la baja velocidad y por tanto baja sollicitación mecánica existente en estas máquinas permite olvidarse en buena parte del diseño mecánico y centrarse en el diseño electromagnético, para el que se tienen menos restricciones considerando que tiene que satisfacer menos limitaciones estructurales y de fabricabilidad con respecto a lo encontrado para el diseño de máquinas más rápidas. El segundo es la necesidad, por parte de algunas aplicaciones, de este tipo de máquinas. El diseño de estas es en general tan específico para dichas aplicaciones que en muchas ocasiones es imposible encontrar diseños comerciales de máquina eléctrica óptimos para ellas, careciendo los ingenieros que trabajan en su desarrollo de un punto de referencia para realizar el diseño.

El primer contacto con la conversión electromecánica de baja velocidad fue el que mantuve con el sector de la energía con olas. Esa puede considerarse una aplicación límite de la máquina eléctrica. Es límite porque aún está por demostrar que el uso de sistemas de conversión electromecánica directamente acoplados al sistema

absorbedor de energía del oleaje sea la opción buena. Pero ni siquiera se ha mostrado una opción buena para los propios sistemas de conversión fluido-mecánicos, por lo que cualquier desarrollo sobre máquina eléctrica en ese campo, aún siendo de interés y pudiendo ayudar a dar pasos en un sentido o en otro, no puede tener entidad por sí solo, sino embebido en un sistema más amplio. En cualquier caso aquella experiencia, que se ha relatado en parte en esta Tesis (Capítulo 2), condicionó el interés por los sistemas lentos desarrollando altas fuerzas. Aquel proyecto proporcionó un punto de referencia a mi Tesis, ya que fue bautizada y se le asignó contenido por primera vez en base a él. Reclamo como aportación en este campo la de la máquina de reluctancia conmutada dada por [Pinilla, 2008]. Me atrevería a concluir que el hecho de basar el esfuerzo electromagnético en la reluctancia requiere cargar mucho los circuitos magnéticos para conseguir una alta densidad de esfuerzo. Y cargarlos mucho significa proveer a la máquina de una altísima carga de corriente, que es menos efectiva para generar dicho esfuerzo a medida que crece, debido a la saturación del ferromagnético de la máquina. En ausencia total o parcial de otras ventajas de índole práctico y constructivo, que al comienzo de aquel proyecto de desarrollo se reclamaban para tal configuración pero que no me atrevería a defender en la actualidad, no usaría este tipo de máquina para esta aplicación, sino que me centraría en las máquinas de imanes permanentes.

El siguiente y definitivo contacto con la conversión electromecánica de baja velocidad, y que es la fuente del desarrollo de esta Tesis, se liga al sector eólico, que a diferencia del anterior cuenta con tecnología en plena madurez. No cabe duda que la tendencia actual es la de proveer a los aerogeneradores de máquinas eléctricas capaces de evitar el uso de multiplicadora, como se muestra en el Capítulo 2. Y dichas máquinas son por lo general de imanes permanentes. Es una cuestión de eficiencia y de fiabilidad fundamentalmente. Tras el trabajo dedicado a este campo, además de haber desarrollado mis conocimientos en cuestión de diseño de máquinas eléctricas en general y haber recabado amplia información sobre el estado del arte del diseño de máquinas de imanes permanentes en particular, condensado en el Capítulo 3 y que

espero sea de gran utilidad para futuros investigadores y diseñadores que trabajen en este campo, puedo reclamar las siguientes **aportaciones**:

- Una metodología de diseño que permite obtener un aprovechamiento óptimo de la carga de corriente en una máquina de imanes permanentes y baja velocidad y frecuencia de funcionamiento, según se muestra en el Capítulo 6. [Pinilla, 2011]
- Una metodología de diseño basada en algoritmos genéticos que proporciona un diseño óptimo teniendo en consideración la incertidumbre existente en los precios de las materias primas destinadas a la construcción de máquinas de imanes permanentes, esto es, los precios de los propios imanes, los del cobre, y los del acero magnético, según se muestra en el Capítulo 7. [Pinilla, 2011b]
- Una propuesta de máquina que optimiza el diseño de un generador de imanes permanentes cuando está involucrado dentro de un sistema de generación eléctrica de origen renovable directamente acoplado al tren de potencia. La máquina propuesta consigue mejorar la eficiencia de una máquina de imanes superficiales mediante el desarrollo de par de reluctancia; esto se consigue sin emplear un núcleo magnético laminado en el rotor de la máquina, estando basada en el uso de compuestos magnéticos blandos. Esto permite reducir la carga de corriente por unidad de par, con la consiguiente mejora en eficiencia, y sin requerir construir un bloque magnético de rotor laminado y así evitar el sobre coste que esto supone. La propuesta se muestra en el Capítulo 9, y se basa en resultados de cálculo contrastados con medidas efectuadas sobre una máquina construida cuyas características se muestran en el Capítulo 8. [Pinilla, 2011c]

Son diversas las **conclusiones** que puedo extraer de mi experiencia con las máquinas de imanes permanentes dedicadas a la conversión electromecánica con baja velocidad y alto esfuerzo. Algunas de ellas, las más significativas, son:

- En lo que se refiere a las prestaciones de estas máquinas, se puede decir que presentan una alta eficiencia, dado que sólo requieren una fuente de campo generadora de pérdidas. Asimismo son fiables, puesto que no es complicado realizar diseños tolerantes a las faltas eléctricas que puede haber en una máquina. Son las más adecuadas por tanto para cualquier aplicación lenta, alimentada por un convertidor electrónico de potencia, y que requiera ser eficiente y fiable.
- Respecto al empleo de imanes como fuente de excitación se puede decir que:
 - Su coste es incierto, pero la gestión de dicha incertidumbre se puede manejar, tal y como se ha presentado en el Capítulo 7 de esta Tesis.
 - La complejidad derivada de su uso puede compensarse con la mejora de prestaciones mostradas respecto de otros conceptos de máquina. Dicha complejidad supone restricciones en los procesos de montaje por un lado y la necesidad elementos constructivos adicionales en los componentes de la máquina por otro, como sistemas de guiado para la inserción de rotor en estator.
- Cualquier fuente de esfuerzo electromagnético en el entrehierro ha de ser considerada para su uso. Esto se refiere, fundamentalmente, a la componente reluctante, que permite bien mejorar la eficiencia de una máquina, especialmente a cargas altas, o bien reducir la cantidad de imán o cobre empleado, reduciendo la capacidad de generar par de campo de la máquina pero sustituyéndola por capacidad para crear par de reluctancia. Naturalmente la generación de dicha componente reluctante está asociada a un sobrecoste, cuya conveniencia es preciso valorar.
- Las máquinas de imanes permanentes presentan restricciones constructivas asociadas al hecho de que se requiere la manipulación de componentes

magnetizados, tanto de los imanes por sí solos como de componentes mayores, como el conjunto rotórico. Eso añade algunas necesidades y complejidades a la construcción de este tipo de máquinas, como elementos para sujeción y guiado. Es preciso además establecer protocolos de seguridad para la manipulación de cualquier elemento magnetizado.

