

Francisco José Pérez Cebolla

Contribución a la
Caracterización y el
Modelado de la Máquina
de Reluctancia
Conmutada
VERSION CORREGIDA

Director/es

Matínez Iturbe, Abelardo

<http://zaguan.unizar.es/collection/Tesis>



Universidad de Zaragoza
Servicio de Publicaciones

ISSN 2254-7606



Universidad
Zaragoza

Tesis Doctoral

CONTRIBUCIÓN A LA CARACTERIZACIÓN Y EL
MODELADO DE LA MÁQUINA DE RELUCTANCIA
CONMUTADA
VERSION CORREGIDA

Autor

Francisco José Pérez Cebolla

Director/es

Matínez Iturbe, Abelardo

UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA
Escuela de Doctorado

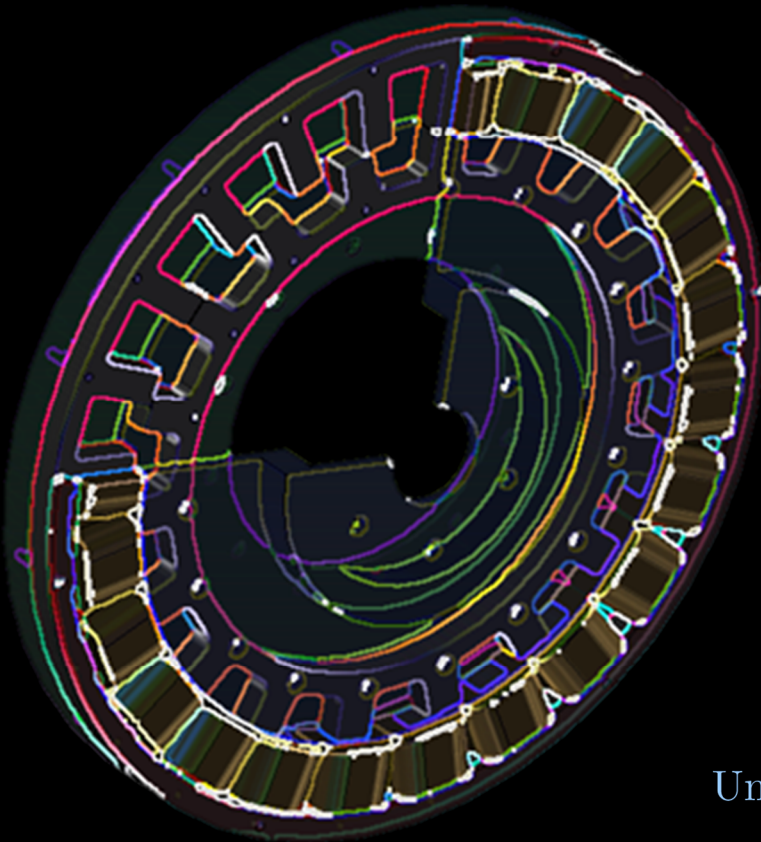
Programa de Doctorado en Ingeniería Electrónica

2022

Tesis Doctoral

Contribución a la
Caracterización y el Modelado de la
Máquina de Reluctancia Conmutada

Francisco José Pérez Cebolla



Universidad de Zaragoza



Universidad
Zaragoza

Tesis Doctoral

Contribución a la Caracterización y el Modelado de la Máquina de Reluctancia Conmutada



Autor

Francisco José Pérez Cebolla

Directores

Abelardo Martínez Iturbe

Bonifacio Martín del Brío

Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones

2022

a F (bien sabe el porqué)

“En lo tocante a ciencia, la autoridad de miles de opiniones no vale más, que una chispa de razonamiento de un hombre. Porque las observaciones presentes quitan la autoridad a lo decretado por escritores pasados, que considera si lo hubieran hecho, habrían determinado de otro modo.”

Galileo Galilei (1564-1642)

Agradecimientos

Durante el tiempo de trabajo dedicado a esta tesis ha sido un placer sentirme acompañado por buenas personas en las que he encontrado apoyo siempre que lo he necesitado. A todas ellas quiero expresarles mi más sincero agradecimiento y de manera muy especial:

A mis directores de tesis Abelardo Martínez Iturbe y Bonifacio Martín del Brío por su rigurosa orientación, gran disponibilidad y dedicación, haber compartido conmigo sus amplios conocimientos y especialmente por la libertad científica que me han brindado.

A la Universidad de Zaragoza, el Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones y al Grupo de Electrónica de Potencia y Microelectrónica por facilitarme los medios necesarios.

A título póstumo a mi profesor, compañero y amigo Vicente Pedro Fernández Escartín, del que tanto he aprendido y siempre guardaré un excelente recuerdo. Ojalá hubiese llegado a leer estas líneas que tanta emoción me ha causado escribir.

A Antonio Bono Nuez, Francisco Javier Arcega Solsona, Antonio Usón Sardaña y Miguel Samplón Chalmeta, compañeros a los que aprecio. Especialmente, a Carlos Bernal Ruiz, Antonio Pardina Carrera y Jesús Letosa Fleta por las muchas horas que hemos compartido discutiendo sobre electrónica de potencia y electromagnetismo y que sin duda han contribuido a que esta tesis llegase a término.

A Diego Antolín Cañada, quien hace ya muchos años fue mi alumno y de cuyos continuos logros me siento muy orgulloso.

A mis compañeros más recientes en el Instituto de Investigación de Ingeniería en Aragón José Miguel Sanz Alcaine, Iván Sanz Gorrachategui y Alejandro Guillén Asensio de los que aprendo todos los días.

A María Isabel y Blanca mis dos grandes amores y fuente de vida.

Finalmente, a Florencio y Carmen María, mis padres, por su cariño e incondicional generosidad y a mi familia más próxima a la que tanto quiero.

Zaragoza, septiembre de 2022

Resumen

El propósito de esta tesis es contribuir a mejorar el proceso de caracterización y el modelado de una máquina de reluctancia conmutada.

Para ello, en primer lugar, se muestra un procedimiento que permite determinar la curva B-H del material mediante un único ensayo asegurando su saturación profunda. A continuación, se estudian diferentes funciones disponibles en la literatura para su identificación y se propone una alternativa capaz de mejorar la bondad del ajuste con un reducido coste computacional.

En la posición de alineamiento se presentan dos novedosas metodologías para el cálculo, respectivamente, de la reluctancia del entrehierro y el flujo de dispersión. Análogamente, en la posición de desalineamiento se describe el procedimiento completo para la determinación del flujo concatenado *vs.* la corriente de fase mediante el método de los tubos de flujo considerando, o no, la contribución del material. Con el fin de valorar la generalidad de los procedimientos, los estudios se efectúan con tres motores muy diferentes entre sí.

Como resultado, se proponen modelos analíticos capaces de identificar con precisión la relación entre el flujo concatenado y la corriente de fase en ambas posiciones extremas, tomando como referencia la obtenida aplicando el método de los elementos finitos en dos dimensiones (FEM en 2D).

La caracterización completa del motor se realiza mediante el FEM en 2D, en 3D y de forma experimental. Para la determinación experimental del par, se muestra un nuevo procedimiento en el que para un conjunto de valores de corriente solo es necesario un ensayo en cada posición. De igual modo, se describe un nuevo método para la determinación experimental del flujo concatenado que asegura la saturación profunda del material.

Si como resultado del proceso de caracterización el material no exhibe pérdidas, se proponen varios modelos neuronales del motor. En caso contrario, se presenta un circuito equivalente no lineal de parámetros concentrados de una fase con el rotor bloqueado, capaz de modelar las pérdidas y el flujo de dispersión ante diferentes tipos de excitación, e igualmente útil en otros dispositivos electromagnéticos. A continuación, el modelo se transforma en uno dinámico considerando el comportamiento mecánico del motor y todas sus fases. Finalmente, este se modifica para su operación como generador autoexcitado.

Abstract

This thesis aims to improve the characterization and the modeling of a switched reluctance machine. For this purpose, several contributions are presented.

First, a new setup to characterize a magnetic material up into deep saturation by means of a single test is proposed. Additionally, several specific fitting functions are evaluated and a new one with a low computational cost that improves the goodness of the fit is suggested.

In the aligned position, two novel analytical methods to calculate the air gap reluctance and the leakage flux linkage are presented. Similarly, in the unaligned position is proposed a full procedure to determine the flux linkage *vs.* the phase current by flux tubes, considering (or not) the material contribution. This procedure is applied to three different motors.

Afterwards, analytical models are proposed that establish the relationship between the flux linkage and the phase current in both, aligned and unaligned positions, maintaining precision when compared with 2D FEM.

A full characterization of the motor is performed by both, experimental tests and 2D and 3D FEM simulations. To experimentally determine the torque, a new procedure is presented by using only a single test, which allows the torque to be calculated for a single position and for a full range of current values. In addition, a new experimental method is proposed to determine the flux linkage which ensures a deep saturation of the material.

For cases in which the material does not exhibit losses during the characterization process, several neural network algorithms are proposed to model it. Otherwise, phase models are described by a nonlinear lumped equivalent circuit able to predict the material losses and the leakage flux with the rotor locked for several excitation waveforms. After, considering all the phases and the mechanical behavior, this model is transformed into a dynamic model. Finally, it is modified for its operation as a self-excited generator.

Índice

1. Introducción	1
1.1. Antecedentes.....	1
1.2. Aproximación al objeto del estudio	2
1.2.1. Necesidad de caracterización del material.....	2
1.2.2. Caracterización analítica y numérica de la máquina	4
1.2.3. Caracterización experimental de la máquina	8
1.2.4. Modelado de una fase del motor	8
1.3. Objeto de la tesis.....	9
1.4. Publicaciones científicas.....	10
1.5. Reconocimiento a las publicaciones	10
1.6. Organización de la memoria de la tesis	18
2. Caracterización electromagnética del material	23
2.1. Introducción.....	23
2.2. Descripción de la probeta de caracterización.....	24
2.3. Circuito magnético de la probeta P-AP02.....	26
2.4. Caracterización del material mediante métodos clásicos	26
2.5. Nueva metodología para la caracterización del material	33
2.6. Ajuste analítico de la curva de primera imanación	45
3. Caracterización analítica en la posición de alineamiento	65
3.1. Introducción.....	65
3.2. Planteamiento y revisión del problema	66
3.3. Cálculo inicial del flujo concatenado	69
3.4. Estudio del flujo marginal	77
3.4.1. Cálculo de la reluctancia efectiva del entrehierro	83
3.4.2. Expresión propuesta de la reluctancia del entrehierro.....	91
3.5. Determinación del flujo principal	96

3.6. Estudio del flujo de dispersión.....	100
3.7. Cálculo final del flujo concatenado total	118
4. Caracterización analítica en la posición de desalineamiento	121
4.1. Introducción.....	121
4.2. Planteamiento y revisión del problema.....	122
4.3. Cálculo del flujo concatenado mediante tubos de flujo.....	125
4.3.1. Sección y longitud de los tubos 1 a 7 en la región del vacío.....	138
4.3.2. Sección y longitud de los tubos 1 a 7 en el polo del estator	144
4.3.3. Sección y longitud del tubo 6 en el polo del estator contiguo... ..	148
4.3.4. Sección y longitud de los tubos 2 a 5 en el polo del rotor	150
4.3.5. Sección y longitud de los tubos 2 a 5 en el yugo del rotor.....	155
4.3.6. Sección y longitud de los tubos 1 a 7 en el yugo del estator.....	159
4.3.7. Cálculo de los coeficientes de dispersión ζ_{D6} y ζ_{D7}	166
4.3.8. Análisis de la densidad del campo en el polo del estator	170
4.3.9. Determinación del flujo concatenado total.....	177
4.4. Estudio del cálculo del flujo concatenado obviando el material	181
4.5. Caracterización en el resto de posiciones	197
5. Caracterización completa del motor	199
5.1. Introducción.....	199
5.2. Caracterización mediante el FEM	199
5.2.1. Flujo concatenado <i>vs.</i> corriente de fase <i>vs.</i> posición del rotor ..	200
5.2.2. Par <i>vs.</i> corriente de fase <i>vs.</i> posición del rotor.....	208
5.2.3. Determinación indirecta del flujo concatenado y el par.....	214
5.3. Caracterización Experimental.....	222
5.3.1. Descripción del banco de ensayos del SRM	223
5.3.2. Determinación experimental del par de forma clásica	228
5.3.3. Nueva metodología para la determinación del par.....	231
5.3.4. Determinación clásica del flujo concatenado.....	232
5.3.5. Procedimiento propuesto para la determinación del flujo.....	235
6. Modelado de la máquina	247
6.1. Introducción.....	247
6.2. Modelo basado en redes neuronales	248
6.3. Modelos eléctricos equivalentes de una fase.....	257

6.3.1. Modelo elemental sin considerar la saturación del material	257
6.3.2. Modelo de una fase considerando la saturación del material....	258
6.3.3. Modelo de una fase considerando las pérdidas en el material...	260
6.3.4. Modelo considerando las pérdidas y el flujo disperso.....	262
6.4. Determinación experimental del circuito equivalente de una fase...	265
6.4.1. Resistencia del devanado	265
6.4.2. Inductancia incremental de dispersión	268
6.4.3. Resistencia de pérdidas e inductancia de magnetización	272
6.5. Verificación del circuito equivalente propuesto	276
6.5.1. Estimación de las pérdidas en el material.....	281
6.6. Modelo dinámico del motor	283
6.7. Simulación y verificación experimental del modelo dinámico.....	286
6.8. Modelo dinámico como generador	291
7. Conclusiones	295
7.1. Epílogo.....	295
7.2. Contribuciones.....	295
7.3. Líneas futuras	295
A. Diseño de un SRM	303
A.1. Relación entre magnitudes.....	303
A.2. Cálculo de las dimensiones del prototipo del SRM 24/18	310
B. Curvas de primera imanación y funciones de ajuste	317
B.1. Valores de la curva de primera imanación	317
B.2. Coeficientes de las funciones de ajuste	319
C. Generación automática de un SRM en Opera-3D	323
C.1. Descripción	323
C.2. Generación de la estructura básica del SRM.....	324
C.3. Modificación de la estructura base	360
D. Modelos de simulación	363
D.1. Descripción	363
D.2. SRM en PSpice mediante red neuronal	363
D.3. SRM en Simulink mediante S-function.....	377
Símbolos	385

Acrónimos	389
Bibliografía	391

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes

Esta tesis nace en el seno de un proyecto de investigación¹ destinado al diseño, construcción, caracterización y modelado del prototipo de un motor de reluctancia conmutada creado *ad hoc* para actuar directamente sobre el eje del tambor de una lavadora doméstica (accionamiento con transmisión directa sin poleas).

Es por ello que parte de los resultados obtenidos como consecuencia de los trabajos de investigación que con carácter general se han acometido en esta tesis se particularizan en dicho prototipo².

¹ Financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología con referencia DPI2003-07216 y cuya temática se extendió en un segundo proyecto con referencia DPI2006-10148 incluyendo el control del motor mediante técnicas de inteligencia artificial y su estudio acústico.

² De igual modo parte de los hallazgos fruto de esta tesis se han aplicado en un tercer proyecto de investigación con referencia DPI2009-08040 dedicado al estudio de los fundamentos de diseño y control electrónico de una máquina de reluctancia conmutada actuando como generador auto excitado a velocidad variable. Donde si bien su descripción no ha sido objeto de la redacción de este documento, sí lo ha sido en las publicaciones al respecto del autor de esta tesis y que se referencian en el cuarto apartado de este capítulo.

1.2. Aproximación al objeto del estudio

El diseño de una máquina de reluctancia conmutada (SRM³) es un proceso iterativo constituido por varias fases. En un primer estadio se calculan sus dimensiones en base a un conjunto de especificaciones y restricciones, tal como se detalla en los apartados A.1 y A.2 del apéndice A.

Una vez obtenidas las dimensiones de la máquina, la siguiente fase de diseño consiste en su caracterización, siendo esencial el conocimiento de la relación entre el flujo concatenado y la corriente en una fase para las posiciones extremas de alineamiento y desalineamiento.

La caracterización de la máquina en sendas posiciones se realiza mediante técnicas de análisis de circuitos magnéticos, cuya resolución se afronta o bien mediante expresiones de tipo analítico o bien mediante la ayuda de herramientas de cálculo numérico basadas habitualmente en el método de los elementos finitos (FEM).