- Si bien en el caso de las máquinas de baja velocidad las consideraciones de tipo mecánico-estructural a tomar son prácticamente nulas salvo en aquellas de dimensiones muy grandes, sí es fundamental realizar un diseño integrado de los aspectos electromagnéticos y térmicos. El diseño electromagnético está condicionado por las temperaturas, y éstas están condicionadas por la operación de un diseño electromagnético específico. Asimismo, el diseño térmico depende en buena medida de consideraciones constructivas como el grado de protección de la máquina que condiciona la facilidad para extraer calor, y que además de influir sobre las características operativas inmediatas lo hace sobre el envejecimiento de los aislamientos, adhesivos, y recubrimientos, que a largo plazo redundan en la robustez y fiabilidad de la máquina.
- A diferencia del campo de los accionamientos industriales, las aplicaciones de conversión de energía renovable requieren diseños específicos para cada caso de la máquina eléctrica, que ha de integrarse de la forma más armoniosa posible en el conjunto del sistema. Así se puede ver en el Capítulo 2.
- Es siempre necesario considerar para un diseño la economía de este. En el caso de las máquinas destinadas a ser parte de un sistema de generación renovable, esto es fundamental puesto que su peso dentro de la estructura de costes del sistema suele ser tan grande que puede condicionar el interés económico y financiero de un proyecto.

Se proponen como **futuros desarrollos**, relacionados con la conversión electromecánica de baja velocidad, los siguientes:

- En el campo de la generación con olas no existe, hasta donde conozco, un estudio profundo y público en el que sistemáticamente se comparen, para cada tecnología de convertidor propuesta, el uso de sistemas de generación eléctrica con accionamiento directo con los sistemas alternativos con hidráulica. Realizar dicha comparación requiere capacidad de optimizar tanto un tipo de sistema como el otro (máquina eléctrica lineal Vs. presumiblemente hidráulica) en términos de coste de la energía, considerando de forma rigurosa los costes de capital y de mantenimiento, así como la eficiencia del sistema. Su desarrollo será de grandísimo interés industrial para el sector, y debiera llevar entre sus conclusiones generales el ratio entre fuerza y velocidad característica límite por encima del cual es ventajoso emplear una máquina eléctrica lineal, y por debajo del cual es mejor emplear un sistema de otro tipo.
- Derivado del punto de partida analítico para el diseño de máquinas de baja velocidad del Capítulo 6, sería de gran interés introducir en el análisis las pérdidas en el hierro. Esto ha de hacerse de tal manera que no se introduzca demasiada complejidad a la formulación, de tal forma que aún sea posible extraer conclusiones con valor cualitativo del análisis.
- En relación a la metodología de diseño que hace uso de la optimización estocástica, sería de interés:
 - Hacer uso de funciones objetivo alternativas que permitan ajustarse más a los intereses de los inversores.
 - Comparar los diseños en base a una función de utilidad, que ha de ser propuesta, y que considere entre otros factores la aversión al riesgo para determinar cual de las funciones de utilidad es de mayor interés.
- En relación al diseño electromagnético de máquinas de baja velocidad, la búsqueda de configuraciones que, siendo de interés económico, provean de:

- Par de reluctancia y capacidad de regulación de tensión.
 - Protección químico-mecánica a los imanes.
 - Ausencia de un incremento importante de pérdidas por el hecho de añadir la componente reluctante del par y la protección químico-mecánica de los imanes.
 - Alta fiabilidad y robustez de dicha protección a largo plazo.
- En relación a las máquinas para generación eólica, el desarrollo de diseños modulares que permitan, con una alta eficiencia, reducir los recursos industriales necesarios para la construcción de dichas máquinas. Estos diseños pueden hacer uso, por ejemplo, de:
 - Bobinas concentradas.
 - Módulos para montaje previo de imanes.
 - Magnetización de los imanes al término o durante el ensamblaje de la construcción de la máquina.

11. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[Ackerman, 1992] B. Ackermann, J. Janssen, R. Sottek, and R. Van Steen, "New technique for reducing cogging torque in a class of brushless DC motors," in IEE Proc., pt. B, vol. 139, no. 4, Jul. 1992, pp. 315-320.

[Adams, 1909] C.A. Adams, A.C. Lanier, C.C. Pope, C.O. Schooley, "Pole-face Losses", Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs., 1909, 28 pp 1133-1156.

[Adnanes, 1991] A. K. Adnanes, "Torque analysis of permanent magnet synchronous motors", Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf., pp. 695-701, 1991.

[Alger, 1959] P. L. Alger, G. Angst, and E. J. Davies, "Stray-load losses in polyphase induction machines," AIEE Trans. Power Appar. Syst., pt. III-A, vol. 78, pp. 349-357, Jun. 1959.

[Almansi, 2009] A. Almansi, Rotor large deformation analysis for high speed electric machines, 11th Spanish Portuguese Conference on Electrical Engineering, 2009

[Andersson, 2009] O. Andersson, P. Hofecker, Advances in Soft Magnetic Composites-Materials and Applications, PowderMet2009, Las Vegas, July 2009

[Alitouche, 2007] K. Alitouche, R. Saou, M.E. Zaim, Analytical optimization of inset permanent magnets machine based on a genetic algorithm", International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, 2007, ACEMP'07, Electromotion '07 Bodrum, Turkey, 2007

[Anpalahan, 2001] P. Anpalahan, J. Soulard, H.-P. Nee, "Design steps towards a high power factor transverse flux machine", in Proc. European Conf: on Power Electronics and Applications, Graz, Austria, 2001.

[Arshad , 2001] W. M. Arshad, T. Backstrom, C Sadarangani, "Analytical design and analysis procedure of transverse flux machines", Proc. IEEE Electrical Machines and Drives Conf., pp. 115-121, 2001.

[Aydin , 2002] M. Aydin, S. Huang and T. A. Lipo "A new axial flux surface mounted permanent magnet machine capable of field control", Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 2, pp. 1250, 2002.

[Aydin, 2004] M. Aydin, S. Huang, T.A. Lipo, Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: a review, Research Report, 2004-10 Wispenc, 2004

[Aydin, 2007] M. Aydin , Z. Zhu , T. Lipo and D. Howe, "Minimization of cogging torque in axial-flux permanent-magnet machines: Design concepts", IEEE Trans. Magn., vol. 43, pp. 3614-2007.

[Badrzadeh, 2009] B. Badrzadeh, K. S. Smith, R. C. Wilson, Alternatives for high-power power electronic converters, switching devices and electric machines for very large wind farms: A technological and market assessment, European Wind Energy Conference, 2009

[Baggu, 2005]M M Baggu and H L Hess, "Thermal Modeling of "Direct Lamination Cooling (DLC)" Induction Motor for Hybrid Electric Vehicle Applications", Vehicular power and propulsion conference, Vol. 10, 1179-1194, 2005

[Baker, 2001] N.J. Baker, M.A. Mueller, Direct Drive Wave Energy Converters, Rev. Energ. Ren. Power Engineering, 2001

[Baker, 2004] N.J. Baker, M.A. Mueller, E. Spooner, "Permanent magnet air cored tubular linear generator for marine energy converters", PEMD 2004.

[Ban, 2005] D. Ban, et al., "Turbogenerator end-winding leakage inductance calculation using a 3-D analytical approach based on the solution of Neumann integrals", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 20, no. 1, pp. 98-105, 2005.

[Bang, 2008] D. Bang, H. Polinder, G. Shrestha, J.A. Ferreira, Review of Generator Systems for Direct-Drive Wind Turbine, Proc. 2008 European Wind Energy Conf., pp. 1-9

[Bas, 2003] J. Bas, J. Calero and M. Dougan, Sintered soft magnetic materials. Properties and applications, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 254–255, pp. 391–398, 2003

[Beckley, 2002] Philip Beckley, Electrical Steels for Rotating machines, Institution of Electrical Engineers, Power and Energy Series 37, 2002

[Bertotti, 1988] G. Bertotti, "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials", IEEE Trans. Magn., vol. 24, pp. 621-630, 1988.