El conocimiento de sendas características posibilita determinar el factor de conversión de energía para cada valor de corriente de fase [Miller, 1993], la inductancia al origen en cada una de las dos posiciones y, en base a estas, el par y la potencia transferida a una velocidad dada, así como del correcto dimensionamiento del convertidor electrónico de potencia al cual se conecta para transferir la energía a la carga en la forma que esta demande.

De este modo es posible evaluar si las dimensiones obtenidas en la primera fase de diseño cumplen con las especificaciones y restricciones de partida y, en caso contrario, modificar el valor de aquellos parámetros que así lo permiten hasta que esto sucede.

Si bien la caracterización teórica de la máquina es un excelente punto de partida, es inviable contemplar todas las desviaciones y no idealidades propias de los materiales y del proceso de construcción. En consecuencia, una vez se dispone de un prototipo real resulta conveniente su caracterización experimental.

Una vez caracterizada la máquina el siguiente estadio a acometer es su modelado y, en base a este, el desarrollo de algoritmos para su control y el del accionamiento completo.

³ La letra M del acrónimo SRM corresponde a la palabra máquina en un contexto generalista y a la palabra motor en uno específico.

1.2.1. Necesidad de caracterización del material

Con independencia de la metodología aplicada, excepto en la posición de no alineamiento en la cual algunos autores como [Corda, 1979], [Radun, 1999] o [Tolikas, 1999] proponen obviar la contribución del material, el proceso de caracterización electromagnética del motor es irresoluble si previamente no se conoce la relación entre la densidad y la intensidad del campo magnético en el material.

Los programas dedicados al análisis de circuitos magnéticos mediante el FEM suelen incluir en sus librerías la curva $B-H$ de algunos materiales más comunes, constituyéndose como fuente de información. Para ello incorporan tablas en dos dimensiones que describen la característica de primera imanación.

No obstante, aun cuando a través de dicha fuente de información se conozca la curva del material empleado, es común que debido al proceso de fabricación presente cierta tolerancia. Esta situación es especialmente significativa en aceros con bajo contenido en carbono. Así, en [Sgobba, 2010] se muestra como un mismo tipo de acero (AISI 1010) presenta siete curvas distintas de primera imanación en función de la temperatura de recocido, lo cual se particulariza en [Chao-Chien, 2014] para el SRM.

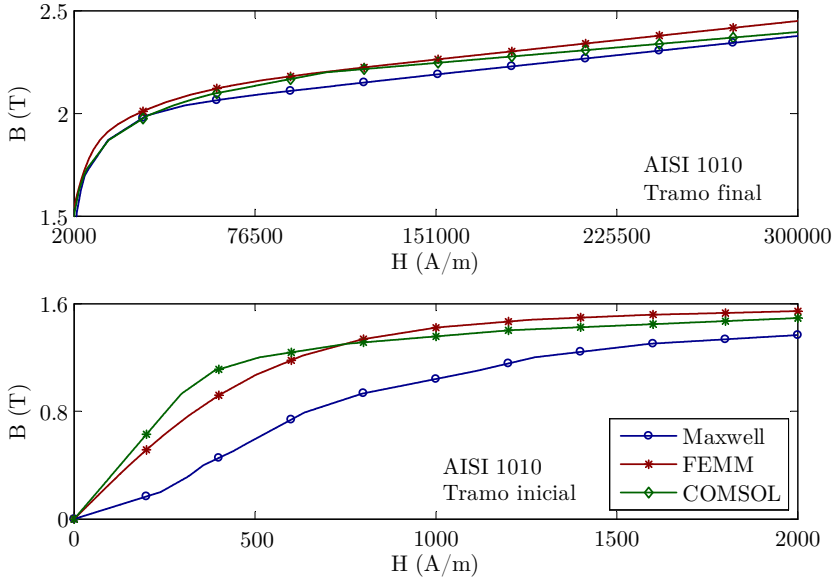
De igual modo, en [Parreira, 2005a] se muestra como una incorrecta identificación de la curva $B-H$ del material origina una notoria diferencia entre los resultados de la caracterización de un SRM por el FEM y experimentalmente.

Más aún, en la figura 1.1 se puede observar una significativa diferencia en la curva de primera imanación encontrada en la librería de los programas FEMM, Maxwell SV y COMSOL para ese mismo acero.

Asimismo, en los vértices de los polos de un SRM la intensidad del campo magnético llega a alcanzar valores significativamente elevados. Si no se dispone de una curva $B-H$ que incluya esos valores, lo cual es muy común, los programas de simulación suelen utilizar técnicas de extrapolación. No obstante, estos métodos solo ofrecen buenos resultados en la desconocida región de saturación profunda [Knight, 2012] y [Rao, 2015], donde la curva si exhibe un comportamiento lineal.

En consecuencia, con el fin de obviar las posibles fuentes de error anteriormente descritas, resulta necesario disponer de un procedimiento que posibilite la determinación de la curva $B-H$ del material incluyendo la región lineal de saturación profunda, con un mínimo coste experimental [Perez-Cebolla, 2012b].

Figura 1.1. Característica $B-H$ del acero AISI 1010 proporcionada en los programas de simulación Maxwell SV, FEMM y COMSOL. Para una mejor apreciación se ha conservado la escala lineal en ambos ejes y se ha dividido la curva en dos partes.



Por otro lado, la posterior formulación de modelos que describan de forma analítica el comportamiento del motor incluyendo las no linealidades inherentes al material ferromagnético, requiere de funciones que ajusten fielmente su curva $B-H$ de forma directa e inversa ($H-B$) con el menor coste computacional.

En la literatura se proponen múltiples funciones, sin embargo, el problema estriba en estudiar cuál de ellas es la más adecuada para los tipos de material habitualmente empleados en la construcción de una SRM y en su caso del prototipo del motor descrito en la introducción.

1.2.2. Caracterización analítica y numérica de la máquina

Respecto al proceso de caracterización de la máquina, en ausencia de un prototipo real este se acomete aplicando al diseño inicial las ecuaciones de Maxwell, las cuales se particularizan al caso de campos estáticos originados por fuentes estacionarias (ley de Ampère, ley de Faraday-Lenz y ley de Gauss para el campo eléctrico y magnético).

Ante un problema electromagnético en absoluto trivial, motivado por la fuerte no linealidad de la permeabilidad del material y la compleja geometría del motor, que además de la clásica dispersión de flujo origina un notable efecto marginal (o efecto borde) en el flujo asociado al entrehierro, una solución

formal de tipo analítica de carácter vectorial no es fácilmente abordable. Por ello, habitualmente se recurre a métodos de cálculo numérico aplicados sobre formulaciones basadas, o bien en una resolución directa de las ecuaciones de Maxwell, o bien en la aplicación de potenciales magnéticos [Ramos, 2001].

De los dos tipos de formulaciones antes planteados, en prácticamente toda la bibliografía dedicada al SRM se trabaja con potenciales magnéticos. Con ello, al operar sobre un problema estático los términos temporales de las ecuaciones de Maxwell pueden tratarse algebraicamente. Además, las expresiones que de estos derivan evitan incluir explícitamente las ecuaciones en divergencia (leyes de Gauss), dado que siendo nula la divergencia del rotacional estas se verifican automáticamente. Por consiguiente, los campos eléctrico y magnético quedan desacoplados mediante el potencial magnético vector.

Una vez conocida la densidad de corriente que originan sendos campos, la permeabilidad del medio e impuestas las condiciones de contorno, la resolución de las posibles formulaciones planteadas en función del potencial escalar eléctrico y el potencial vectorial magnético y, además en su caso, de un potencial magnético de tipo escalar (total) o dos potenciales magnéticos escalares (total y reducido) posibilitan la determinación del potencial magnético vector. El resto de magnitudes vectoriales (densidad e intensidad del campo) y escalares (flujo, inductancia, etc.) se deducen fácilmente a partir de este.

Una solución analítica de carácter vectorial para las formulaciones anteriormente descritas solo cabe, a pesar de su complejidad, en la posición de desalineamiento, donde es posible asumir que la permeabilidad del material resulta mucho mayor que la del aire. Este caso concreto se analiza para un motor de tipo 6/4 considerando solo dos dimensiones en [Radun, 1999], donde la formulación asociada al potencial magnético vector se reduce a la resolución de la ecuación de Poisson siendo la permeabilidad magnética constante. Como resultado, se obtienen sendas expresiones analíticas que posibilitan la determinación del flujo concatenado y su inductancia.

Sin embargo, cuando el problema se extiende al resto de posiciones, donde la permeabilidad exhibe una dependencia no lineal con la corriente de fase, la solución del problema no se plantea analíticamente mediante una formulación vectorial. En ese caso se proponen dos alternativas: a) replantear las ecuaciones sobre un circuito magnético equivalente (CME) y resolver el problema considerando únicamente valores promedio del módulo de las magnitudes vectoriales; b) resolver las expresiones formuladas en términos del potencial magnético mediante un método numérico de cálculo basado en la discretización del problema por el método de los elementos finitos. En cualquier caso, la solución pasa por la aplicación de un algoritmo de cálculo en el cual se requiere de la curva de primera imanación

del material o bien expresada en forma de tabla, o bien través de una función analítica no lineal.

Atendiendo a la primera de las dos alternativas, las referencias dedicadas al SRM son escasas. En [Radun, 2000] se muestra un procedimiento de cálculo para diferentes posiciones en las que exista solapamiento entre un polo del estator y otro del rotor. Los cálculos se realizan a partir de la ley de Ampère con valores promedio del módulo de los vectores de densidad e intensidad del campo magnético. Para ello se proponen dos únicos caminos posibles del flujo asociados a un flujo principal y otro marginal (*fringing flux*) que atraviesan, respectivamente, la región de solapamiento de un polo del estator y otro del rotor y la de no solapamiento restante del polo del estator y la ranura del rotor. No obstante, en este procedimiento se ha de asumir que: i) la intensidad del campo magnético en los yugos es considerada nula (lo cual solo es válido cuando su sección es muy grande); ii) la densidad del campo es la misma en las regiones de los polos que se solapan y el entrehierro entre ambos, y de igual modo, entre la parte de los polos que no se solapan y la ranuras (lo cual en ambos casos implica asumir mismas secciones).

Siguiendo un procedimiento similar, pero sin las restricciones anteriores, en [Corda, 1979] se aborda el problema aplicando la teoría de los circuitos magnéticos (leyes de Ampère y Hopkinson) considerando un conjunto de “tubos” o “caminos” de flujo para las posiciones extremas de alineamiento y desalineamiento. Asumiendo el principio de superposición, el coeficiente de autoinducción se obtiene a partir de la suma de las permeancias equivalentes de los diferentes caminos de flujo. Dado que el estudio se aborda en dos dimensiones, el error asociado al flujo disperso en la cabeza de las bobinas se trata de compensar asumiendo una longitud efectiva del circuito magnético superior a la real.

En la misma línea [Vijayraghavan, 2001] y [Krishnan, 2001] y posteriormente [Sheth, 2005] replantean el problema y extienden la solución a cualquier posición del rotor considerando nuevos caminos de flujo para los cuales determinan y analizan su CME.

Más recientemente, en [Shang-Hsun, 2009] se vuelve a describir el CME en la posición de alineamiento incluyendo como novedad las expresiones que permiten determinar la permeancia debida al flujo marginal. Sin embargo, en la posición de desalineamiento el problema se resuelve aplicando la ecuación de Poisson como en [Radun, 1999]. Como resultado se contribuye con una expresión definida como suma de permeancias, en lugar de flujos o inductancias, considerándose además el flujo disperso en la cabeza de las bobinas.

Respecto al uso del FEM en el SRM, en la mayor parte de las referencias se opera en 2D mediante el potencial magnético vector. Sirvan como ejemplo [Arumugam, 1985], [Lindsay, 1986], [Parreira, 2005b] y [Matveev, 2006], donde se

describen de distinta manera las ecuaciones básicas de dicha formulación. Los análisis en 3D se muestran en publicaciones más recientes como [Martínez, 2005], [Perez-Cebolla, 2012b], [Kiyota, 2013a] o [Wen, 2014], donde sí bien no se discute acerca de la formulación empleada, sí se pone de manifiesto un mejor ajuste respecto a los resultados experimentales en 3D que en 2D. La falta de precisión está principalmente motivada por el flujo marginal y el flujo disperso no computados en 2D, considerados habitualmente en la cabeza de las bobinas [Sofiane, 2002] y [Matveev, 2006] y con una mayor afectación en la posición de no alineamiento.

La principal ventaja de operar con el CME en la determinación del flujo frente al FEM radica en una formulación más sencilla y por consiguiente en un requerimiento en tiempo de cómputo menor. Sin embargo, al reducir el tiempo de cálculo se tiende a simplificar el problema limitando el número de caminos de flujo y con ello el de circuitos magnéticos equivalentes que de estos se derivan. Concretamente, el mayor número de caminos de flujo se plantea en la posición de desalineamiento a consecuencia del fuerte efecto del flujo marginal en el entrehierro, siendo este igual a siete en [Vijayraghavan, 2001] y [Krishnan, 2001]. Dicha simplificación provoca que las características flujo concatenado *vs.* corriente de fase presenten en sendas posiciones extremas diferencias notables respecto a las obtenidas en 2D por el FEM, las cuales se acentúan en la posición de alineamiento cuando el material comienza a saturarse y, en consecuencia, la intensidad del campo magnético ya no se concentra en el entrehierro. Ahora bien, ese incremento de flujo no se puede justificar como consecuencia del no computado en las cabezas de las bobinas, dado que en ninguno de los casos se trabaja en tres dimensiones.

Adicionalmente, la longitud media de cada tubo y su sección se determinan mediante expresiones geométricas presuponiendo que las líneas de flujo siguen un camino concreto. Sin embargo, tal como se puede comprobar mediante un análisis por el FEM, podría suceder que caminos no considerados tuvieran mayor significancia.

Así, el problema radica en la caracterización analítica del motor en sendas posiciones extremas considerando no idealidades propias del flujo marginal y de dispersión, así como la identificación del número de tubos de flujo necesarios y la determinación de su trayectoria y por ende de su reluctancia, posibilitando la construcción de modelos equivalentes con el menor coste computacional y la mayor resolución que sean posibles.

1.2.3. Caracterización experimental de la máquina

Dada la complejidad de los programas para la resolución de problemas electromagnéticos y las limitaciones inherentes a una simulación, en los modelos que se estudian no se suelen considerar defectos propios del proceso de montaje del motor. Así, una vez se dispone de un prototipo real resulta conveniente la determinación experimental de la relación que el flujo concatenado en una fase y el par mantienen con la posición del rotor y la corriente de fase.

La determinación experimental sin sensores específicos del flujo concatenado se puede realizar o bien de forma directa mediante la medida de variables eléctricas [Gobbi, 2008a], o bien de forma indirecta a partir de la medida del par y el cálculo de la coenergía [Jinhui, 2006].

Análogamente a como sucede con la curva de primera imanación del material, la determinación experimental directa de la característica flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición requiere resolver las ecuaciones resultantes de aplicar las leyes de Ampère y Faraday. Para ello habitualmente se asume un modelo circuital equivalente de una fase del motor compuesto por una resistencia en serie con una inductancia (la cual exhibe un comportamiento no lineal con la corriente de fase como consecuencia de la saturación del material). De este modo, el flujo concatenado se calcula mediante la integración temporal de la diferencia entre la caída de tensión en la fase y en la resistencia equivalente [Chen, 2011] o [Gobbi, 2008a].

Sin embargo, además de los habituales problemas de medida y de ajuste de los niveles de offset especialmente significativos en un integrador, este procedimiento acarrea inconvenientes como: i) la limitación en la corriente máxima de salida o su posible oscilación [Gobbi, 2008a]; ii) la problemática que deriva de una incorrecta determinación de la resistencia equivalente [Visinka, 2002], [Cheok, 2007b] y [Perez-Cebolla, 2009b]; iii) el modelo del que parte, el cual no contempla efectos no ideales asociados al material y a la geometría del motor, [Perez-Cebolla, 2009a], [Peng, 2010], [Perez-Cebolla, 2013], [Perez-Cebolla, 2016] o [Perez-Cebolla, 2019].

Asimismo, puesto que la verificación de la validez de los resultados de la caracterización procedentes de la simulación por el FEM en 3D (basados en la curva $B-H$ del material obtenida experimentalmente) y de los ensayos experimentales se obtiene de su comparación, es conveniente que el método de medida que se plantee en ambos casos sea el mismo y en las mismas condiciones [Perez-Cebolla, 2012a] y [Perez-Cebolla, 2012b].

Respecto a la determinación experimental de la característica par *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor, esta se puede obtener mediante la medida

directa de las tres magnitudes o de forma indirecta a partir del conocimiento del flujo concatenado [Stephenson, 1979] o [Vujicic, 2008].

Si bien la medida indirecta es más sencilla al no requerir de instrumentación específica, como es el sensor de par y la fabricación de las piezas necesarias para el bloqueo de uno de sus ejes, este procedimiento puede adolecer de falta de resolución, siendo conveniente su evaluación mediante la comparación de los datos extraídos del programa de simulación y los obtenidos de los ensayos experimentales [Ferrero, 1993] y [Gobbi, 2008a].

La determinación experimental directa del par mediante métodos clásicos es muy laboriosa [Rasmussen, 1998] y puede resultar incorrecta si en un motor con un paso polar muy bajo no se toman puntos suficientes. Situación que se pone claramente de manifiesto cuando se pretende determinar el par a corriente constante y el motor se hace avanzar desde una posición de par con pendiente positiva hacia una posición con pendiente negativa. La problemática anterior se resuelve en [Perez-Cebolla, 2012c].

1.2.4. Modelado de una fase del motor

A partir del resultado de caracterización de la SRM es posible formular modelos que describan su comportamiento. Habitualmente se parte de curvas características en las que la relación entre el flujo concatenado y la corriente en una fase exhiben una relación biunívoca en cada posición del rotor. Esa relación multivariable fuertemente no lineal se puede expresar en base a funciones analíticas de mayor o menor complejidad [Husain, 2005], [Martinez, 2008a] y [Hai-Jin, 2009].

De igual modo, aunque en la literatura suele ser menos habitual, es posible describir de forma analítica la relación entre la corriente de fase, la posición y el par [Husain, 2000] y [Vujicic, 2008].

Disponer de un modelo que relacione la corriente de fase y la posición del rotor con el flujo concatenado y el par posibilita simular el comportamiento de la máquina y del accionamiento completo en PSpice, Matlab-Simulink u otros entornos de programación previamente a su implementación física. Ejemplo de ello son [Lin, 2005], [Husain, 2005] y [Martínez, 2005] donde la SRM actúa como motor y [Martinez, 2007] donde lo hace como generador autoexcitado.

Asimismo, la posibilidad de modelar el motor mediante el uso de redes neuronales o de sistemas borrosos facilita el diseño de algoritmos de control implementables en un procesador digital orientados a eliminar el sensor de posición y minimizar el rizado del par [Pérez-Cebolla, 2005b] y [Vicuña, 2005].

El problema se agrava cuando el material presenta pérdidas por histéresis, en cuyo caso se debe recurrir al uso de elementos no solo linealmente dependientes de la posición y la corriente de fase sino además de su historia previa y del modo de operación del motor [Perez-Cebolla, 2016] y [Perez-Cebolla, 2019].

1.3. Objeto de la tesis

El objeto de esta tesis es contribuir a mejorar la caracterización de una máquina de reluctancia conmutada.

Como resultado, se espera obtener nuevos procedimientos experimentales, nuevas formulaciones de cálculo analítico y nuevos modelos equivalentes que posibiliten identificar las relaciones no lineales que definen el comportamiento de este tipo de máquinas, prestando especial atención a efectos no ideales como son el flujo de dispersión, el flujo marginal y las pérdidas en el material.

El hecho de disponer de nuevos modelos basados en expresiones de cálculo analítico con un coste computacional significativamente inferior al requerido por otros de tipo numérico, como el FEM, ha de facilitar en consecuencia el proceso iterativo inicial de diseño y optimización de una SRM, así como el desarrollo de algoritmos para su control.

1.4. Publicaciones científicas

A continuación, se citan ordenados cronológicamente aquellos trabajos de investigación en los que ha sido partícipe el autor de esta tesis y que, o bien sustentan la presente tesis, o bien son fruto de ella.

Publicaciones en revistas

1. Juan Llado, Beatriz Sanchez, Jesus Ortiz, Aberlardo Martinez, Francisco Pérez, Bonifacio Martin del Brio, Tomas Pollan, Eduardo Laloya and Javier Vicuña, “Dynamic behavior analysis of a switched reluctance motor”. Journal of the Acoustical Society of America (ISSN 0001-4966) Volumen: 119 (Issue 5) Páginas inicial: 3385 final: 3385. May. 2006. DOI: 10.1121/1.4786631. JCR: 1,433, Q1.

2. F.J. Pérez Cebolla, A. Martínez, J. Vicuña, B. Martín, E. Laloya "Determinación experimental on-line de la característica magnética de un motor de reluctancia conmutada". Electrical Engineering Electronic Journal (ISSN: 2172-1246). Volumen 1. Abril. 2010.

3. Mendez, S.; Martinez, A.; Millan, W.; Montano, C.E.; Perez-Cebolla, F., "Design, Characterization, and Validation of a 1-kW AC Self-Excited Switched Reluctance Generator," in Industrial Electronics, IEEE Transactions on (ISSN 0278-0046), vol.61, no.2, pp. 846-855, 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2254098. JCR: 6,498, Q1.

4. Abelardo Martínez Iturbe, Francisco Jose Perez-Cebolla, Bonifacio Martín-del-Brío, Carlos Bernal and Antonio Bono-Nuez, "Energy Transformations in a Self-Excited Switched Reluctance Generator" in Energies (ISSN 1996-1073), Volumen: 9 (Issue 5, artículo 321) Páginas inicial: 1 final: 13 Fecha: 28. Apr. 2016. DOI: 10.3390/en9050321. JCR: 2.077, Q1-Q2.

5. Pérez-Cebolla, F.J.; Martinez, A.; Martín-del-Brío, B; Bono-Nuez A. Bernal-Ruiz, C; "Nonlinear Lumped Circuit Model for Switched Reluctance Motors Exhibiting Core Losses" in Industrial Electronics, IEEE Transactions on (ISSN 0278-0046), vol.63, no.6, pp. 3433-3445. Jun. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2523925. JCR: 6,383, Q1.

6. Bono-Nuez, A., Bernal-Ruiz, C., Martín-del-Brio, B., Perez-Cebolla, F.J., Martínez-Iturbe, A. Recipient size estimation for induction heating home appliances based on artificial neural networks, Neural Computing and Applications, Volume 28, Issue 11, pp 3197–3207 2017. DOI 10.1007/s00521-016-2227-6. JCR 2.505, Q2.

7. Bono-Nuez, A., Martín-del-Brio, B., Bernal, C., Perez-Cebolla, F.J., Martínez-Iturbe, A, Ivan Sanz-Gorrachategui; "The Inductor as a Smart Sensor for Material Identification in Domestic Induction Cooking", IEEE Sensors Journal, Volume: 18, Issue: 6, Pages: 2462 – 2470, 2018. DOI: 10.1109/JSEN.2018.2795739. JCR: 2.512, Q1-Q2.

Publicaciones en congresos

8. F.J. Pérez, A. Martínez, J. Vicuña, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó." 3D FEM Simulation Data Applied to ANN to Sensorless Position Estimation and Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Motor". Proceedings 9^o CHLIE, CD-ROM (ISBN: 84-609-5231-2), #356, pp.1-5. Jul. 2005.

9. J. Vicuña, F. J. Pérez, A. Martínez, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Fuzzy Model based on 3D FEM Simulation Data applied to Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Motor". Proceedings 9º CHLIE, CD-ROM (ISBN: 84-609-5231-2), #365, pp.1-5. Jul. 2005.
10. F.J. Pérez, A. Martínez, J. Vicuña, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Sensorless Position Estimation and Torque Ripple Minimization for Switched Reluctance Motors Based on Artificial Neural Networks". Proceedings SAAEI 2005, CD-ROM (ISBN: 84-8102-964-5), pp. 355-359. Sept. 2005.
11. J. Vicuña, F.J. Pérez, A. Martínez, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Motor by Fuzzy Modelling". Proceedings SAAEI 2005, CD-ROM (ISBN: 84-8102-964-5), pp. 371-374. Septiembre 2005.
12. Martínez, F.J. Pérez, J. Vicuña, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Test Bench for Switched Reluctance Motor Drives". Proceedings 13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference. ISBN: 1-4244-0088-0), pp. 1146-1149. May. 2006. DOI: 10.1109/MELCON.2006.1653303 06.
13. J. Lladó, B. Sánchez, J. Ortiz, D. Valladares, A. Martínez, F.J. Pérez, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, J. Vicuña. "Acoustic Behaviour of a Switched Reluctance Motor". Proceedings ICSV13, CD-ROM, (ISBN: 3-9501554-5-7), #491, pp.1-6. Jul. 2006.
14. F.J. Pérez Cebolla, A. Martínez, J. Vicuña, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó "Influencia de la Polaridad y Disposición de las Bobinas en el Estator de un Motor de Reluctancia Conmutado en el Par Generado. Proceedings SAAEI 2006, CD-ROM (ISBN: 84-8317-564-9), pp. 917-922. Sept. 2006.
15. F.J. Pérez Cebolla, A. Martínez, J. Vicuña, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Influence of Coil Arrangement and Current Polarity on the Output Torque of a Switched Reluctance Motor". IEEE Proceedings IECON'06, CD ROM (ISBN: 1-4244-0136-4), pp. 1188-1193. Nov. 2006. DOI: 10.1109/IECON.2006.347499.
16. A. Martínez, J. Vicuña, F.J. Pérez, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Working zones of an AC Autonomous Switched Reluctance Generator". Proceedings ICREPQ-07, CD-ROM (ISBN: 978-84-611-4707-6), #362, pp. 1-6. Mar. 2007.

17. A. Martínez, J. Vicuña, F.J. Pérez, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Detuning Sensitivity of an AC Autonomous Switched Reluctance Generator". Proceedings XCLEEE, CD-ROM (ISBN: 978-972-8822-09-5), pp. 1-5. Jul. 2007.
18. J. Lladó, B. Sánchez, J. Ortiz, A. Martínez, F.J. Pérez, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, J. Vicuña. "Dynamic Analysis of a Switched Reluctance Motor". Proceedings ICA-2007, CD-ROM (ISBN: 84-87985-12-2), pp. 1-5. Sept. 2007.
19. A. Martínez, J. Vicuña, F. J. Pérez, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Steady-State Behaviour of an AC Autonomous Switched Reluctance Generator". IEEE Proceedings EPE 2007, CD-ROM (ISBN: 97890758115108), #362, pp. 1-8. Sept. 2007. DOI: 10.1109/EPE.2007.4417590.
20. A. Martinez, E. Laloya, J. Vicuña, F.J. Pérez, T. Pollán, B. Martín, B. Sánchez, J.Lladó "Simulation Model of an AC Autonomous Switched Reluctance Generator". IEEE Proceedings EUROCON 2007 (ISBN: 1-4244-0813-X), pp 1674 – 1678. Sept. 2007. DOI: 10.1109/EURCON.2007.4400376.
21. A. Martinez, J. Vicuña, F.J. Pérez, E. Laloya T. Pollán, B. Martín, B. Sánchez, J. Lladó. "Zonas de funcionamiento de un generador autónomo de reluctancia conmutado trabajando con corriente alterna". Proceedings SAAEI-07, CD-ROM (ISBN: 978-968-9182-52-8), pp 1-8. Sept. 2007.
22. A. Martínez, E. Oyarbide, F.J. Pérez, E. Laloya, B. Martín, T. Pollán, J.E. Vicuña, B. Sánchez, J. Lladó. "Describing function analysis of the electric nonlinear model of a SRM autonomous AC generator". IEEE Proceedings PESC-08, CD-ROM (ISBN: 978-1-4244-1668-4), pp.4051-4055. Jun. 2008. DOI: 10.1109/PESC.2008.4592587.
23. A Martínez, E. Oyarbide, F.J. Pérez, E. Laloya, B. Martín, T. Pollán, J.E. Vicuña, B. Sánchez, J. Lladó. "Inductance Characterization of a SRM Using Finite Element Simulation Data". IEEE Proceedings ISIE-08, CD-ROM (ISBN: 978-1-4244-1666-0), pp.491-495. Jul. 2008. DOI: 10.1109/ISIE.2008.4677284.
24. A. Martínez, E. Oyarbide, J.E. Vicuña, F.J. Pérez, E. Laloya, B. Martín, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Use of an AC Self-excited Switched Reluctance Generator as a Battery Charger". IEEE Proceedings EPE-PEMC-2008, CD-ROM (ISBN: 978-1-4244-1742-1), pp.845 - 849. Sept. 2008. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635372.

25. A. Martínez, C.E. Montaña, J.E. Vicuña, F.J. Pérez, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó. "Transformaciones energéticas en un generador de reluctancia conmutada auto-excitado y trabajando a velocidad variable. Proceedings SAAEI-08, CD-ROM (ISBN: 13-978-84-96997-04-2), pp.1-6. Sept. 2008.
26. F.J. Pérez Cebolla, A. Martínez, J.E. Vicuña, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó "Influencia de efectos no ideales asociados al núcleo magnético de un motor de reluctancia conmutado en la determinación de su característica flujo-corriente-posición". Proceedings SAAEI-08, CD-ROM (ISBN: 13-978-84-96997-04-2), pp.1-6. Sept. 2008.
27. F.J. Pérez Cebolla, A. Martínez, B. Martín, J. E. Vicuña, E. Laloya, C. E. Montaña, S. Méndez "Caracterización experimental del modelo circuital de una fase de un motor de reluctancia conmutada incluyendo elementos parásitos asociados al núcleo magnético". Proceedings SAAEI-09, CD-ROM (ISBN: 978-84-692-2596-7), pp.1-6. Jul. 2009.
28. A. Martínez, S. Méndez, C.E. Montaña, E. Laloya, E. Oyarbide, F.J. Pérez Cebolla, J.E. Vicuña "Electrónica de Bajo Coste para un Generador AC de Reluctancia Conmutada utilizado como cargador de Baterías". Proceedings SAAEI-09, CD-ROM (ISBN: 978-84-692-2596-7), pp.1-6. Jul. 2009.
29. A. Martínez, C.E. Montaña, S. Méndez, F.J. Pérez Cebolla, J.E. Vicuña, B. Martín, E. Laloya, T. Pollán, B. Sánchez, J. Lladó "Caracterización electromecánica de una lavadora doméstica". Proceedings SAAEI-09, CD-ROM (ISBN: 978-84-692-2596-7), pp.1-5. Jul. 2009.
30. F.J. Pérez-Cebolla, A. Martínez, J.E. Vicuña, B. Martín, E. Laloya "Determinación experimental online de la característica magnética de un motor de reluctancia conmutada". Proceedings 11CHLIE, CD-ROM, (ISBN 84-6132234-3), #252, pp.1-5. Jul. 2009.
31. A. Martínez, E. Oyarbide, F.J. Pérez Cebolla, E. Laloya, B. Martín, S. Méndez, C.E. Montaña, J.E. Vicuña, "Cost-effective electronics for AC Switched Reluctance Generators loading batteries". Proceedings IEEE Proceedings ISIE 2009, CD-ROM (ISBN 978-1-4244-4349-9) pp 1-6. Jul. 2009. DOI: 10.1109/ISIE.2009.5217920.
32. A. Martínez, E. Oyarbide, C.E. Montaña, S. Méndez, E. Laloya, J.E. Vicuña, F.J. Pérez Cebolla, "Torque-Ripple in AC Switched Reluctance Generators". IEEE Proceedings EPE 2009, CD-ROM (ISBN 9789075815009) pp 1-8. jul. 2009.