[Bianchi, 1998] N. Bianchi, and S. Bolognani, "Design Optimization of Electric Motors by Genetic Algorithms," IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 145, pp. 475-483, September 1998.

[Bianchi, 2009] N. Bianchi and E. Fornasiero, "Impact of MMF Space Harmonic on Rotor Losses in Fractional-slot Permanent-magnet Machines," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 24, no. 2, pp. 323–328, Jun. 2009

[Blanco, 2009] M. Blanco, G. Navarro, M. Lafoz, Control of Power Electronics driving a Switched Reluctante Linear Generator in Wave Energy Applications, European Conference on Power Electronics and Applications, 2009

[Boglietti, 2009] A. Boglietti , A. Cavagnino , D. Staton , M. Shanel , M. Mueller and C. Mejuto, "Evolution and modern approaches for thermal analysis of electrical machines", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, pp. 871 2009.

[Bonnet, 2008] A. H. Bonnett and C. Yung, "Increased efficiency versus increased reliability", IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 14, pp. 29 2008.

[Boules, 1984] N. Boules, "Two-dimensional field analysis of cylindrical machines with permanent magnet excitation", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, pp. 1267-1277, 1984.

[Buus, 2009] F. Buus, A. Norskov, Pushing the Strength of Motor Magnets, Magnetics Business&Technology Magazine, Summer 2009

[Bywaters, 2004] G. Bywaters , V. John , J. Lynch , P. Mattila , G. Norton , J. Stowell , M. Salata , O. Labath , A. Chertok and D. Hablanian. Northern Power Systems WindPACT drive train alternative design study report. NREL, pp. 2004

[Bywaters, 2007] G. Bywaters, P. Mattila, D. Costin, J. Stowell, V. John, S. Hoskins, et al., "Northern Power NW 1500 Direct-Drive Generator," Northern Power Systems Inc., Waitsfield, VT, National Renewable Energy Laboratory, Subcontract Report NREL/SR-500-40177, Oct. 2007.

[Campbell, 2004] Peter Campbell, Permanent Magnet Materials and their application, Cambridge Press, 2004

[Candela, 2008] C. Candela, M. Morín, F. Blázquez, and C. A. Platero, "Optimal Design of a Salient Poles Permanent Magnet Synchronous Motor Using Geometric Programming and Finite Element Method," in Proc. 2008 International Conference on Electrical Machines, pp. 1-5.

[Carlson, 1989] R. Carlson, A. A. Tavares, J. P. Bastos, and M. L. Mazenc, "Torque ripple attenuation in permanent magnet synchronous motors", Conf. Rec. 1989 IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting, pp. 57-68.

[Carter, 1916] F.W. Carter, "Pole-Face Losses," Journal I.E.E., 1916, 54, p. 168

[Carter, 1955] G. W. Carter, "A note on the surface loss in a laminated pole-face," Proceedings of I.E.E., Vol. 102, Part C, 217, 1955

[Cassimere, 2007] B. N. Cassimere, R. R. Chan, J. Cale, A. M. Cramer, and S. D. Sudhoff, "Evolutionary Design of Electromagnetic and Electromechanical Devices," in Proc. IEEE Electric Ship Technologies Symposium 2007, pp. 150-157.

[Cassimere, 2009] B. N. Cassimere, and S. D. Sudhoff, "Population-Based Design of Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machines," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 24, pp. 338-346, June 2009.

[Cavagnino, 2006] A. Cavagnino and D. Staton "Convection heat transfer and flow calculations suitable for analytical modelling of electric machines", Proc. IEEE IECON, pp. 4841 2006.

[Chan, 2004] T.F. Chan, L.L. Lai, L.T. Yan, "Performance of a Three-Phase AC Generator With Inset NdFeB Permanent-Magnet Rotor", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 19, no. 1, March 2004

[Chan, 2007] T. F. Chan and L. L. Lai, "Permanent-magnet machines for distributed power generation: A review," in Proc. IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet., Jun. 2007, pp. 1–6.

[Chang , 2006] J. Chang, J. Kim, D. Kang, A novel transverse flux machine for direct drive applications, 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, 2006

[Chang , 2007] J. Chang, J. Lee, J. Kim, S. Chung, D. Kang, H. Weh, Development of Rotating Type Transverse Flux Machine, IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007

[Chau, 2008] K. T. Chau, C. C. Chan, and C. Liu, "Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 6, pp. 2246–2257, Jun. 2008

[Chen, 2000] 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 Trans. Magn.*, vol. 36, no. 5, pp. 3802–3809, Sep. 2000.

[Chen, 2004] Y. Chen, Pragasen Pillay and Azeem Khan, "PM Wind Generator Comparison of Different Topologies", *Industry Applications Conference, 2004, 39th IAS Annual Meeting, Conference Board of IEEE, 2004, Vol. 3, No. 1, pp. 1405-1412.*

[Chen, 2005] Y. Chen and P. Pillay, "Axial-flux PM wind generator with a soft magnetic composite core", *Conf. Rec. 40th IEEE IAS Annu. Meeting*, vol. 1, pp. 231-235, 2005.

[Cheng, 2002] Y. Cheng and P. Pillay, "An improved formula for lamination core loss calculations in machines operating with high frequency and high flux density excitation", *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, vol. 2, pp. 759-766, 2002

[Chertok, 2005] Allan Chertok, David Hablanian, Development of a Direct Drive Permanent Magnet Generator for Small Wind Turbines, Final Technical Report for the U.S. Department of Energy Grant Number DE-FG36-03G013139, January 7, 2005

[Chin, 2010] R. Chin, P. Maki-Ontto, R. Sakki et al., Performance characteristics of permanent magnet wind power generators with different rotor configurations, *Proceedings of the European Wind Energy Conference, 2010*

[Chiver, 2008] O. Chiver, E. Micu, C. Barz, 'Stator winding leakage inductances determination using finite element method', *11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, pp. 69-74, 22-28 May 2008.

[Cho, 1999] D. H. Cho, H. K. Jung, and D. J. Sim, "Multiobjective Optimal Design of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Improved Core

Loss Formula,” IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 14, pp. 1347-1352, December 1999.

[Chowdhury, 2005] S. K. Chowdhury, A distributed parameter thermal model for induction motors, Proceeding of Power Electronics and Drives Systems 2005, Vol. 1, 739-744, 2005.

[Chun, 2004] Y. D. Chun, S. Wakao, T. H. Kim, K. B. Jang, and J. Lee, “Multiobjective Design Optimization of Brushless Permanent Magnet Motor Using 3D Equivalent Magnetic Circuit Network Method,” IEEE Trans. on Applied Superconductivity, vol. 14, pp. 1910-1913, June 2004.

[Chunting, 2003] Chunting Mi; Slemon, G.R.; Bonert, R., Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 39 Issue:3, pp. 734-742, 2003

[Corrales, 1982] Juan Corrales Martín, Cálculo industrial de máquinas eléctricas, Ed. Marcombo, 1982

[Cros, 1998] J. Cros, P. Viarouge, and J. C. Gelinás, “Design of PM brushless motor using iron-resin composites for automotive applications,” in Proc IEEE IAS’98, vol. 1, St. Louis, MO, Oct. 12–15, 1998, pp. 5–11

[Cros, 2001] J. Cros, P. Viarouge, and A. Halila, “Brush DC motors with concentrated windings and soft magnetic composites armatures,” in Conf. Rec.IEEE-IAS Annu. Meeting, Chicago, IL, Oct. 2001

[Cros, 2002] J. Cros and P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 17, no. 2, pp. 248-253, 2002.