33. F.J. Pérez Cebolla, A. Martínez, E Laloya, B. Martín, C.E. Montaña, S. Méndez, J. E. Vicuña. “Experimental equivalent circuit parameters identification of a switched reluctance motor”. IEEE Proceedings of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics, 2009 CD-ROM, pp. 1140-1145 (ISBN : 978-1-4244-4648-3), DOI: 10.1109/IECON.2009.5414684
34. F. J. Pérez Cebolla, A. Martínez Iturbe, B. Martín, J. E. Vicuña, E. Laloya, C. E. Montaña, S. Mendez. ” Determinación Experimental de la Relación Par-Corriente-Posición en un Motor de Reluctancia Conmutada del tipo 24/18”. Actas XVII Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial”, SAAEI 2010, CD-ROM, pag 41-46 (ISBN : 978-84-95809-75-9).
35. C. E. Montaña, A. Martínez Iturbe, S. Mendez, F. J. Pérez Cebolla. “Estimación de la posición del rotor de un motor de reluctancia conmutada basada en medidas eléctricas y magnéticas por medio de una red neuronal”. Actas XVII Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial”, SAAEI 2010, CD-ROM, pp. 657-662 (ISBN : 978-84-95809-75-9).
36. S. Mendez, A. Martínez, C. E. Montaña, F. J. Pérez, A. El Aroudi, B. Robert. “Análisis del Ciclo Límite de un Generador de Reluctancia Conmutada”. Actas XVII Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial”, SAAEI 2010, CD-ROM, pp. 41-46 (ISBN: 978-84-95809-75-9).
37. Méndez, S.; Martínez, A.; Montaña, C.; Pérez, FJ; El Aroudi, A., Robert, B. “Limit cycle analysis in a switched reluctance generator”. IEEE Proceedings of the 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010, pp.889-893 (ISBN: 978-1-4244-5225-5) DOI: 10.1109/IECON.2010.5675169).
38. S. Méndez, A. Martínez, C.E. Montaña, W. Millan, E. Oyarbide, F.J. Pérez Cebolla. “Diseño y Caracterización de un Generador de Reluctancia Conmutada Auto Excitado de 1kW”. Actas XVIII Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial SAAEI'2011. Badajoz. 5-8 Julio, CD-ROM, pp. 345-350 (ISBN: 978-84-933682-3-4).
39. C.E. Montaña, A. Martínez, S. Méndez, W. Millán, F.J. Pérez Cebolla, E. Oyarbide. “Determinación del ángulo de activación de fase de un motor de reluctancia conmutada basado en la estimación de la inductancia de su fase activa”. Actas XVIII Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial SAAEI'2011. Badajoz. 5-8 Julio, CD-ROM, pp. 361-365 (ISBN: 978-84-933682-3-4).

40. F.J. Pérez Cebolla, A. Martínez Iturbe, B. Martín del Brío, S. Méndez, C. E. Montaña. “Caracterización FEM de un SRM Mediante la Determinación Experimental Directa de su Curva de Magnetización”. Actas XVIII Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial SAAEI'2011. Badajoz. 5-8 Julio, CD-ROM, pp. 361-365 (ISBN: 978-84-933682-3-4).
41. S. Méndez, A. Martínez, C.E. Montaña, W. Millan, E. Oyarbide, F.J. Pérez. “Design and Characterization of a 1 kW AC Self -Excited Switched Reluctance Generator”. IEEE Proceedings of the 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. 2011 pp.1724-1729 (ISBN 978-1-61284-971-3, IEEE Catalog Number: CFP11IEC-CDR, ISSN: 1553-572X, DOI: 10.1109/IECON.2011.6119577).
42. F.J. Perez-Cebolla, A. Martinez-Iturbe, B. Martin-del-Brio, E. Laloya, S. Mendez, C.E. Montaña. “3D FEM Characterization of a Switched Reluctance Motor from Direct Experimental Determination of the Material Magnetization Curve”. IEEE Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 2012), vol., no., pp.982-987. Digital Object Identifier: 10.1109/ICIT.2012.6210065
43. F.J. Perez-Cebolla, A. Martinez-Iturbe, B. Martin-del-Brio, E. Laloya, S. Mendez, C.E. Montaña. “Experimental Determination of Torque-Current-Position Characteristics of a Switched Reluctance Motor with High Number of Poles”. IEEE USB Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2012), vol., no., pp.658-66. Digital Object Identifier: 10.1109/ISIE.2012.6237167.
44. F.J. Perez-Cebolla, A. Martinez Iturbe, B. Martín del Brío, E. Laloya, S. Méndez, C. E. Montaña. “Influencia del Tipo de Excitación en la Determinación Experimental de la Característica Magnética de un Motor de Reluctancia Conmutada”. Actas XIX Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial” 11-13 de Julio de 2012. Guimarães. USB, pp. 752-757 (ISBN: 978-972-98603-5-5) .
45. S. Méndez, A. Martínez, W. Millán, C.E. Montaña, E. Oyarbide, F. J. Pérez Cebolla.” Control mediante Triac de un Generador de Reluctancia Conmutada de 1kW”. Actas XIX Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial” 11-13 de Julio de 2012. Guimarães. USB, pp. 338-343 (ISBN: 978-972-98603-5-5).

46. F. J. Perez-Cebolla, A. Martínez-Iturbe, B. Martín-del-Brío, E. Laloya, S. Mendez. “Influence of Non-ideal Magnetic Core Effects on the Experimental Determination of the Magnetic Characteristics of a Switched Reluctance Motor”. IEEE Proceedings of the 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, pp.1831-1836 (ISBN: 978-1-4673-2420-5). DOI: 10.1109/IECON.2012.638892.
47. S. Mendez, A. Martinez, C.E. Montaña, W. Millan, E. Oyarbide, F.J. Perez-Cebolla. “Control of a 1 kW Switched Reluctance Generator using Triac”. IEEE Proceedings of the 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, pp.303-308 (ISBN: 978-1-4673-2420-5). DOI: 10.1109/IECON.2012.6388629.
48. F.J. Perez-Cebolla, A. Martinez-Iturbe, B. Martin-del-Brio, E. Laloya, S. Mendez. “Influence of Excitation in the Experimental Equivalent Circuit Parameters Identification of a Switched Reluctance Motor”. IEEE Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2013), (ISBN:978-14-673519-2-8). DOI: 10.1109/ISIE.2013.6563656.
49. F. J. Pérez-Cebolla, A. Martínez Iturbe, B. Martín del Brío. “Mejoras en la Determinación del Circuito Equivalente no Lineal de un Motor de Reluctancia Conmutada con Pérdidas en el Núcleo”. Proceedings of the XXI Annual Seminar on Automation, Industrial Electronics and Instrumentation SAAEI 2014, Tanger Marruecos. USB.
50. F. J. Pérez-Cebolla, A. Martínez Iturbe, B. Martín del Brío, A. Bono-Nuez, C. Bernal-Ruiz. “Modelado y caracterización de la resistencia del devanado y de la inductancia de dispersión en un SRM con pérdidas en el núcleo”. Actas XXII Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI 2015 Zaragoza, USB, pp 216-221 (ISBN: 978-84-944131-2-4).
51. A. Pardina Carrera, F. J. Pérez-Cebolla. “Estudio del Campo Magnético en un Sistema Electromagnético en Suspensión”. Actas XXII Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI 2015 Zaragoza, USB, pp 371-376 (ISBN: 978-84-944131-2-4).
52. F. J. Pérez-Cebolla, A. Martínez Iturbe, B. Martín del Brío, C. Bernal, A. Bono-Nuez.” Modelo Dinámico No Lineal de un Motor de Reluctancia Conmutada con Pérdidas en el Núcleo”. Actas XXIII Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI 2016 Elche, USB, pp 1-6 (ISBN : 978-84-608-9013-3).

53. F.J. Perez-Cebolla, A. Martinez-Iturbe, B. Martín-Del-Brío, C. Bernal-Ruiz, J. S. Artal-Sevil and P. Pastor-Flores, "Nonlinear Dynamic Equivalent Circuit of a Switched Reluctance Motor Considering Core Losses and Leakage Inductance," IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2019, pp. 1222-1227, DOI: 10.1109/IECON.2019.8927236.
54. A. Arruti, F. J. Perez-Cebolla, J. Anzola, I. Aizpuru, M. Mazuela, "Analytical, FEM and Experimental Study of the Influence of the Airgap Size in Different Types of Ferrite Cores". 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe) Sept. 2022, Hanover, Germany. pp. 1- 8 DOI: TBD.

1.5. Reconocimiento a las publicaciones

The IEEE Industrial Electronics Society ha reconocido con los dos siguientes premios el fruto del trabajo realizado por el autor en esta tesis:

- Mejor presentación oral durante la sesión técnica Electrical Drives and Control 1 correspondiente a la 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2012).
- 2013 Best Paper Third Prize by the Electrical Machine Technical Committee of the IEEE Industrial Electronics Society.

Adicionalmente, las publicaciones referidas en el apartado anterior que figuran en la base de datos Google Scholar acumulan a fecha de depósito de esta tesis un total de 201 citas, de las cuales 64 corresponden a dos trabajos en la revista IEEE Transactions on Industrial Electronics.

1.6. Organización de la memoria de la tesis

El presente documento se organiza en siete capítulos y cuatro apéndices. Estos siguen el mismo orden que la problemática surgida de forma natural a lo largo del tiempo dedicado a la consecución del objeto de esta tesis. Los contenidos de cada capítulo se resumen a continuación:

- El capítulo 1 y el apéndice A tienen un carácter introductorio, se han redactado con el fin de crear un documento autocontenido en la medida de lo posible. Así, en el apéndice A se exponen los fundamentos que justifican el porqué de la necesidad de caracterizar el material y la máquina de reluctancia conmutada y el cómo del proceso de diseño previo a su implementación física. Del mismo modo, en el segundo apartado de este primer capítulo se revisa la

problemática objeto de esta tesis, a la que se trata de dar solución en los cinco capítulos siguientes.

→ El capítulo 2 se ha dedicado a la caracterización del material. Comienza con una breve introducción teórica en la que se revisa el procedimiento experimental habitualmente empleado para la determinación de la curva de primera imanación (curva $B-H$). Seguidamente, con la ayuda de una probeta diseñada *ad hoc* y haciendo uso de este procedimiento, se caracteriza el material con el cual se ha de construir el prototipo de un SRM y cuyo diseño se describe en el apéndice A de este documento. A tenor de las limitaciones observadas, se propone un nuevo procedimiento de caracterización que finalmente se valida con la probeta anterior y otras dos construidas a tal fin con distintos materiales.

A continuación, con el fin de disponer de una función analítica que posibilite el ajuste de la curva de primera imanación del material, se estudian las disponibles en la literatura y para determinar su validez se ensayan con el material empleado en la construcción del prototipo del SRM y otro adicional, con el que se ha construido el prototipo de un generador auto excitado de 1 kW de potencia (este diseño se describe en la referencia número 3 del apartado 1.4 anterior). Posteriormente se analizan las ventajas e inconvenientes de cada función en base a tres figuras de mérito estadísticas y se propone el uso de la que mejores resultados ofrece. Por último, se determina el coste computacional de la función elegida, poniendo el resultado de manifiesto la posibilidad del conocimiento del comportamiento del motor en base a expresiones analíticas fácilmente abordables por un procesador digital.

→ Ligado al capítulo 2 se encuentra el apéndice B, donde se han incluido dos tablas que contienen los valores de la curva $B-H$ de los materiales estudiados (AISI 1008 en el caso del motor y AISI M-43 en el del generador), así como ocho adicionales incluyendo el valor de los coeficientes de las funciones de ajuste de dichos materiales y que son la semilla para otros, no estando esta información disponible habitualmente en la literatura.

→ En el capítulo 3 se acomete la caracterización de una SRM en la posición de alineamiento mediante métodos de cálculo analítico. El estudio abordado con carácter general, inicialmente se particulariza al prototipo construido del SRM y posteriormente se extiende a otros motores con distinto número de polos, dimensiones y relación entre estas, con el fin de generalizar las conclusiones que de este se deriven.

Para ello, se comienza revisando el estado de la ciencia. A continuación, se plantea y analiza el circuito magnético equivalente del prototipo del SRM 24/18 bajo estudio y se propone un algoritmo de cálculo para la determinación

del flujo concatenado en la posición de alineamiento. Los resultados obtenidos mediante el algoritmo de cálculo analítico muestran para los mismos valores de corriente de fase, un menor valor del flujo concatenado que el procedente de las simulaciones por el FEM. Esta observación pone claramente de manifiesto la necesidad de estudiar no solo la contribución del flujo concatenado principal al flujo concatenado total, sino también la del flujo concatenado marginal y el flujo concatenado de dispersión.

La determinación del flujo marginal conduce al cálculo de la reluctancia efectiva del entrehierro, para lo cual se realiza una primera revisión del estado del arte y a continuación se propone una solución de mejora en base a dos funciones analíticas con diferentes grados de complejidad. Asimismo, con el fin de generalizar el estudio los resultados se extienden a otras dos estructuras de SRM clásicas como son la 8/6 y la 6/4, considerando además valores significativamente distintos de la anchura de los polos, de la longitud del entrehierro y del paquete de chapas (motores que junto con el prototipo del SRM 24/18 se utilizan en el resto del estudio abordado en este capítulo y el siguiente).

Una vez conocido el flujo marginal, se replantean las ecuaciones propuestas inicialmente para la determinación del flujo principal y se analiza la influencia de la reluctancia que sobre este tiene cada parte del motor. Como resultado, se pone claramente de manifiesto la contribución de la fuerza contraelectromotriz del núcleo sobre la total y respecto de la del entrehierro conforme el motor se satura, siendo especialmente significativa la contribución del polo del estator.

Seguidamente, y al igual que para el flujo marginal, de nuevo se realiza un profundo estudio relativo a la determinación del flujo de dispersión. Este comienza por una revisión de los procedimientos de cálculo disponibles en la literatura, para posteriormente proponer un conjunto de expresiones analíticas con el fin de posibilitar una mejora en su determinación.

Una vez conocidas la contribución del flujo concatenado principal, del flujo concatenado de dispersión y del flujo concatenado marginal, se analiza la importancia de estas y se calcula el flujo concatenado total como suma de todas ellas. Finalmente, con el fin de validar el procedimiento los resultados obtenidos para los tres motores se comparan con los procedentes de las simulaciones obtenidas por el FEM en 2D.

→ El capítulo 4 se ha dedicado a la caracterización analítica del SRM en la posición de desalineamiento. En esta posición el motor no llega a operar en saturación, sin embargo, la dispersión de las líneas del campo magnético es mayor respecto a la posición de alineamiento, siéndolo en consecuencia el número de posibles circuitos magnéticos equivalentes. Con el fin de estudiar la

posibilidad de generalizar los resultados obtenidos de los procedimientos y propuestas de mejora descritos a lo largo de este capítulo, el estudio se plantea al igual que en la posición de alineamiento para los mismos tres motores.

El problema inicialmente se aborda considerando la contribución del material (permeabilidad no infinita). Se identifican las trayectorias más representativas de las líneas de campo para cada motor en esa posición y a cada una se le asocia un tubo de flujo y su correspondiente circuito magnético equivalente. Tomando como referencia la metodología descrita en la literatura, para cada circuito se proponen nuevos procedimientos de cálculo y se identifica en cada motor el valor de los parámetros que los definen. Como suma de la contribución de cada trayectoria se determina el flujo concatenado en esa posición y se evalúa la validez de los procedimientos propuestos frente a los resultados procedentes de la simulación de los tres motores por el FEM.

Con el fin de comprobar cómo afecta a la pérdida de precisión la asunción propuesta por algunos autores en la que se despreja la contribución del material (permeabilidad infinita), en la segunda parte de este capítulo se revisan los diferentes procedimientos descritos en la literatura, se proponen en su caso correcciones a estos y se presentan nuevas alternativas que se particularizan en los tres motores bajo estudio. Finalmente, se analiza su idoneidad tomando como figura de mérito el error entre los resultados obtenidos y los procedentes de las simulaciones por el FEM.

→ En el capítulo 5 se afronta la caracterización completa del motor. Esta se realiza previamente mediante el método de los elementos finitos en dos y tres dimensiones. Como resultado se obtiene en cada caso la relación entre la corriente de fase y la posición del rotor con el flujo concatenado y el par, lo que permite determinar la contribución del flujo de dispersión no computado en la cabeza de las bobinas en 2D, ni tampoco en los procedimientos de caracterización analítica para las posiciones extremas de alineamiento y desalineamiento descritos en el tercer y cuarto capítulo.