[Cunkas, 2006] M. Cunkas, R. Akkaya, "Design Optimization of Induction Motor by Genetic Algorithm and Comparison with Existing Motor", *Mathematical and Computational Applications*, Vol. 11, No. 3. 2006, pp. 193-203

[Dantzig, 1989] G. B. Dantzig, P. W. Glynn, M. Avriel, J. C. Stone, R. Entriken, and M. Nakayama, "Decomposition Techniques for Multi-Area Generation and Transmission Planning Under Uncertainty," Electric Power Research Institute, EPRI EL-6484, August 1989

[Deak, 2006] C. Deak , A. Binder and K. Magyari "Magnet loss analysis of permanent-magnet synchronous motors with concentrated windings", *Proc. ICEM*, pp. 6 2006.

[De la Ree, 1989] J. De La Ree and N. Boules, "Torque production in permanent magnetsynchronous motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 25, no.1, pp. 107–112, 1989.

[Dorrel, 2006] D. G. Dorrell , D. A. Staton and M. McGilp, "Design of brushless permanent magnet motors—A combined electromagnetic and thermal approach to high performance specification", *Proc. 32nd Annu. IEEE IECON*, pp. 4853 2006.

[Drak, 2007] M. Drak, L.A. Dobrzanski, Corrosion of NdFeB permanent magnets, *Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Egeineering*, Volume 20, Issues 1-2, January-February 2007

[Dubois, 1992] M. R. Dubois, H. Polinder, and J. A. Ferreira, "Comparison of generatortopologies for direct-drive wind turbines," in *Proc. Int. Conf. Electrical Machines (ICEM)*, Manchester, U.K., 1992, pp. 761–765

[Dubois , 2002] M.R. Dubois, H. Polinder, J.A. Ferreira, "Transverse-flux permanent magnet (TFPM) machine with toothed rotor", *Proc. IEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Bath, 2002, pp. 309-314

[Dubois, 2004] M. R. Dubois, "Optimized permanent magnet generator topologies for direct-drive wind turbines" Ph.D. dissertation, Delft Univ. Technol., Delft, The Netherlands, 2004

[Dubois, 2005] M.R. Dubois, L. Lefebvre et al., Compaction of SMC powders for high saturation flux density, IRAP Research Program, Canada, 2005

[Eastham , 1990] J. F. Eastham, "Novel synchronous machines: linear and disc", Proc. Inst. Elect. Eng., vol. B-137, pp. 49-58, 1990.

[Eastham, 1995] J. F. Eastham, M. J. Balchin, T. Betzer, H. C. Lai, S. Gair, "Disc motor with reduced unsprung mass for direct EV wheel drive", Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., vol. 2, pp. 569-573, 1995

[Echavarria, 2007] E. Echavarria, T. Tomiyama, G. van Bussel, B. Hahn, How Has Reliability of Technology Developed Through Time?, EWEC 2007

[Faulstich, 2009] S. Faulstich, B. Hahn, P. Lyding, and P. Tavner. Reliability of offshore turbines-identifying risks by onshore experience. In European Off shore Wind 2009, Conference and Exhibition, Stockholm, 2009

[Fernandez, 2008] Julia Fernández Chozas, Una Aproximación al Aprovechamiento de la Energía de las Olas Para la Generación de Electricidad, Proyecto Fin de Carrera, Proyecto Final de Carrera, ETSII, UPM, 2008

[Feudale, 2005] F. Feudale, A. Odorico, M. Sica et al., International Conference on Ship Propulsion and Railway Traction Systems, 2005

[Fornasiero, 2010] E. Fornasiero, N. Bianchi, S. Bolognani, Rotor losses in Fractional-Slot Three-Phase and Five-Phase PM Machines. XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM, Rome, 2010

[French, 1996] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, pp. 1080-1088, 1996.

[Gao, 1999] G. Gao, M. Steinhauser, R. Kavanaugh, "Studies on the Insulation Life of Adjustable Speed Drive (ASD)fed Motors Under Accelerated Aging Conditions," in IEEE CEIDP Conference Record, 1999, pp 581-584

[Gazley, 1958] C. Gazley, "Heat transfer characteristics of rotating and axial flow between concentric cylinders," Trans. ASME, pp. 79–89, Jan. 1958.

[Gieras, 1994] J.F. Gieras, Linear Induction Drives, Oxford University Press, 1994

[Gieras ,1998] J. F. Gieras, E. Santini, and M. Wing, "Calculation of synchronous reactances of small permanent-magnet alternating-current motors: comparison of analytical approach and finite element method with measurements", IEEE Trans. Magn., vol. 34, pp. 3712-3720, 1998

[Gieras, 2008] J. F. Gieras, Advancements in Electric Machines. New York, NY: Springer, 2008.

[Gieras, 2008b] J. F. Gieras, A. C. Koenig, L. D. Vanek: Calculation of eddy current losses in conductive sleeves of synchronous machines, IEEE International Conference on Electrical Machines 2008 ICEM in Proc, Paper ID 1305

[Gieras, 2009] Jacek F. Gieras, Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, CRC, August 2009

[Gélinas, 2003] Gélinas, C. and Brydges, D., "Insulated Iron Powders for Automotive Applications," SAE (Society of Automotive Engineers, Inc.) Paper 2003-01-0447, Warrendale (PA, USA)

[Gonzalez , 2007] D. A. Gonzalez , J. A. Tapia, A. L. Bettancourt "Design consideration to reduce cogging torque in axial flux permanent-magnet machines", IEEE Trans. Magn., vol. 43, pp. 3435, 2007.

[Graham, 1982] C. D. Graham Jr., "Physical origin of losses in conducting ferromagnetic materials", J. Appl. Phys., vol. 53, no. 11, pp. 8276-8280, 1982.

[Grauers, 1996] A. Grauers, Design of Direct-driven Permanent-magnet Generators for Wind Turbines, Tesis Doctoral, Chalmers University of Technology, 1996

[Grauers, 1996b] A. Grauers, "Efficiency of three wind energy generator systems", IEEE Trans. Energy Convers, vol. 11, no. 3, pp. 650-657, 1996.

[Grauers, 2004] A. Grauers and P. Kasinathan "Force density limits in low-speed PM machines due to temperature and reactance", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 19, pp. 518, 2004.

[Grauers, 2005]A. Grauers , P. Kasinathan and E. S. Hamdi "Force density limits in low-speed permanent magnet machines due saturation", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 20, pp. 37 2005

[Gray,1913] Alexander Gray , Electrical Machine Design - The Design And Specification Of Direct And Alternating Current Machinery, McGraw Hill, 1913

[Gunn, 1981] J.E. Gunn, S.K. Malik and P.M. Mazumdar, Highly accelerated temperature and humidity stress test technique (HAST). In:Proceedings of the IEEE Reliability Physics Symposium (1981), pp. 48–51

[Guo, 2003] Y. G. Guo, J. G. Zhu, P. A. Watterson, and W. Wu, "Design and analysis of a transverse flux machine with soft magnetic composite core", Proc. Int. Conf. Electr. Machines Systems, pp. 153-157, 2003.

[Guo, 2006] Y. G. Guo, J. G. Zhu, P. A. Watterson, and W. Wu, "Development of a permanent magnet transverse flux motor with soft magnetic composite core," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 21, no. 2, pp. 429–437, June 2006.

[Gvetkovski , 2008] G. Gvetkovski, L. Petkovska, "Performance improvement of PM synchronous motor by using soft magnetic composite material", IEEE Trans. Magn., vol. 44, 2008.

[Hamdi, 1994] E.S. Hamdi, Design of Small Electrical Machines, John Wiley&Sons, 1994

[Hansen, 2008] A.D. Hansen, G. Michalke, "Modelling and Fault Ridethrough capability of full scale converter multipole PMSG wind turbines", Proc. 2008 European Wind Energy Conf., pp. 1-9

[Haraguchi, 2009] H. Haraguchi, S. Morimoto, M. Sanada, Suitable design of a PMSG for a large-scale wind power generator, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009

[Harris, 1997] M. R. Harris "Comparison of alternative topologies for VRPM (transverse-flux) electrical machines", IEE Colloq. New Topologies for Permanent Magnet Machines, pp. 2/1 1997.

[Heffernan , 1996] R. Heffernan et al, Direct drive wind turbine feasibility study, Electric Power Research Institute, 1996

[Hendershot, 1994] J.R. Hendershot, T.J.E. Miller, Design of brushless permanent magnet machines , Book, Oxford University Press, 1994

[Henneberger , 1997] G. Henneberger, M. Bork, "Development of a new transverse flux motor", IEE Colloq. New Topologies for Permanent Magnet Machines, pp. 1/1 1997.

[Honsinger, 1982] V. B. Honsinger, "The field and parameters of interior type AC permanent magnet machines," IEEE Trans. Power Apparatus Syst., vol. PAS-101, pp. 867–875, Apr. 1982.

[Honsinger, 1959] V.B. Honsinger, "Theory of end winding leakage reactance", Trans. AIEE, vol. 78, no.3, pp.417-426, 1959.

[Honsinger , 1987] V. B. Honsinger, "Sizing equations for electrical machinery ", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. EC-2, pp. 116-121, 1987.

[Huang, 1998] S. Huang, J. Luo, F. Leonardi, T. A. Lipo, "A General Approach to Sizing and Power Density Equations for Comparison of Electrical Machines," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, No. 1, pp. 92-97, Jan./Feb. 1998.

[Huang, 2010] W. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek and J. C. Vannier, "Optimisation of magnet segmentation for reduction of eddy-current losses in Permanent Magnet Synchronous Machine", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 25, no. 2, pp. June 2010, pp.381-387

[Hultman, 2003] L. O. Hultman, A. G. Jack, "Soft Magnetic Composites – Materials and Applications," in Proc. 2003 IEEE International Electrical Machines and Drives Conf. (IEMDC'03), Madison, WI, June 2003, pp. 516-522.

[Humphries, 2010] M. Humphries, "Rare Earth Elements: The Global Supply Chain", Congressional Research Service, September 2010.

[Husband , 2003] S. M. Husband, C. G. Hodge "The Rolls-Royce transverse flux motor development", Proc. IEEE Elect. Mach. Drives Conf., vol. 3, pp. 1435-1440, 2003.

[Hsieh , 2010] M.F. Hsieh, Y.C. Hsu, D.G. Dorrel, Design of Large-Power Surface Mounted Permanent Magnet Motors Using Postassembly Magnetization, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.57, No. 10, October 2010

[Iancu, 2006] V. Iancu, T. Canta, D.C. Popa, L. Szabó: Soft Magnetic Composites Used for the Iron Core of the Electrical Machines, Proceedings of the 4th International Conference on Materials and Manufacturing Technologies, Cluj-Napoca, Romania, pp. 125., 2006

[IEC/UNE 60034, 2008] Norma IEC/UNE 60034:2008, Rotating electrical machines

[Incropera, 1985] F.P. Incropera, D.P. De Witt, Fundamentals of Heat and Mass Transfer, John Wiley and Sons, 1985.

[Ishikawa, 1993] T. Ishikawa and G. Slemon, "A method to reduce ripple torque in permanent magnet motors without skewing", IEEE Trans. Magn., vol. 29, pp. 2028-2031, 1993.

[Ivanova, 2005] I.A. Ivanova, O. Agren, H. Bernhoff, M. Leijon, Simulation of Wave Energy Converter with Octagonal Linear Generator, IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol 30, No3, July 2005

[Jack, 1998] A. Jack "Experience with using soft magnetic composites for electrical machines", Proc. IEE Colloq. New Magnetic Materials—Bonded Iron, Lamination Steels, Sintered Iron and Permanent Magnets, pp. 3/1 1998.

[Jahns, 1987] T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. Industry Appl., vol. IA-23, no. 4, July/Aug. 1987

[Jahns, 1996] T. M. Jahns and W. L. Soong, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives: a review", IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 43, pp. 321-330, 1996.

[Jin, 2009] C. S. Jin , D. S. Jung , K. C. Kim , Y. D. Chun , H. W. Lee. J. Lee, "A study on improvement magnetic torque characteristics of IPMSM for direct drive washing machine", IEEE Trans. Magn., vol. 45, pp. 2811 2009.

[Jinhao, 2003] S. Jinhao, L. Yongbin, Z. Wenpeng, Survey on the development of transverse flux machines, International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003

[Joseph, 2010] M. Joseph, A double Sided Tubular Linear Synchronous Generator for Wave Energy Conversion, PhD Thesis, Johannesburg, May 2010

[Kasinathan, 2003] P. Kasinathan, "Integrated in wheel motors for low power traction applications", for the degree of Doctor of Philosophy, Chalmers University of Technology, Sweden, 2003

[Keppola, 2002] H. Keppola, R. Perala, H. Vihriala, P. Puttonen, and L. Soderlund. A gearless wind power drive: part 1: Static test results. In P. Helm and A. Zervos, editors, European Wind Energy Conference 2-6 July 2001, Copenhagen: Wind Energy for the New Millennium, volume 1 of Proceedings of the European Wind Energy Conference 2-6 July 2001, Copenhagen, Denmark, pages 1086–1089, Jan 2002.

[Kim, 2007] K. C. Kim , D. H. Koo , J. P. Hong, J. Lee "A study on the characteristics due to pole-arc to pole-pitch ratio and saliency to improve torque performance of IPMSM", IEEE Trans. Magn., vol. 43, pp. 2516 2007.

[Kimoulakis, 2008] N.M. Kimoulakis, A.G. Kladas, J.A. Tegopoulos, Power Generation Optimization from Sea Waves by Using a Permanent Magnet Linear Generator Drive, IEEE Trans on Magnetics, Vol 44, No 6, June 2008

[Kuroiwa, 2004] T. Kuroiwa et al., New Products and Technologies of Mitsubishi Wind Turbines, Mitsubishi Heavy Industries Ltd., Technical Review Vol 41, No.3, Junio 2004

[Kuyper, 1943] W.W. Kuyper, 'Pole-face losses in solid-rotor turbine generators', Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs., 1943, 62, p. 82

[Kylander , 1995] G. Kylander, Thermal modeling of small cage induction motors, Doctoral thesis, Göteborg, Sweden, Chalmers University of Technology, School of Electrical and Computer Engineering, Technical Report No. 265, February 1995

[Lampola, 2000] Lampola, P. Directly Driven Low Speed Permanent Magnet Generators for Wind Power applications, Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series, Finish Academy of Technology, issue EI 101, pp. 2-62, 2000

[Larsen, 2008] K. Larsen, "Making wind more efficient," Renew. Energy Focus, vol. 9, no. 6, pp. 40–42, Nov./Dec. 2008.