Finalizadas las fases de diseño y caracterización del motor y con un prototipo ya construido, la segunda parte de este capítulo se ha dedicado a su caracterización experimental. El flujo concatenado se determina siguiendo el procedimiento propuesto para la determinación de la curva $B-H$ del material en el capítulo 2, aprovechando con ello las ventajas del mismo y posibilitando una comparación entre los resultados obtenidos y los procedentes de la simulación por el FEM en 3D en las mismas condiciones. Asimismo, se propone un método alternativo para la determinación de la resistencia de fase.

En cuanto a la caracterización experimental del par, resulta muy laboriosa siguiendo un procedimiento clásico en el que se realiza un ensayo para cada

valor de la posición y la corriente de fase, por lo que en este capítulo se propone un procedimiento alternativo que sin pérdida significativa de resolución posibilita su determinación con una reducción de ensayos proporcional al número de valores de corriente de fase. Finalmente, se estudia la desviación de los resultados cuasi teóricos procedentes de la simulación y los obtenidos experimentalmente.

→ En el apéndice C, vinculado a la primera parte del capítulo 5, se describe el código necesario para simular por el FEM en 3D cualquier máquina de reluctancia conmutada de corte clásico mediante el programa OPERA-3d, sin más que dar valores a los parámetros especificados en un fichero inicial.

→ En el capítulo 6 se aborda el modelado de una fase del motor en los casos en que el material presente o no pérdidas por histéresis. En el primero de ellos, dada la relación biunívoca entre el flujo y la corriente de fase en cada posición del rotor, se evalúa la posibilidad de su ajuste mediante una red neuronal perceptrón multicapa, siendo esta válida tanto en sentido directo como inverso. Es decir, tomando en un caso como entradas la corriente y la posición y como salida el flujo concatenado y en el otro como salida la posición y como entradas el flujo concatenado y la corriente (operación como sensor de posición). Asimismo, se evalúa la posibilidad de emplear un segundo perceptrón en el lazo de regulación de la velocidad del motor para modelar la relación entre la corriente de fase (salida) el par y la posición (entradas) con el fin de reducir el problemático rizado del par de este tipo de máquina.

En el segundo caso se propone un modelo de parámetros concentrados no lineal y multivariable dependiente del modo de operación del motor. Seguidamente se especifica el procedimiento a seguir para la determinación del valor de dichos parámetros manteniendo su sentido físico y por último se analiza su validez frente a los resultados medidos experimentalmente.

El capítulo concluye con la extensión del modelo para su operación como generador auto excitado y su simulación en diferentes regímenes de operación.

→ En el apéndice D, asociado al capítulo 6, se incluye el código necesario para la simulación del comportamiento dinámico de un SRM, tanto en PSpice, en base a un perceptrón multicapa, como en Simulink, mediante una *S-function* programada en Matlab y un conjunto de ficheros adicionales.

→ Finalmente, en el capítulo 7 se resumen las contribuciones más relevantes de esta tesis y se presenta una perspectiva de posibles líneas futuras de trabajo.

Capítulo 2

Caracterización electromagnética del material

2.1. Introducción

Este capítulo se ha dedicado al estudio de la caracterización electromagnética de materiales habitualmente empleados en la construcción de una máquina de reluctancia conmutada.

Con ese fin, se revisan los métodos descritos en la literatura para la determinación experimental de la relación entre el valor promedio del módulo de la densidad B y la intensidad H del campo magnético de un material, así como el modo de procesar dicha información mediante funciones de ajuste que relacionen ambas magnitudes directa e inversamente.

Tras dicho análisis, con el propósito de cumplir el primer objetivo de contribución de mejora propuesto en esta tesis, se presenta un nuevo procedimiento para la caracterización experimental de la relación $B-H$ del material, el cual aporta una serie de ventajas frente a los métodos clásicos descritos en la literatura. Análogamente, se proponen otras funciones de ajuste con un reducido coste computacional basadas en redes neuronales.

A continuación, se realiza un estudio comparativo entre las funciones de ajuste descritas en la literatura y las propuestas en esta tesis para dos materiales representativos. Para ello se considera la información obtenida sobre la bondad del ajuste en base a múltiples figuras de mérito.

Se concluye con la selección de las funciones de ajuste más adecuadas para la posterior caracterización analítica del SRM y la determinación de su coste computacional.

2.2. Descripción de la probeta de caracterización

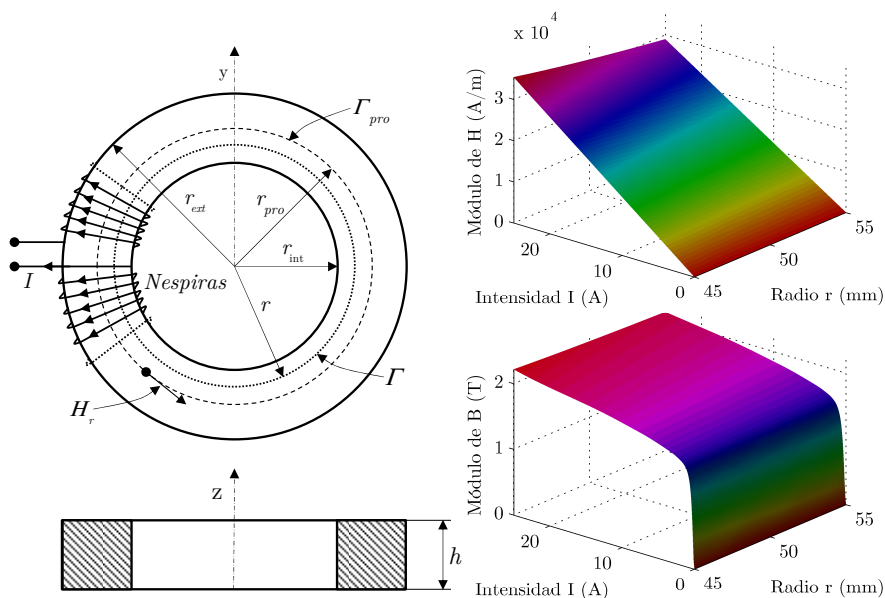
Tal como se indica en el estándar de procedimientos para ensayar núcleos magnéticos publicado por el IEEE [IEEE, 1992], la configuración y geometría del núcleo afectan notoriamente en el proceso de caracterización de las propiedades magnéticas del material. Es por ello, que debe indicarse la configuración específica sobre la que se han realizado las medidas. Entre las formas básicas se distingue el toroide y sus diferentes configuraciones, habiéndose optado en este caso por la primera de ellas, es decir, por una pila de chapas estampadas en forma de anillo (sin entrehierro efectivo).

Concretamente, la probeta empleada en la caracterización del material se montó con 20 anillos, caracterizados por un grosor de 0,5 mm, un radio exterior r_{ext} de 55 mm y un radio interior r_{int} de 45 mm. Los 20 anillos se aislaron eléctricamente para minimizar el efecto de las corrientes de Foucault, y se apilaron formando un toroide, con una altura h de 10 mm, sobre el cual se bobinaron dos devanados uniformemente distribuidos y entrelazados con 400 espiras cada uno. La sección escogida del hilo de cobre fue de 0,9 mm de diámetro (G1 H5 180°C). En la figura 2.1 (izquierda) se representa el toroide, donde sus dimensiones son expresadas genéricamente.

Respecto a las características eléctricas, la medida en continua de la resistencia del cobre se ha realizado mediante un multímetro digital Agilent 34410A con una resolución de 6 ½ dígitos en modo 4 hilos, con un resultado de 0,57 Ω . En cuanto a la medida en alterna del equivalente R-L serie del devanado, esta se ha llevado a cabo con un medidor de impedancias 4250 de Wayne Kerr en modo 4 hilos, operando a 100 Hz con una amplitud de tensión de 250 mV y una resistencia de salida de 100 Ω . El resultado es una resistencia R de 0,7 Ω en serie con una bobina L de 6,88 mH.

El número de espiras de los devanados y la sección del hilo se ha elegido considerando la necesidad de alcanzar elevados valores de intensidad de campo magnético que garanticen una profunda saturación del material magnético. De este modo, si el programa de análisis por el FEM necesitase trabajar con valores de la curva de primera imanación superiores a los observados, la función de extrapolación se aplicaría a partir de aquellos donde la relación $B(H)$ resultase aproximable por una línea recta, sin introducir errores significativos.

Figura 2.1. Representación del toroide de sección rectangular usado en la probeta P-AP02. Dimensiones (izquierda), \mathbf{B} y \mathbf{H} en el interior de la probeta en función de la corriente de excitación y el radio r con valores de $\mu(H_{pro})$ determinados en los ensayos experimentales (derecha).



Concretamente, la chapa empleada en el diseño del motor es del tipo AP-02 (UNE 36-086). Se trata de un acero laminado en frío con bajo contenido en carbón, con denominación St 13 según norma DIN 1623-1 (Alemania) y 1008 según la AISI/SAE (EEUU), cuyas propiedades electromagnéticas son muy similares a las del acero 1010 [MatWeb].

Durante el desarrollo de esta tesis se han empleado fundamentalmente dos programas de análisis de problemas magnéticos por el FEM: FEMM [Meeker, 2010] y Opera-3d [Fields, 2008]. En ninguna de sus librerías se encontraba la curva de primera imanación del material. Se han consultado otros programas de uso muy extendido como son COMSOL (Versión 5.0) y JMAG (Versión 13) y tampoco la incluían. Finalmente, y aunque resulte anecdótico, la curva de primera imanación se halló, tras haber procedido tiempo antes a la caracterización experimental del material, en la versión de estudiante del programa Maxwell SV 2D (Versión 3.1.04). No obstante, a tenor de las consideraciones expuestas en el apartado 1.2.1, dicha caracterización experimental es realmente conveniente, y así se ha hecho.

A continuación, se describen y particularizan para la probeta denominada P-AP02 las expresiones aplicadas en la determinación de la curva de primera imanación del material.

2.3. Circuito magnético de la probeta P-AP02

La teoría de análisis de circuitos magnéticos posibilita el cálculo del campo magnético en materiales no lineales. Suponiendo el vector de intensidad del campo magnético \mathbf{H} constante en módulo y tangente a la dirección de una trayectoria media cerrada sobre el material, la aplicación de la ley de Ampère permite calcular su módulo H . De igual modo, una vez es conocida la permeabilidad μ del material, el módulo B del vector de inducción magnética \mathbf{B} se puede determinar a partir de su bien conocida ecuación constitutiva:

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H}. \quad (2.1)$$

En este caso se pretende obtener la permeabilidad del material, en consecuencia, el proceso resultará inverso. Es decir, aplicando las leyes de Ampère y Faraday a las muestras capturadas en los ensayos experimentales de la corriente inductora y la tensión inducida, respectivamente, se determinarán los valores promedio del módulo de la intensidad (H_{pro}) y de la densidad (B_{pro}) del campo magnético. El procedimiento y la formulación requerida se describen a continuación.

La relación rotacional de Maxwell para el campo magnético se expresa en forma diferencial como:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}. \quad (2.2)$$

Multiplicando a ambos lados en (2.2) por un $d\mathbf{s}$ e integrando sobre una superficie S acotada por una línea cerrada Γ se obtiene:

$$\int_S (\nabla \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{s} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} + \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s}. \quad (2.3)$$

Aplicando el teorema de Stokes a la integral de superficie del rotacional del vector \mathbf{H} en (2.3), resulta:

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{H} \cdot d\Gamma = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} + \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s}. \quad (2.4)$$

La expresión anterior es la ley circuital de Ampère, la cual expresa que la circulación del campo magnético \mathbf{H} alrededor de cualquier trayectoria cerrada Γ es una medida de la suma de la corriente de conducción más la corriente de desplazamiento a través de la superficie S limitada por Γ .

De igual modo, la relación rotacional de Maxwell para el campo eléctrico se expresa en forma diferencial como:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}. \quad (2.5)$$

Siguiendo el procedimiento aplicado a la expresión rotacional del campo magnético (2.2), la multiplicación escalar de (2.5) por $d\mathbf{s}$ y su posterior integración sobre una superficie S limitada por una línea cerrada Γ resulta tras aplicar el teorema de Stokes, en la bien conocida expresión de la ley de Faraday-Lenz:

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{E} \cdot d\Gamma = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s}. \quad (2.6)$$

Considerando que el flujo magnético ϕ en un núcleo de una sola trayectoria con una sección transversal S es igual a:

$$\phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (2.7)$$

y denominando al término izquierdo en (2.6) fuerza electromotriz inducida (fem) \mathcal{E} , resulta una expresión más común para la ley de Faraday:

$$\mathcal{E} = -\frac{d\phi}{dt}. \quad (2.8)$$

En el caso particular de la probeta P-AP02, si por uno de sus devanados circula una corriente I con una frecuencia suficientemente baja como para considerar despreciable la aportación de las corrientes de desplazamiento (segundo término en el lado derecho de (2.4)), la ley de Ampère queda particularizada como sigue:

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{H} \cdot d\Gamma = NI, \quad (2.9)$$

siendo N el número de espiras del devanado, igual a 400 en la probeta P-AP02.

Por otro lado, el vector \mathbf{H} no es uniforme en el interior del toroide. Su módulo H varía inversamente con la distancia al centro, sin embargo, resulta constante a lo largo de cualquier trayectoria circular Γ de radio r como la mostrada en la figura 2.1 (izquierda). Es decir:

$$H(r) = \frac{NI}{2\pi r}. \quad (2.10)$$

En cuanto al sentido y dirección de \mathbf{H} son los mismos que para un $d\Gamma$ tal como se deduce de la ley de Ampère (figura 2.1 izquierda).

En esta probeta el cociente entre el radio interior y exterior r_{int}/r_{ext} resulta igual a 0,82, lo cual implica una variación cuasi lineal entre H y el radio r para cualquier valor de la corriente de excitación I , tal como se aprecia en la figura

2.1 derecha. Por consiguiente, el valor promedio del módulo de \mathbf{H} considerado en la curva de primera imanación, H_{pro} , asociado una trayectoria Γ_{pro} de radio r_{pro} , en este caso particular coincide con el valor del módulo de \mathbf{H} correspondiente a la trayectoria geoméricamente promedio. Tal que:

$$H_{pro} = \frac{NI}{2\pi r_{pro}} = \frac{NI}{\pi(r_{ext} + r_{int})}. \quad (2.11)$$

Las consideraciones anteriores son igual de válidas para el vector \mathbf{B} , de modo que el valor promedio del módulo de \mathbf{B} considerado en la curva de primera imanación B_{pro} será el correspondiente a la trayectoria promedio Γ_{pro} .

En su determinación se asume un valor de flujo remanente nulo, lo cual se asegura en el ensayo experimental desmagnetizando completamente el núcleo. Así, considerando que:

$$\phi = \int_{S(nucleo)} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \int_{z=0}^h \int_{r=r_{int}}^{r_{ext}} \mu H \, dz \, dr \approx \mu \frac{NIh}{2\pi} \ln \frac{r_{ext}}{r_{int}}, \quad (2.12)$$

donde la permeabilidad μ se considera independiente de r y z (aun cuando es una aproximación) y cuyo valor resulta:

$$\mu = \frac{\phi}{\frac{NIh}{2\pi} \ln \frac{r_{ext}}{r_{int}}}. \quad (2.13)$$

Operando con (2.1), (2.10) y (2.13), el módulo de \mathbf{B} cuya representación se muestra en la figura 2.1 (derecha) para una trayectoria de radio r es:

$$B(r) = \frac{\phi}{hr \ln \frac{r_{ext}}{r_{int}}}, \quad (2.14)$$

resultando inmediata su particularización al valor promedio B_{pro} , al cual le corresponde una trayectoria Γ_{pro} , sin más que sustituir en (2.14) r por r_{pro} .