[Lefebvre, 1997] L.P. Lefebvre, S. Pelletier, C. Gelinas, Effect of electrical resistivity on core losses in soft magnetic iron powder materials, Journal on Magnetism and Magnetic Materials, 176, 1997, L93-L96

[Leijon, 2004] M. Leijon, H. Bernhoff, O. Agren, J. Isberg, J. Sundberg, M. Berg, K. E. Karlsson, A. Wolfbrandt, "Multiphysics simulation of wave energy to electric energy conversion by permanent magnet linear generator", IEEE Trans. Energy Convers., vol. 20, no. 1, pp. 219-224, 2005.

[Letelier , 2007] A. B. Letelier , D. A. Gonzalez , J. A. Tapia , R. Wallace, M. A. Valenzuela "Cogging torque reduction in an axial flux PM machine via stator slot displacement and skewing", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 43, pp. 685, 2007.

[Li, 2009] H. Li, Z. Chen, and H. Polinder, "Optimization of Multibrid Permanent-Magnet Wind Generator Systems," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 24, pp. 82-92, March 2009.

[Lin, 2009] R. Lin, A. Arkkio "Calculation and analysis of stator end-winding leakage inductance of an induction machine", IEEE Trans. Magn., vol. 45, pp. 2009 2009.

[Lipo, 2004] T. A. Lipo, "Introduction to AC Machine Design", 2nd Edition, WEMPEC University of Wisconsin, 2004

[Lopez-Fernandez, 2006] X.M. López-Fernandez, J. Gyselinck, R. Silveira-Correa, "Finite element analysis of an outer-rotor permanent-magnet brushless DC motor for light traction", *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 25 Iss: 3, pp.705 – 712, 2006

[Lovelace, 2004] E. Lovelace, T. Jahns, T. Keim, J. Lang, "Mechanical design considerations for conventionally laminated, high-speed, interior PM synchronous machine rotors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 3, pp. 806–812, May/Jun. 2004.

[Lynas, online] *Rare Earths. What are they prices?* Lynas Corporation Ltd. [Online]. Available: <http://www.lynascorp.com>

[McDonald, 2007] A.McDonald, M.Mueller, H.Polinder, Structural Mass in Direct Drive Permanent Magnet Electrical Generators, *Ewec 2007*, Milán

[McDonald, 2008] McDonald, A.S., Mueller, M.A., and Polinder, H., "Structural mass in direct-drive permanent magnet electrical generators," *Renewable Power Generation, IET*, vol.2, no.1, pp.3-15, March 2008.

[Mejuto, 2006] C. Mejuto, A. Mebarki, D. Staton, N. Al-Khayat, and M. Mueller, "Thermal modelling of TEFC alternators," in *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference*

[Mejuto, 2008] C. Mejuto, M. Mueller, et al., Improved Synchronous Machina Termal Modelling, *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*, 2008

[Merritt, 1995] 94 720B. T. Merritt, R. F. Post, G. R. Dreifuerst, and D. A. Bender, "Halbach array motor/generators—A novel generalized electric machine," Lawrence Livermore National Laboratory, Univ. of California, CA, 1995

[Mi, 2003] C. Mi, G. R. Slemon, and R. Bonert, "Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 3, pp. 734-742, 2003.

[Micallef, 2006] C. Micallef, End Winding Cooling in Electrical Machines, PhD Thesis, Univ. of Nottingham, 2006

[Michalke, 2007] G. Michalke, A. Hansen, T. Hartkopf, Control strategy of a variable speed wind turbine with multipole permanent magnet synchronous generator, European Wind Energy Conf., Milan, Italy, May 2007

[Miller, 1993] T.J.E. Miller, Switched Reluctance Motors and their Control, Magna Physics Publishing and Clarendon Press. Oxford 1993

[Miller, 1994] T. J. E. Miller, R. Rabinovici, "Back-EMF waveforms and core losses in brushless DC motors", Proc. Inst. Elect. Eng. Elect. Power Applicat., vol. 141, pp. 144-154, 1994.

[Mitcham, 1997] A. J. Mitcham, "Transverse flux motors for electric propulsion of ships", IEE Colloq. New Topologies for PM Machines, pp. 3/1-3/6, 1997.

[Morcos, 2009] T. Morcos, Harvesting Wind Power With (or Without) Permanent Magnets, Magnetics Business&Technology Magazine, Summer 2009

[Mueller, 2002] M. A. Mueller, "Electrical generators for direct drive wave energy converters", Proc. Inst. Elect. Eng. Gen., Transm. Distrib. vol. 149, no. 4, pp. 446-456, 2002.

[Mueller, 2002b] M.A. Mueller, N. J. Baker, A low speed reciprocating Permanent Magnet Generator for Direct Drive Wave Energy Converters, Power Electronics, Machines and Drives, 16-18 April, 2002, Conference Publication No. 487, IEE 2002

[Mueller, 2006] M A. Mueller, J. Xiang, N.J. Baker, P. Brooking, Dynamic modelling of a linear Vernier Hybrid Permanent Magnet Machine coupled to a wave energy emulator test rig, Recent Developments of Electrical Drives 2006, Section I, 39-49

[Mueller, 2009] M.A.Mueller, A.S.McDonald, “A lightweight low speed permanent magnet electrical generator for direct-drive wind turbines”, Wind Energy, Volume 12, Issue 8, pp. 768-780, November 2009

[Mukerji, 2004] S.Mukerji, S.Goel, S.Bhooshan, K.P.Basu, “Electromagnetic fields theory of electrical machines Part I: Poynting theorem for electromechanical energy conversion”, International Journal of Electrical Engineering Education vol. 41, n°2, pp. 137-145, 2004

[Muljadi, 2002]E. Muljadi, and J. Green, “Cogging torque reduction in a permanent magnet wind turbine generator,” 21th American Society of Mechanical Engineers Wind Energy Symposium, Reno NV, 2002.

[Nasar, 1987] Nasar, I. Boldea, Linear Electric Motors, Prentice Hall, 1987

[Nailen, 2005] R.L.Nailen, A necessary Evil: the air gap in rotating machines, Electrical Apparatus, Sep. 2005; 58, 9; ABI/INFORM Global pg. 25

[Negrea, 2001] M. Negrea and M. Rosu, “Thermal analysis of a large permanent magnet synchronous motor for different permanent magnet rotor configurations,” in Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf., 2001.

[Nemeth, 2001] Nemeth P., Accelerated life time test methods for new package technologies. In: Proceedings of the IEEE 24th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2001. p. 215–19.

[Nerg, 2008] J. Nerg , M. Rilla and J. Pyrhönen "Thermal analysis of radial-flux electrical machines with a high power density", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, pp. 3543, 2008.

[Newton, 2006] C. Newton, Trends in Electrical System Technology for Wind Turbines, European Wind Energy Conference, 2006

[Parasility, 2003] F. Parasiliti and P. Bertoldi, Energy Efficiency in Motor Driven Systems, Berlin: Springer-Verlag, 2003.

[Parviainen, 2005] A. Parviainen, P. Kontkanen, Axial Flux Permanent Magnet Generator for Wind Power Applications, Flux Magazine nº 47, January 2005

[Parviainen , 2005b] A. Parviainen, "Design of axial-flux permanent-magnet low-speed machines and performance comparison between radial-flux and axial-flux machines", Ph.D. dissertation Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, 2005

[Pellegrino, 2010] G. Pellegrino, and F. Cupertino, "IPM Motor Rotor Design by Means of a FEA-based multi-objective optimization," 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 1340-1346, July 2010.

[Pinilla, 2007] M. Pinilla, Aprovechamiento del Oleaje Marino para la Generación Eléctrica, Trabajo de Investigación Tutelado, ETSII, UPM, 2007

[Pinilla, 2007b] M.Pinilla, "Maquinaria Eléctrica de Alto Par Específico para Aerogeneradores: Máquinas de Flujo Transverso e Imanes Permanentes. Estado del Arte y Análisis Electromagnético por Elementos Finitos de una de ellas", Trabajo de Investigación Tutelado, ETSII, UPM, 2007

[Pinilla, 2008] M. Pinilla, J. Lucas, "Switched Reluctance Linear Motor/Generator", WO 2008/058688

[Pinilla, 2011] M. Pinilla, S. Martinez, "Selection of Main Design Variables for Low Speed Permanent Magnet Machines Devoted to Renewable Energy Conversion", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 26, Issue 3, pp. 940-945, Sep. 2011.

[Pinilla, 2011b] M. Pinilla, S. Martinez, "Optimal Design of Permanent-Magnet Direct-Drive Generator for Wind Energy Considering the Cost Uncertainty in Raw Materials", to be published at Renewable Energy, Digital Object Identifier: 10.1016/j.renene.2011.11.005, 2011.

[Pinilla, 2011c] M. Pinilla, "Performance Improvement in Renewable Energy Direct Drive Permanent Magnet Machine by means of Soft Magnetic Composite Interpoles", submitted for publication, 2011

[Polinder 2003] H.Polinder, B.C. Mecrow, A.G.Jack, P.G.Dickinson, M.A. Mueller, Linear Generators for Direct-Drive wave energy conversion, IEEE Int. Elec. Machines and Drives Conf., Madison, Wisconsin, USA, 2003, vol. 2, pp. 798 –804

[Polinder, 2004] H. Polinder, M.E.C. Damen, F. Gardner, Linear PM Generator System for Wave Energy Conversion in the AWS, IEEE Trans on Energy Conversion, Vol 19, No 3, Sept 2004

[Polinder , 2005] H. Polinder , S. W. H. de Haan , J. G. Slootweg, M. R. Dubois "Basic operation principles and electrical conversion systems of wind turbines", EPE J., vol. 15, pp. 43 2005.

[Polinder, 2005b] H.Polinder, B.C. Mecrow, A.G.Jack, P.G.Dickinson, M.A. Mueller, Conventional and TFPM Linear Generators for Direct Drive Wave Energy Conversion, IEEE Trans on Energy Conversion, Vol 20, No 2, June, 2005

[Polinder, 2006] H. Polinder , F. F. A. van der Pijl , G.-J. de Vilder and P. J. Tavner "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines",IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 21, pp. 725 2006.

[Polinder, 2007] Polinder, Mueller, Scuotto et al., Linear Generator Systems for Wave Energy Conversion, Proceedings of the 7th European Wave and Tidal Energy Conference, Porto, Portugal, 2007

[Proca, 1999] A. B. Proca, A. Keyhani, and A. EL-Antably, "Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets", Proc. IEEE IEMDC'99, pp. 767-769, 1999

[Proca, 2003] A. B. Proca, A. Keyhani, A. EL-Antably, W. Lu, M. Dai, "Analytical Model for Permanent Magnet Motors With Surface Mounted Magnets," *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 18, No. 3, Sept. 2003

[Profumo, 1996] F. Profumo, Z. Zhang, A. Tenconi, "Axial flux machina drives: a new viable solution for electric cars", Proc. of IECON 1996, Vol. 1, pp. 34-40, 1996

[Purcell, 1985] E.M: Purcell, Electricity and Magnetism, Berkeley Physics Course, Vol.2, 2nd Ed., McGraw-Hill, New York, 1985

[Qu, 2004] R. Qu and T. A. Lipo, "Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 1, pp. 121–127, 2004.

[Rhinefrank, 2006] K. Rhinefrank, E. B. Agamloh, A. von Jouanne, et at., Novel Ocean Energy Permanent Magnet Linear Generator Buoy, *Renewable Energy* 31, (2006) 1279-1298

[Richardson, 1945] P. Richardson, 'Stray losses in synchronous electrical machinery', *J. IEE*, 1945, 92, (Pt. 2), pp. 291–304

[Robinson, 1957] Robinson, R.C., Rowe, I. and Denelan, L.E.: The calculation of losses in canned motors, *AIEE Transactions*, Part III: PAS, vol. 76, 1957, June, pp. 312-315.

[Rosu, 1999] M. Rosu, A. Arkkio, T. Jokinen, J. Mantere and J. Westerlund, "Demagnetisation State Of Permanent Magnets In Large Output Power Permanent Magnet Synchronous Motor". *Electric Machines and Drives*, 1999. International Conference IEMD '99, pp 776-778, May 1999.

[Ruddell, 2004] S. Ruddell, *Improving Motor Efficiency*, ABB Review Special Report on Motors and Drives, May 2004

[Saban, 2007] D. Saban, T. Lipo, "Hybrid Approach for Determining Eddy-Current Losses in High-Speed PM Rotors", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Vol. 1, May 2007, pp. 658-661

[Sadowski, 2000] N. Sadowski, M. Lajoie-Mazenc, J. P. A. Bastos, M. V. Ferreira da Luz, and P. Kuo-Peng, "Evaluation and analysis of iron losses in electrical machines using the rain-flow method," *IEEE Trans. Magn.*, pt. 1, vol. 36, no. 4, pp. 1923–1926, July 2000.

[Salminen, 2004] P. Salminen, "Fractional Slot Permanent Magnet Synchronous Motors for Low Speed Applications," Ph.D. dissertation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, 2004

[Schiferl, 1990] R. F. Schiferl and T. A. Lipo, "Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motor in variable speed drive applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 1, pp. 115-123, 1990 .

[Schmidt, 2002] E. Schmidt, W. Brandl, C. Grabner, *Synchronous Reluctance machines with internal rotor flux barriers: efficient Performance improvement by means of internal permanent magnets*, *Power Electronics Machines and Drives Conference*, Publication No. 487, April 2002

[Seabased, online] www.seabased.com

[Sebastian, 1986] T. Sebastian and M. A. Rahman, "Modeling of permanent magnet synchronous motors", IEEE Trans. Magn., vol. MAG-22, pp. 1069-1071, 1986.

[Sebastian, 1987] T. Sebastian and G. R. Slemon, "Transient torque and short-circuit capabilities of variable speed permanent magnet motors", IEEE Trans. Magnetics, vol. MAG-23, pp. 3619-3621, 1987.

[Sebastian, 1989] T. Sebastian, G.R. Slemon, "Transient modelling and performance of variable-speed permanent-magnet motors", IEEE Trans. Ind Appl., 1989, 25, pp. 101-106

[Sebastian, 1993] T. Sebastian, "Temperature Effects on Torque Production and Efficiency of PM Motors using NdFeB magnets", Rec. of IEEE Ind. Appl. Society Conf., pp. 78-83, 1993.

[Sim, 1997] D. J. Sim, D. H. Cho, J. S. Chun, H. K. Jung, and T. K. Chung "Efficiency Optimization of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Genetic Algorithms," IEEE Trans. on Magnetics, vol. 33, pp. 1880-1883, March 1997.

[Sinnadurai, 1997] N. Sinnadurai, The use and abuse of hast, Proceedings 3rd ESA Electronic Components Conference, July 1997

[Sinnadurai, 2008] N. Sinnadurai, Reliability of Electronics & Photonics-Managing the Time Bomb, 31st International Spring Seminar on Electronics Technology, 2008.