De igual modo, si como sucede en la probeta P-AP02 la relación r_{int}/r_{ext} resulta igual o superior a 0,82, el radio r_{pro} de la trayectoria Γ_{pro} coincide el de la trayectoria central, siendo B_{pro} igual al cociente entre el flujo y la sección rectangular del toroide [IEEE, 1992], es decir:

$$B_{pro} = \frac{\phi}{h(r_{ext} - r_{int})}. \quad (2.15)$$

2.4. Caracterización del material mediante métodos clásicos

En la norma [IEEE, 1992] se detallan diversos métodos para la determinación experimental de la curva de primera imanación de un material magnético con una probeta como la descrita (no se considera el uso de un marco de Epstein [EU, 1998] para láminas de material). Entre ellos, los comúnmente empleados se basan en la medida de la corriente inductora y la tensión inducida o bien a través de un osciloscopio (6.8.1 *Oscilloscope Techniques*) o bien mediante un voltímetro y un amperímetro (6.9 *Volmeter-Ammeter Methods*). Cuando se emplea un osciloscopio la curva se obtiene de la información que deriva de los ciclos de histéresis H - B representados en la pantalla. La excitación no tiene por qué ser sinusoidal, si bien en la norma se plantean los casos en que así sea en tensión o en corriente. Si la medida se realiza con un voltímetro y un amperímetro, el método más común es el de flujo sinusoidal con excitación en tensión (6.9.2 *Sine-Flux Test*). Este método es especialmente recomendado cuando la impedancia del devanado inductor es baja como en este caso. Requiere una distorsión en la tensión inducida no superior a un 5% y que el amperímetro y el voltímetro sean capaces de determinar el valor eficaz real con una precisión de $\pm 1\%$.

En este estudio la instrumentación disponible ha posibilitado la combinación de ambos métodos aprovechando sus ventajas y obviando sus inconvenientes. La falta de precisión en la medida, a causa de la retícula en la pantalla de un osciloscopio a la que alude la norma, se ha resuelto con un osciloscopio digital (Tektronix DPO7104) capaz de almacenar y procesar esa información. Así una sonda de corriente (Tektronix PCP202) actúa como amperímetro y una de tensión (Tektronix P5205) como voltímetro. De este modo, la adquisición en la memoria del osciloscopio de la tensión inducida y la corriente inductora posibilita su posterior procesado en un ordenador personal.

Uno de los dos devanados (primario) se excita con la señal sinusoidal procedente del secundario de un autotransformador conectado a la fuente de distribución monofásica a 50 Hz. Manteniendo invariante la amplitud de la tensión de excitación, la intensidad del campo magnético en función del tiempo $H_{pro}(t)$ se determina con la muestras de la corriente $i(t)$ que circula por ese devanado aplicando (2.11), que particularizada a la probeta resulta

$$H_{pro}(t) = \frac{NI(t)}{2\pi r_{pro}} \approx 1723,24 i(t) \text{ (A/m)}. \quad (2.16)$$

En el mismo ensayo se captura la tensión inducida $\mathcal{E}(t)$ en el otro devanado (secundario). Esta tensión, tal como se deduce de (2.8), se integra y se multiplica por el número de espiras N dando lugar al flujo concatenado total

$$\lambda(t) = N\phi(t) = -N \int \mathbf{E}(t) dt. \quad (2.17)$$

Una vez es conocido el flujo concatenado total $\lambda(t)$, a partir de (2.14) y (2.17) se obtiene la densidad del flujo magnético $B_{pro}(t)$ en la probeta, siendo

$$B_{pro}(t) = - \frac{\int \mathbf{E}(t) dt}{Nh r_{pro} \ln \frac{r_{ext}}{r_{int}}} = -24,9164 \int \mathbf{E}(t) dt \text{ (T)}. \quad (2.18)$$

El par constituido por los valores máximos de $B_{pro}(t)$ y de $H_{pro}(t)$ en cada ciclo de histéresis se corresponden con un punto en el plano $B-H$ de la curva de magnetización. La curva de primera imanación requiere en consecuencia de tantos ensayos como puntos se quieran determinar. De este modo, en cada nuevo ensayo se modifica el valor de la amplitud de la tensión de excitación mediante el autotransformador, lo que provoca un valor máximo diferente de la onda de corriente de magnetización y por tanto un ciclo de histéresis con nuevos valores máximos.

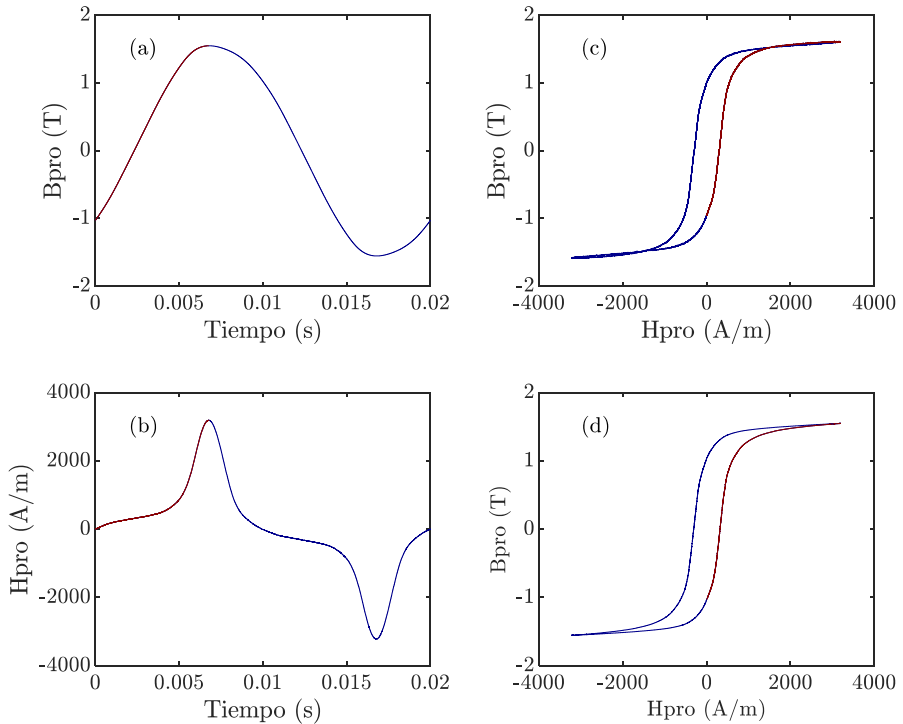
El resultado de uno de los ensayos en caso de que la corriente de excitación no llegue a saturar profundamente el material se muestra en la figura 2.2.

Con el fin de lograr un mayor control de la corriente de excitación se intercaló una resistencia en serie con el devanado primario de la probeta. Esta resistencia (WELWYN WH50-1RJI) de valor 1Ω , se escogió para soportar la potencia demandada gracias a un disipador externo de tamaño considerable, que le fue añadido. Debe tenerse en cuenta que se alcanzan valores de corriente de excitación cuya amplitud llega a superar los 20 A durante unos ciclos de red.

Mediante el autotransformador, además de poder controlar la amplitud de la excitación, se logra que la corriente máxima demandada a la red eléctrica sea muy inferior a la que circula por el devanado primario de la probeta (inductora). Es decir, si la impedancia del devanado primario de la probeta es suficientemente baja a la frecuencia de red, como sucede en este caso, la excitación requerida a la salida del autotransformador será de algunas decenas de voltios cuando por el primario de la probeta circulen corrientes de decenas de amperios, demandando en consecuencia de la red valores máximos de corriente de solo algunos amperios.

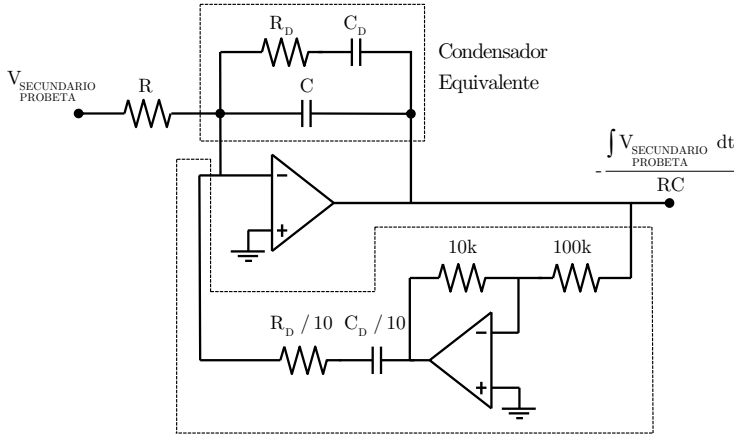
En cuanto al modo de integración de la tensión en el secundario de la probeta, este se realizó tanto de forma continua como discreta. La integración continua se realizó mediante una etapa integradora basada en amplificador

Figura 2.2. Resultados de un ensayo de caracterización con una corriente de excitación de 2,5 A de valor máximo. Densidad del flujo magnético *vs.* tiempo (a), intensidad del campo magnético *vs.* tiempo (b) y ciclo de histéresis obtenido mediante integración analógica (c) y digital (d).



operacional con doble realimentación negativa (figura 2.3), tal como se describe en [Pease, 1982], con el fin de eliminar el efecto de la absorción dieléctrica (*soakage*) del condensador del lazo de realimentación (si bien, este se eligió de polipropileno para reducir ese efecto). El amplificador operacional que opera como integrador es un OP77 con una corriente y una tensión de offset típica de 500 pA y 10 μ V, respectivamente. Considerando una resistencia de entrada al integrador, R, de 10 k Ω , un condensador de integración, C, de 1 μ F (MKP) y un tiempo de integración máximo de 60 s, ambos efectos son prácticamente despreciables. La ganancia del amplificador del segundo lazo de realimentación (otro OP77) se estableció en -10 mediante sendas resistencias de 100 k Ω y 10 k Ω , siendo el valor del condensador y la resistencia seleccionados para cancelar el efecto de la absorción dieléctrica, 10 veces inferiores a los estimados en

Figura 2.3. Etapa para la integración analógica de la tensión inducida en el devanado secundario de la probeta. La figura enmarcada en la parte superior se corresponde con el circuito equivalente de un condensador y la inferior con la red de compensación para eliminar el efecto de la absorción dieléctrica.

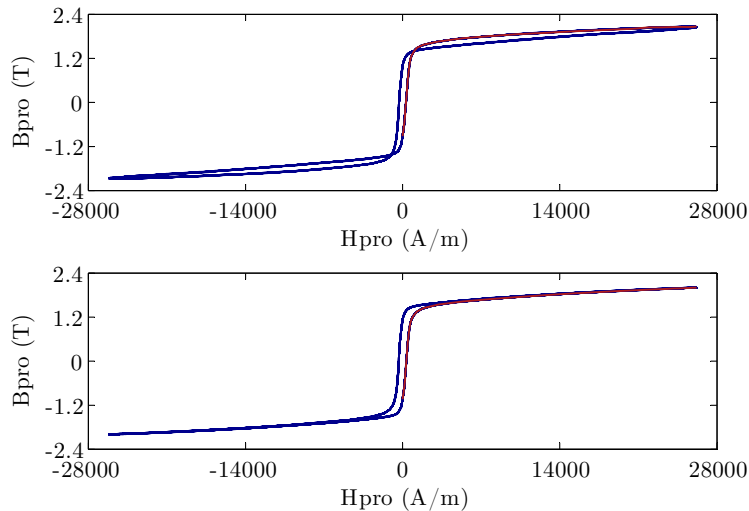


el condensador de integración (R_D y C_D) para una frecuencia de 50 Hz. Únicamente se consideró la primera rama asociada al efecto de absorción dieléctrica. Los valores resultantes para C_D y R_D fueron 1,3 nF y 12 M Ω .

La integración temporal discreta se realizó procesando en Matlab las muestras almacenadas en el osciloscopio de la tensión en el secundario de la probeta. Para ello, primero se determinó el valor medio de la tensión considerando diez ciclos completos, y en caso de no ser nulo se eliminó (eliminación del offset); a continuación, el vector resultante se integró numéricamente junto con el vector temporal mediante la regla del trapecio. En cada ensayo se capturaron un total de 200.000 muestras (10 ciclos), lo cual, dado el reducido tiempo de muestreo (1 μ s) frente al periodo de la señal (20 ms), aseguró una integración correcta.

Al comparar los dos métodos de integración, se observa que para bajos valores de excitación magnética el resultado no difiere significativamente (figura 2.2). Sin embargo, cuando el material empieza a saturar profundamente el integrador discreto opera mejor. La tensión resultante del integrador analógico también fue procesada posteriormente por un software desarrollado *ad hoc* para descartar el posible error de offset debido a la onda de tensión. El resultado se muestra en la figura 2.4, donde a pesar de que los valores máximos de inducción magnética obtenidos mediante ambos métodos son prácticamente iguales (integrador analógico: 2.0703 T e integrador discreto: 1.9988 T), el ciclo de histéresis asociado al integrador analógico es erróneo. Esto se puede comprobar simplemente observando el primer cuadrante del ciclo $B-H$, donde el

Figura 2.4. Ciclo de histéresis obtenido en la probeta AP02 para altos valores de intensidad magnética mediante integrador continuo analógico (figura superior) e integrador discreto por software (figura inferior).



tramo de subida (color rojo) y el tramo de bajada (color azul) se cruzan, mientras que en el integrador discreto esto no sucede.

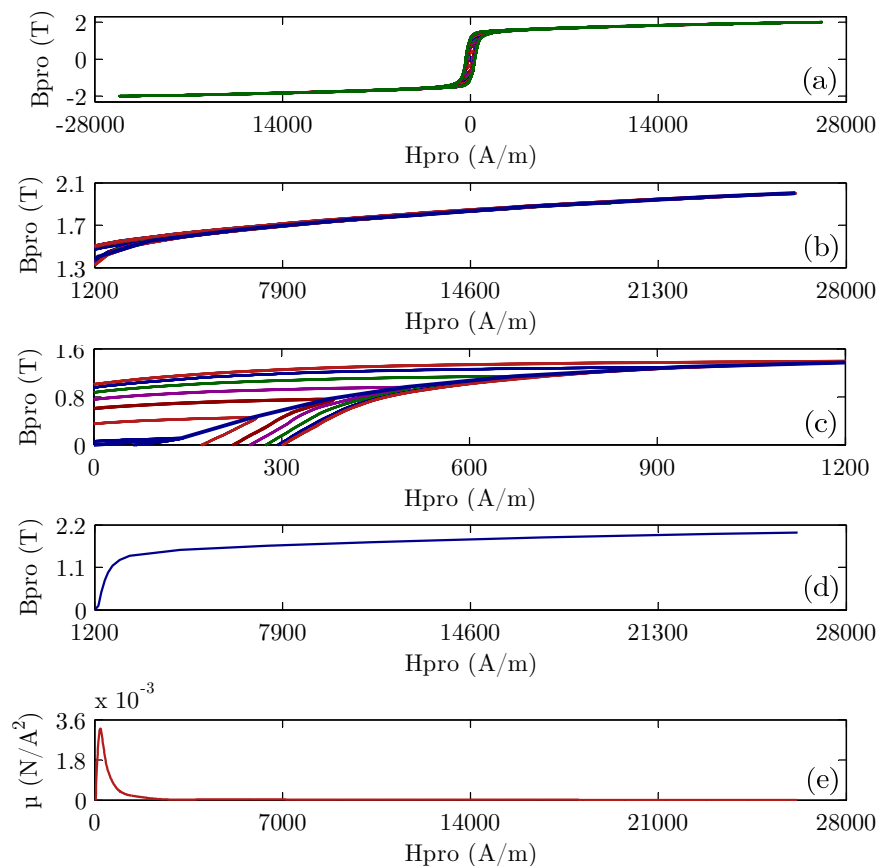
Se realizaron un total de 15 ensayos para corrientes de pico espaciadas de forma creciente desde 0,1 hasta 20 A. El resultado de los mismos se muestra en la figura 2.5, donde se puede observar los ciclos completos llegándose a alcanzar valores de H muy altos, el primer cuadrante de los ciclos más representativos, la curva de primera imanación y la permeabilidad incremental del material. Es importante remarcar la necesidad de desmagnetizar el material antes de comenzar estos ensayos tal como indica la norma [IEEE, 1992].

2.5. Nueva metodología para la caracterización del material

La metodología antes expuesta, además de ser útil en la determinación de la característica de primera imanación, posibilita la determinación de las pérdidas por unidad de volumen del material a partir del ciclo de histéresis.

Por otro lado, puesto que el ciclo de histéresis se determina con excitación bipolar, el campo remanente llega a anularse, quedando implícito en el propio método el proceso de desmagnetización necesario para la correcta determinación de la característica de primera imanación de un material, la cual, debe partir de un valor del campo remanente nulo.

Figura 2.5. Ciclos de histéresis (más significativos) y curva de imanación del acero AISI 1008 obtenidos a 50 Hz en la probeta P-AP02 mediante métodos clásicos. (a) Ciclos completos; (b) detalle para valores elevados de H; (c) detalle para bajos valores de H; (d) curva de primera imanación; (e) permeabilidad magnética incremental (dB_{pro} / dH_{pro}).



No obstante, a pesar de las bondades de este método, el número de ensayos necesarios es tan alto como el número de puntos que se pretende obtener en la curva. Esto además de resultar laborioso, imposibilita la determinación directa de la misma.

Por otro lado, al no incluirse ningún elemento de control que desactive la excitación una vez se ha alcanzado el régimen estacionario, esta permanece activa hasta que la persona encargada de realizar el ensayo la anula manualmente, con el consiguiente riesgo de destrucción de la probeta por un calentamiento excesivo.

La situación anteriormente expuesta resulta del todo gravosa si se pretende caracterizar la región de saturación profunda del material, donde a pesar de disponer de un número de espiras en el primario suficientemente alto, los valores de corriente alcanzados obligan a sobredimensionar la sección del hilo del devanado primario. En este caso con 400 espiras la corriente inductora llegó a superar los 20 A, alcanzándose valores de intensidad de campo magnético superiores a 26 kA/m.

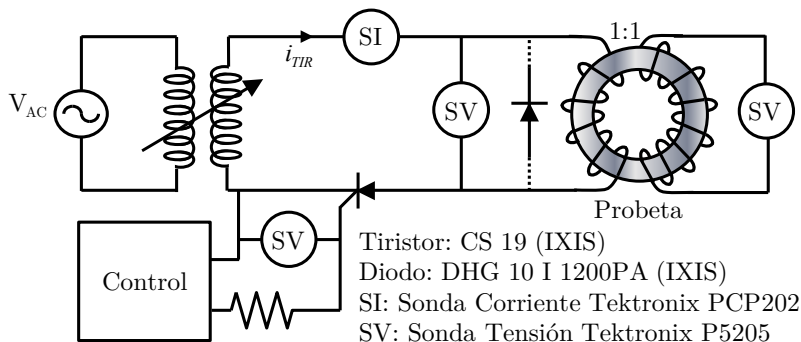
Con el fin de limitar el número de ensayos se pueden aplicar técnicas de ajuste basadas en las propiedades de los materiales [El-Sherbiny, 1973] y [Rivas, 1981]. Sin embargo, estas técnicas si bien resultan adecuadas para la interpolación de puntos en la región de la curva ensayada, presentan notables deficiencias cuando se pretenden extrapolar valores de permeabilidad por encima de los ensayados [Knight, 2012] y [Rao, 2015], no evitándose por tanto la necesidad de alcanzar altos valores de corriente para la correcta caracterización del material en su región de saturación.

Con el fin de corregir dichas deficiencias innatas a la metodología de caracterización clásica, en esta tesis se propone un nuevo procedimiento para la obtención de la curva de primera imanación del material. Para ello, tal como se muestra en la figura 2.6 la tensión de salida del autotransformador se aplica sobre el devanado primario de la probeta mediante la conmutación controlada de un tiristor.

Mediante este método de excitación, el control del valor máximo de la corriente de excitación se podría modificar sin más que variar el ángulo de disparo del tiristor. Sin embargo, resulta conveniente mantener el autotransformador para aumentar la flexibilidad de los ensayos, reducir la corriente demandada a la red de suministro (como se ha comentado en el apartado anterior) y, sobre todo, porque al cortocircuitar el tiristor se posibilita la desmagnetización del material reduciendo de forma continua la excitación aplicada a la probeta [IEEE, 1992]. Por lo tanto, manteniendo el autotransformador y la instrumentación empleada en el procedimiento clásico, la simple inclusión del tiristor aporta una serie de ventajas importantes:

- i) Solamente es necesario un ensayo para obtener una curva de primera imanación con un gran número de puntos, quedando limitada su resolución por la instrumentación empleada (sondas y osciloscopio). En el método clásico para cada punto de la curva se requería un ensayo.
- ii) Se corrige la falta de precisión del procedimiento clásico para estimar la curva con valores muy bajos de intensidad del campo magnético (región de Rayleigh).

Figura 2.6. Circuito para obtener la curva de primera imanación mediante el método propuesto. Se capturan el pulso de disparo del tiristor, la corriente inductora y las tensiones inducidas en ambos devanados.



Al disponer en la probeta de un elevado número de vueltas en el devanado primario, un bajo valor de excitación magnética implica a su vez un valor de corriente de salida del transformador muy reducido, o equivalentemente un ciclo de histéresis muy pequeño. Por ello, determinar la curva con suficiente resolución en la región de Rayleigh resulta difícil de lograr mediante la simple modificación de forma manual de la tensión de salida del autotransformador.

Mediante el método propuesto, al partir de una probeta desmagnetizada, mientras el tiristor no sea disparado la intensidad del campo magnético y la densidad del flujo magnético son nulas. Así, dado que las primeras muestras de la corriente por el devanado primario y de la tensión en el devanado secundario de la probeta comienzan a capturarse en sincronismo con el disparo del tiristor, el número de muestras es suficientemente alto para determinar con gran resolución la curva de primera imanación en la región de Rayleigh. En este trabajo el procesado de (2.16) y (2.18) se realiza en tiempo real tal como se propuso en [Perez-Cebolla, 2009c] para el flujo concatenado por una fase frente a su corriente en un SRM, siendo la determinación de la curva de primera imanación directa y a través de un único ensayo.

Con el propósito de asegurar la idoneidad del método propuesto en la región de Rayleigh, este se ha aplicado a una segunda probeta denominada P-AUSO. Se trata de un toroide de polvo de hierro fabricado por Micrometals (referencia T300-26D) [Micrometals, 2015] sobre el cual se ha bobinado un devanado primario con 95 espiras de hilo de cobre de 1 mm^2 y otro secundario con 285 espiras y una sección de $0,3 \text{ mm}^2$. La permeabilidad absoluta (B/H) del material se deduce de la expresión de ajuste que proporciona el fabricante:

$$\mu = 0.75\mu_0 \sqrt{\frac{10600 + 37,8B_{pk} - 3,56 \cdot 10^{-3}B_{pk}^2}{1 + 7.21 \cdot 10^{-5}B_{pk} - 7,74 \cdot 10^{-9}B_{pk}^2}}, \quad (2.19)$$

siendo B_{pk} el valor de pico de la densidad del flujo magnético obtenida con excitación sinusoidal mediante el método clásico.

En la figura 2.7 se puede observar que en la región de Raleigh la curva de primera imanación que deriva de los datos proporcionados por Micrometals y la que se obtiene por el método propuesto se ajustan correctamente. Se muestran además dos curvas extremas considerando la tolerancia típica indicada por el fabricante (+20%, -10%). Con esta probeta, al no tener tan apenas pérdidas, fue necesario incluir un diodo en antiparalelo con el devanado primario en los ensayos experimentales.

iii) La duración del ensayo es muy reducida. Concretamente inferior a 20 ms en caso de operar con la red monofásica de suministro como fuente de excitación. Esto propicia las dos ventajas siguientes.

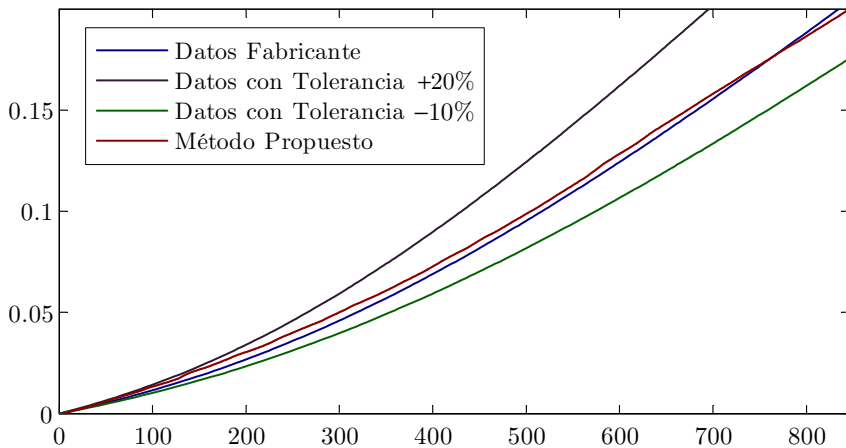
iv) No hay riesgo de una posible destrucción de la probeta por calentamiento, ni tampoco de un proceso de deriva térmica en la resistencia del devanado primario. En consecuencia, es posible evitar un devanado secundario para la determinación de la fuerza electromotriz inducida.

v) Al operar con pulso único de corta duración se pueden alcanzar valores de corriente máxima muy altos sin riesgo de destrucción del tiristor. En este caso el parámetro que limita la corriente máxima es I_{TSM} (corriente máxima en un semiciclo de conducción no repetitivo) el cual es muy superior al de operación sinusoidal continuada con semiciclos de conducción completos $I_{T(AV)}$. Concretamente para el tiristor empleado (CS19 de IXIS) los valores de I_{TSM} y $I_{T(AV)}$ son 160 A y 19 A, respectivamente.

vi) Como consecuencia de las dos ventajas anteriores, es posible alcanzar elevados valores de corriente que aseguren la saturación profunda del núcleo y eviten posteriores errores por extrapolación de la curva de primera imanación.

vii) El montaje es muy sencillo, dado que el número de dispositivos electrónicos necesarios se reduce a un solo tiristor con un sistema de control fácil de implementar y, en caso necesario, un diodo en antiparalelo con el primario de la probeta para evitar sobretensiones asociadas, no al corte brusco de la corriente, dado que esta se anula por el tiristor de forma natural, sino a la derivada de la misma en ese instante. En el caso de que la probeta sea de material ferromagnético, las corrientes de Foucault que circulan por este evitan la aparición de sobretensiones en ausencia del diodo, por lo que su inclusión no es necesaria. Sin embargo, en probetas de polvo de hierro o materiales ferrimagnéticos estas corrientes son tan bajas que su uso sí es requerido.

Figura 2.7. Curvas de primera imanación en la región de Rayleigh obtenidas con los datos proporcionados por el fabricante y por el método propuesto.



viii) Mediante la inclusión del tiristor se alcanza una profunda saturación del material con valores de tensión muy inferiores a los requeridos en el procedimiento clásico. La afirmación anterior se basa en que la corriente de excitación circulante por el tiristor i_{TIR} nunca llega a alcanzar la situación de régimen permanente sinusoidal, salvo en el caso en que el ángulo de disparo sea igual al argumento de la impedancia del devanado primario. En consecuencia, dicha corriente se compondrá además del término sinusoidal asociado a la respuesta forzada, como sucede en el método clásico en régimen permanente, de un término exponencial asociado a la respuesta propia del circuito.

ix) Asumiendo operación lineal, la ecuación diferencial que determina el valor de dicha corriente tiene la siguiente solución analítica:

$$i_{TIR} = \frac{V}{Z} \sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \omega t}{\omega \tau}}, \quad (2.20)$$

donde se considera que: a) el ángulo de disparo del tiristor α se establece a partir del paso por cero del flanco ascendente (origen angular $\omega t=0$) de una tensión sinusoidal de excitación $v=V\sin(\omega t)$; b) el devanado inductor de la probeta se comporta como una impedancia óhmico-inductiva serie L-R cuyo módulo es Z , su argumento φ y su constante de tiempo τ . En caso de considerar como origen angular el instante en que se establece la corriente (disparo del tiristor), basta sustituir ωt por $\omega t + \alpha$.

Si el ángulo de disparo α es cero, la componente exponencial resulta máxima y por tanto el valor de la corriente, y si además la componente inductiva es muy superior a la resistiva, lo cual es muy común en estos casos, (2.20) se puede aproximar por:

$$i_{TIR} \approx \frac{V}{L\omega} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + 1, \quad (2.21)$$

alcanzándose en consecuencia un valor máximo de corriente igual al doble que en régimen permanente sinusoidal (método clásico) con la misma excitación.

Es cierto que en operación no lineal las expresiones anteriores no resultan válidas, no obstante, las conclusiones que cualitativamente de ellas derivan continúan siéndolo.

Con el fin de demostrar la afirmación anterior en la figura 2.8 se muestran tres simulaciones realizadas en Matlab correspondientes a una situación de operación lineal (figura 2.8 (a)), con leve saturación (figura 2.8 (b)) y con saturación profunda (figura 2.8 (c)). El resultado pone de manifiesto una notable diferencia entre el valor máximo de corriente obtenido en el primer semiciclo (método propuesto) y en un semiciclo que ha alcanzado el régimen permanente (método clásico), siendo esta igual al doble en operación lineal y mucho mayor conforme se profundiza en saturación.

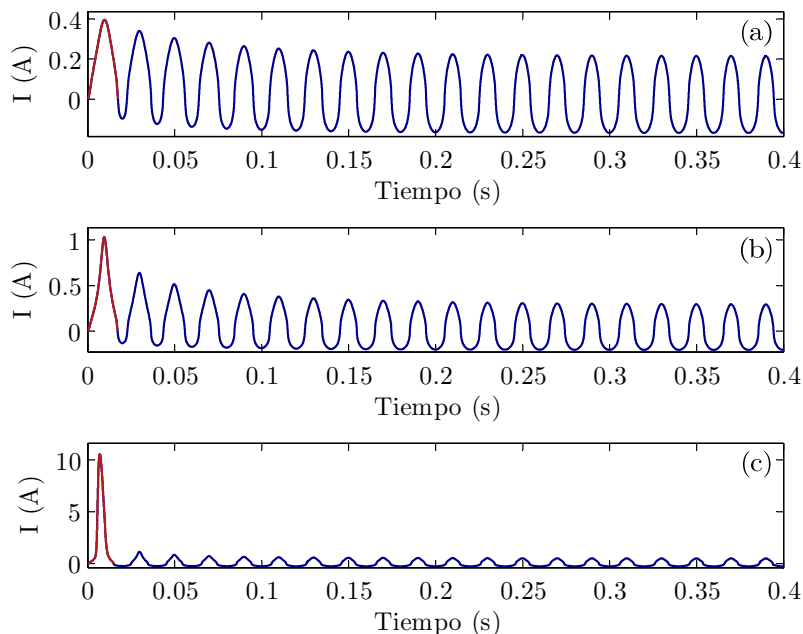
En dichas simulaciones el devanado se modeló como una resistencia R en serie con una inductancia incremental ℓ_{pro} dependiente de la corriente de fase. El valor de R se obtuvo directamente del medidor de impedancias, mientras que el de ℓ_{pro} se calculó a partir de la curva de primera imanación mostrada en el apartado anterior, tal que:

$$\ell_{pro} = \frac{N^2 h \ln \frac{r_{ext}}{r_{int}}}{2\pi} \frac{dB_{pro}}{dH_{pro}}. \quad (2.22)$$

x) La desmagnetización del núcleo no precisa alcanzar el elevado valor de corriente por el tiristor, que lo condujo hasta el estado de campo remanente no nulo al final del semiciclo de excitación.

La desmagnetización del material obliga a someter al núcleo a un campo magnético alterno suficientemente alto como para asegurar la orientación de los dominios, que posteriormente se ha de reducir hasta alcanzar un valor nulo. No obstante, al no ser necesario operar con valores de corriente tan elevados, la probeta se puede someter a un alto número de ciclos de excitación sin riesgo de un calentamiento excesivo del devanado primario y el consiguiente deterioro del aislante. Esto se ejemplifica mediante una simulación realizada en PSpice, donde se pretende demostrar este efecto de forma cualitativa. El modelo conserva los valores de R y ℓ_{pro} de las simulaciones mostradas en la figura 2.8, y además incorpora una resistencia de pérdidas R_p en paralelo con ℓ_{pro} para generar el efecto de la histéresis. El valor de R_p a priori desconocido se ha

Figura 2.8. Simulación de los primeros diez ciclos de la corriente en el devanado primario de la probeta considerando su circuito equivalente no lineal compuesto por la resistencia del cobre y la inductancia incremental. (a) En operación lineal del núcleo; (b) con leve saturación del núcleo; (c) con núcleo fuertemente saturado.