[Silaghi, 2008] Helga Silaghi ; Viorica Spoială, PM Wind Generator Topologies, Journal of Electrical and Electronics Engineering, Volume 1, Issue 1, pp. 125-129, 2008

[Slemon, 1992] Gordon R. Slemon, Xian Liu, Modeling and Design Optimization Of Permanent Magnet Motors, Electric Power Components and Systems, Volume 20, Issue 2, Pages 71–92, 1992

[Soong , 1995] W. L. Soong, D. A. Staton, T. J. E. Miller, "Design of a new axially-laminated interior permanent magnet motor", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, pp. 358-367, 1995.

[Spinato, 2007] F. Spinato, P. Tavner, Reliability-Growth Analysis of Wind Turbines from Fleet Field Data, ARTS Conf., Loughborough, April 2007.

[Staton, 2001] D. Staton, S. J. Pickering, and D. Lampard, "Recent advancement in the thermal design of electric motors", Proc. SMMA 2001 Fall Tech. Conf., pp. 1-11, 2001.

[Staton, 2003] D. Staton, A. Boglietti, and A. Cavagnino, "Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis", Proc. IEMDC'03, pp. 747-755, 2003.

[Stumberger ,2003] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler, and M. Trlep, "Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 39, no.5, pp. 1264–1271, Sep./Oct. 2003

[Suh, 2006] H. Suh, Physical Design of the 2MW Generator for KBP-2000M, Proceedings of the European Wind Energy Conference, 2006

[Susnjic, 1997] L. Susnjic, Finite-element simulation of a synchronous generator under the case of symmetrical sudden short-circuit in Q-axis, IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, 1997.

[Susnjic, 1998] L. Susnjic., Numerical calculation of transient electromagnetic torque in a synchronous generator under the case of different sudden short-circuits, 9th Mediterranean Electrotechnical Conference, 1998. MELECON 98, vol.2, pp. 1189-1193, 1998

[Tapia, 2003] Juan A. Tapia, Introducción al diseño de máquinas eléctricas-Apuntes de clases, Versión 1.1, 2003

[Tapia, 2004] J. A. Tapia , D. Gonzalez , R. R. Wallace, M. A. Valenzuela "Increasing field weakening capability of an axial flux PM machine", Conf. Rec. 39th IEEE IAS Annual Meeting, vol. 3, pp. 1427 2004.

[Tavner, 2006] P.J. Tavner, G.J.W. Van Bussel, F. Spinato, Machine and converter reliabilities in wind turbines, Proceedings of IEE PEMD'06, 2006

[Tavner, 2008] P.J. Tavner, F.Spinato et al, Reliability of different Wind Turbine Concepts with relevance to Offshore Application, European Wind Energy Conference, 2008

[Taylor, 1935] G. I. Taylor, "Distribution of velocity and temperature between concentric cylinders," in Proc Royal Soc., vol. 159, 1935, pp. 546–578.

[Taylor, 1960] J.L. Taylor, Calculating air flow through electrical machines, Electrical Times, 21 July 1960

[Trapanese, 2008] M. Trapanese, Optimization of a Sea Wave Energy Harvesting Electromagnetic Device, IEEE Trans on Magnetics, Vol 44, No 11, Nov 2008

[Trout, 2004] S. Trout. Optimum corrosion protection of Nd-Fe-B magnets, Proc. Advanced in Magnetic Application, Technology and Materials. Dayton, 2004

[Turner, 1987] P. J. Turner, "Finite-element simulation of turbine-generator terminal faults and application to machine parameter prediction", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. EC-2, pp. 122-131, 1987.

[Uler, 1994] G. F. Uler, O. A. Mohammed, C. S. Koh, "Utilizing Genetic Algorithms for the Optimal Design of Electromagnetic Devices", IEEE Transaction on Magnetics, vol. 30, no. 6, pp. 4296-4298, 1994.

[Valenzuela, 2006] M. A. Valenzuela and J. A. Tapia "Heat transfer and thermal design of finned frames for TEFC variable speed motors", Proc. Conf. Rec. IEEE IECON, pp. 4835 2006.

[Vijayraghavan , 1998] P. Vijayraghavan and R. Krishnan, "Noise in electric machines: a review", Proc. 1998 IEEE Ind. Applicat. Conf., vol. 1, pp. 251-258, 1998.

[Vining, 2009] J. Vining, T.A. Lipo, G. Venkataramanan, Design and Optimization of a Novel Hybrid Transverse/Longitudinal flux, Wound Field Linear Machine for Ocean Wave Energy Conversión, Proc. Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE), pp. 3726-3733, 2009

[Vining, 2010] J. Vining, T.A. Lipo, G. Venkataramanan, Self Synchronous Control of Doubly Fed Linear Generators for Ocean Wave Energy Applications, 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 2386–2391, Sept. 2010

[Viorel, 2007] I.A. Viorel, K. Hamemeyer, L. Strete, On the Carter's Factor Calculation for Slotted Electric Machines, Advances in Electrical and Computer Engineering, Vol. 7, Issue 2, pp.55-58, 2007

[Walker, 1981] J.H. Walker, Large synchronous machines, Clarendon Press, 1981

[Weh, 1989] H. Weh, Permanenterregte Transversalflug Maschine mit hochwirksamen Magnetkreisen, DE 3927453 A1, 1989

[Welchko , 2003] B. A. Welchko , T. M. Jahns , W. L. Soong and J. A. Nagashima, "IPM synchronous machine drive response to symmetrical and asymmetrical short circuit faults", IEEE Trans. Energy Conv., vol. 18, pp. 291 2003.

[Wieczorek, 1998] J. P. Wieczorek, O. Gol, and Z. Michalewicz, "An Evolutionary Algorithm for the Optimal Design of Induction Motors," IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, pp. 3882-3887, November 1998.

[Wolfbrandt, 2006] A. Wolfbrandt, Automated Desing of a Linear Generator for Wave Energy Converters-A Simplified Model, IEEE Trans on Magnetics, Vol 42, No7, July 2006

[Wpmonthly, 2008] -----, Getting out of the gears and into the magnets, Wind Power Monthly, October 2008

[Xu, 1995] L. Xu, L. Ye, L. Zhen, and A. El-Antably, "A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, pp. 373–376, 1995

[Yamamoto, 1998] T. Yamamoto, "Humidity Measurement and Control in the HAST", ESPEC Technology Report N°5, 1998

[Yeadon, 2001] W. H. Yeadon, "Handbook of Small Electric Motors", McGraw-Hill, 2001.

[Zarko, 2008] D. Zarko , D. Ban, T. A. Lipo, "Analytical solution for cogging torque in surface permanent-magnet motors using conformal mapping", IEEE Trans. Magn., vol. 44, pp. 52 2008.

[Zhu, 1992] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 28, pp. 1080-1083, 1992.

[Zhu, 1993] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part I: Open-circuit field," IEEE Trans. Magn, vol. 29, no. 1, pp. 124–135, Jan. 1993

[Zhu, 1993b] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. II. Armature-reaction field," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 29, no. 1, pp. 136-142, 1993

[Zhu, 1993c] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors, Part III: Effect of stator slotting ", IEEE Trans. Magn., vol. 29, pp. 152-151, 1993

[Zhu, 2007] W. Zhu, S. Pekarek, B. Fahimi, B. J. Deken, "Investigation of Force Generation in a Permanent Magnet Synchronous Machine", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 22, no. 3, pp. 557-565, Sept 2007

[Zhu, 2009] Z. Q. Zhu, "Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems," Ecologic Vehicles Renewable Energies Conf., Monaco, 2009.

[Zhu, 2010] Z. Q. Zhu , L. J. Wu and Z. P. Xia "An accurate subdomain model for magnetic field computation in slotted surface-mounted permanent-magnet machines", IEEE Trans. Magn., vol. 46, 2010.