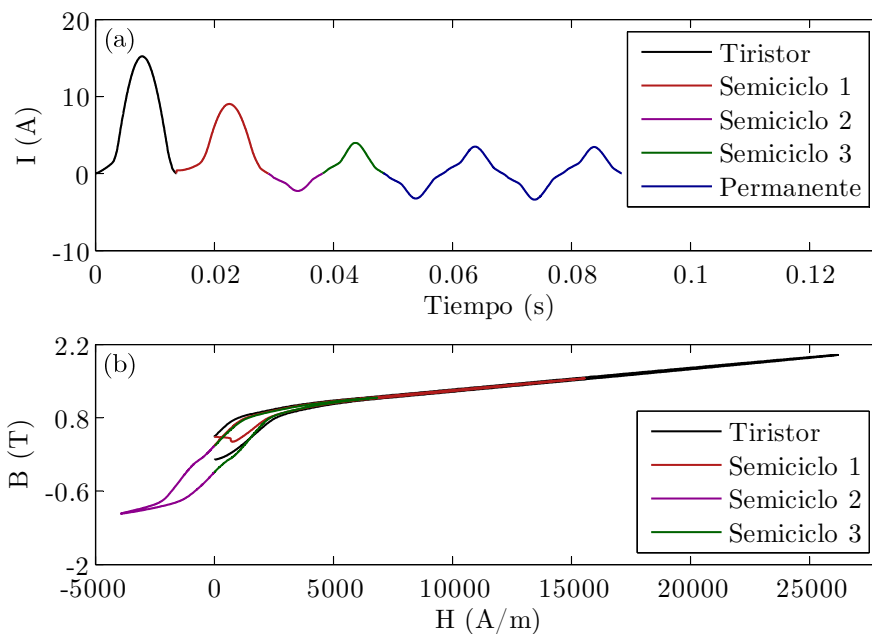


supuesto en coherencia con los disponibles de materiales similares. En la simulación también se incorpora el modelo del tiristor facilitado por el fabricante.

Los resultados se muestran en la figura 2.9, donde inicialmente el control se realiza con el tiristor y solo circula corriente durante un único semiciclo, y posteriormente, tal como se haría en el ensayo real, se cortocircuita el tiristor y con el autotransformador actuando directamente sobre el devanado primario de la probeta, este se somete a una tensión sinusoidal de forma continua dando lugar a valores de corriente inferiores. Como resultado, el trazo de los primeros semiciclos de histéresis es asimétrico y descendente, con un valor de inducción magnética para una intensidad de campo nula cada vez menor. Al cabo de varios semiciclos, estos se desplazan hasta situarse simétricamente entre los cuadrantes primero y tercero tal como corresponde a la operación en régimen permanente, donde una reducción consecutiva de la tensión de excitación conduciría al material a un campo remanente nulo.

Tanto el sistema de control de disparo del tiristor, como el procesado de la información muestreada en el osciloscopio con la consiguiente eliminación de los posibles errores procedentes de los sistemas de medida, se han implemen-

Figura 2.9. (a) Simulación de la corriente por el devanado primario de la probeta durante el semiciclo de conducción del tiristor (magnetización) y los siguientes semiciclos de desmagnetización (manteniendo el autotransformador y cortocircuitando el tiristor) hasta alcanzar el régimen permanente. (b) Trazado de los ciclos de histéresis correspondientes hasta el tercer semiciclo de desmagnetización.

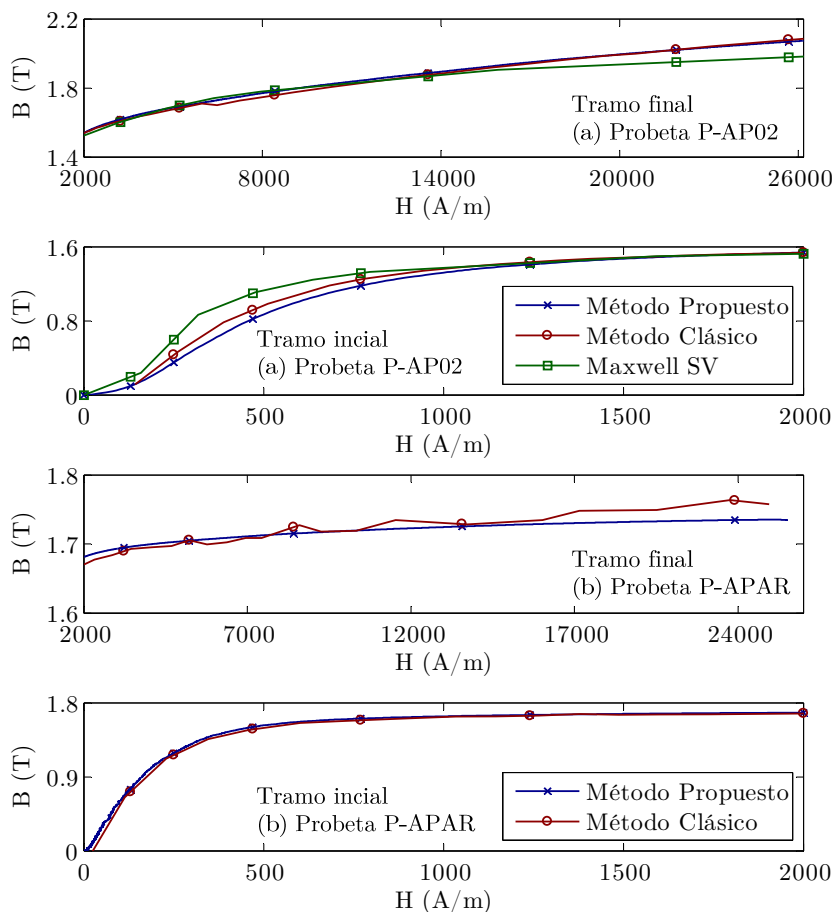


tado en Matlab-Simulink junto con el entorno de desarrollo que proporciona una tarjeta de adquisición de datos dSPACE DS1103. El uso de la herramienta dSPACE sencillamente se justifica por su disponibilidad y por la facilidad que esta aporta para el rápido prototipado de cualquier sistema de control. No obstante, este control podría implementarse en una herramienta diseñada *ad hoc* con un sencillo microcontrolador.

La curva de primera imanación del acero 1008 (chapa AP02) determinada con la probeta P-AP02 mediante el método propuesto se muestra en la figura 2.10 (a). En la misma figura se puede observar la curva obtenida en el apartado anterior con el método clásico y la que se aporta en el programa de simulación Maxwell SV. La curva del programa Maxwell SV se ha incluido como mecanismo de control, donde la deriva respecto a las obtenidas en la probeta para valores altos de la intensidad del campo muy probablemente se deba al método de extrapolación empleado en el programa.

Mediante el método propuesto se obtuvieron 2618 valores, no obstante, el programa empleado para caracterizar el motor mediante el FEM en 3D

Figura 2.10. Curva de primera imanación en las probetas P-AP02 (a) y P-APAR (b) obtenidas con el método clásico (trazo granate) y el método propuesto (trazo azul). En el caso de la probeta P-AP02 se incluye la curva del material que aparecen la librería del programa Maxwell SV (trazo verde).



(OPERA) solo admitía 45 puntos para caracterizar el material en todas sus regiones de forma adecuada. El resultado se muestra en la tabla B.1 incluida en el apéndice B.1).

Con el fin de validar el método propuesto con otro tipo de material, este se ensayó en una nueva probeta (P-APAR) montada con chapa laminada de acero al silicio. El resultado de aplicar tanto el método clásico como el propuesto se muestran en la figura 2.10 (b).

Como conclusión, se puede afirmar que tal como se ilustra en la figura 2.10 las curvas obtenidas mediante el método clásico y el propuesto tan apenas difieren entre sí para ambas probetas, siendo el error cuadrático medio igual a

$6,7 \cdot 10^3$ en el caso (a) y $3,25 \cdot 10^4$ en el (b). Con ello se evidencia la idoneidad del método propuesto, el cual, mediante un único ensayo aporta mayor resolución que el método clásico, además de las otras ventajas ya comentadas.

Se considera importante subrayar la problemática asociada a la extrapolación de valores de la curva, cuando en los ensayos de caracterización no se alcanzan valores muy por encima del codo de saturación del material (algo por otra parte habitual en los manuales de muchos fabricantes). Y si bien es cierto que en un gran número de aplicaciones se suele operar en la región lineal no siendo necesario superar el codo, en un SRM por el contrario se alcanzan elevados niveles de saturación, siendo necesaria su extrapolación caso de no haber sido determinados empíricamente. Cuanto más se profundice en la región de saturación en los ensayos experimentales, el comportamiento del material será más lineal y en consecuencia se obtendrán mejores resultados en el proceso de extrapolación.

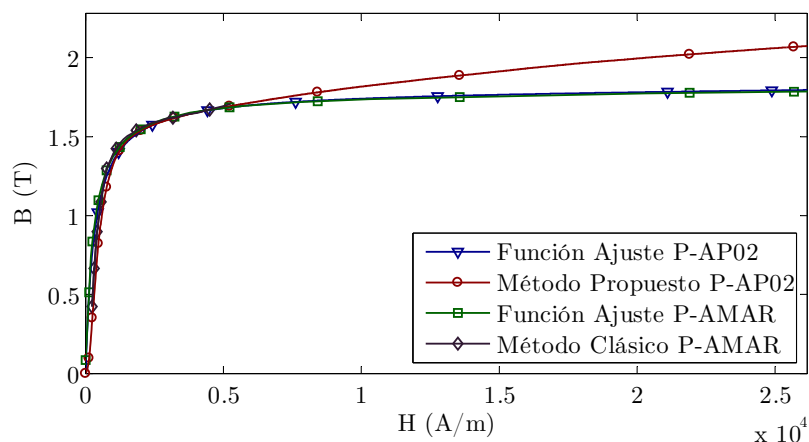
Lo anterior, se ilustra a continuación a través de una experiencia propia, si bien, el tema también se aborda en [Knight, 2012] y [Rao, 2015]. Antes de afrontar este trabajo se disponía de una probeta que se denominará P-AMAR, construida exactamente con las mismas chapas que la probeta P-AP02 (de hecho, la probeta P-AMAR se desmontó para construir la probeta P-AP02). La probeta P-AMAR tenía un devanado primario con 350 espiras y uno secundario con 50, ambos bobinados con hilo de cobre de diámetro 0,5 mm. Con anterioridad a este trabajo, el material se caracterizó haciendo uso de esta probeta aplicando el método clásico con integración analógica. Dado el diámetro del hilo, el valor máximo de corriente que se alcanzó en el devanado primario fue de 10 A durante solo unos segundos para evitar que se destruyese por calentamiento. Con ello solo se llegó a superar el codo en la región de saturación con un valor de densidad del flujo magnético de 1,6612 T y de intensidad del campo magnético de 10.806,62 A/m, pero no se alcanzó holgadamente la región lineal de saturación profunda. Así, la determinación de valores más altos se logró por extrapolación mediante una función de ajuste propuesta en [Radun, 1995] y [Husain, 2000]. Esta función es:

$$B(H) = \frac{\mu_0 \mu_r H}{1 + \frac{\mu_0 \mu_r H}{B_{sat}}} + \mu_0 H, \quad (2.23)$$

donde μ_0 es la permeabilidad del vacío, μ_r la permeabilidad relativa determinada en la región lineal de la curva con bajos valores de densidad del campo magnético y B_{sat} es la densidad del campo magnético en saturación.

A partir de los datos experimentales, con la ayuda de Mathcad y el módulo de Matlab *Curve Fitting* (CF) se han determinado los valores de μ_r y de B_{sat}

Figura 2.11. Curva de primera imanación obtenida mediante el método propuesto (trazo rojo) y mediante la función de ajuste extrapolando valores (trazo azul) en las probetas P-AP02 y P-AMAR mediante el método clásico hasta el codo de la curva (marrón) y mediante la función de ajuste (trazo verde).



que ofrecían un mejor ajuste. Mathcad ha proporcionado mejores resultados al imponer como restricción que la curva pasase por dos puntos coincidentes con el comienzo y el final del codo, resultando, respectivamente, μ_r y B_{sat} igual a 4.300 y 1,69 T para la probeta P-AMAR, y 4.020,96 y 1,8014 T para la probeta P-AP02. El resultado se muestra en la figura 2.11, donde se puede apreciar cómo los valores extrapolados se alejan notablemente de los que se han determinado experimentalmente con el método propuesto para el mismo material con la probeta P-AP02.

Ahondando en la problemática que deriva de la extrapolación, la curva experimental obtenida en la probeta P-AP02 se ha ajustado mediante (2.23) y la herramienta *Curve Fiting*, donde, por coherencia únicamente se consideró el rango de valores hasta superar levemente el codo de saturación. Como se muestra en la figura 2.11, el resultado es semejante al obtenido con la probeta P-AMAR. De nuevo los valores extrapolados para la probeta P-AP02 de la función de ajuste difieren notablemente de los medidos experimentalmente, evidenciando la problemática de la extrapolación y la necesidad de una caracterización del material hasta profundizar en la región de saturación lineal.

2.6. Ajuste analítico de la curva de primera imanación

Excepto en la posición de desalineamiento donde se trabaja con la permeabilidad del vacío, asumiendo que la intensidad del campo magnético en las distintas regiones del material es despreciable frente a la del entrehierro, la determinación de una expresión analítica que posibilite obtener de forma directa el flujo concatenado a partir de la corriente de fase, requiere de otra que ajuste correctamente la curva de primera imanación. Sirva como ejemplo lo tratado con la probeta P-AP02, así operando con (2.1), (2.11) y (2.12) y expresando B_{pro} en función de H_{pro} mediante la función de ajuste (2.23), el flujo concatenado λ vs. la corriente de excitación I se expresa como:

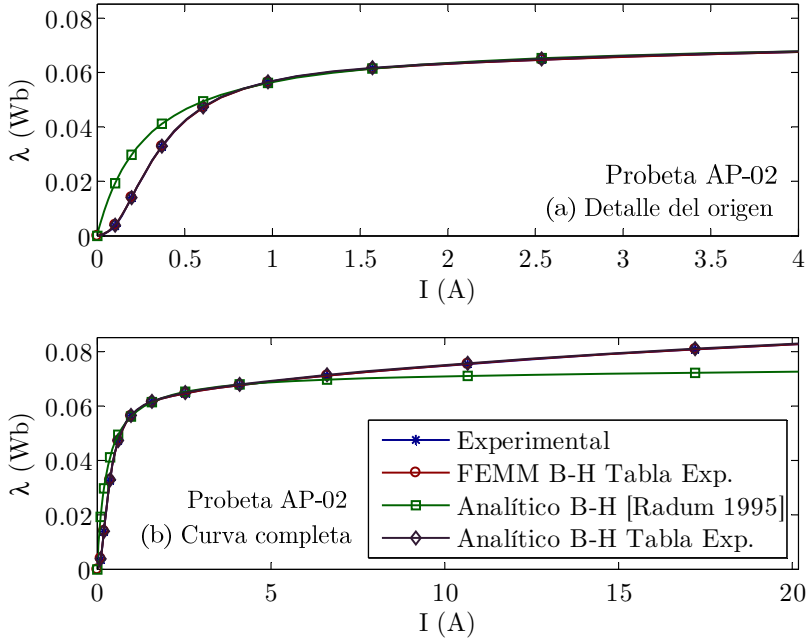
$$\lambda(I) = N\phi(I) = \frac{\mu_0 h N^2 I}{2\pi} \ln \left(\frac{r_{ext}}{r_{int}} \right) \left(\frac{\mu_r}{1 + \frac{\mu_0 \mu_r N I}{2\pi r_{pro} B_{sat}}} + 1 \right). \quad (2.24)$$

El resultado se muestra en la figura 2.12, donde además de la curva flujo concatenado vs. corriente calculada según (2.24), se incluye la obtenida experimentalmente, la determinada en 2D por el FEM con el programa FEMM y la calculada según (2.12). Tanto en FEMM como en los cálculos analíticos realizados con la expresión (2.12) el material se modeló mediante una tabla B - H con 45 valores obtenidos experimentalmente (tabla B.1 incluida en el apéndice B). La simulación FEMM se incluye para validar las expresiones analíticas.

Como se puede observar, la curva determinada experimentalmente y la calculada en FEMM se ajustan perfectamente, mientras que la que deriva de (2.24) no lo hace, siendo el error significativo tanto para reducidos como para elevados valores de corriente. La conclusión, tal como se demostró en el apartado anterior, es harto evidente: la función propuesta en (2.23) no ajusta correctamente la curva de primera imanación del material y ese defecto se traslada a la relación flujo concatenado vs. corriente.

Con el objeto de minorar la problemática anterior, se ha realizado una revisión bibliográfica acerca de posibles funciones de ajuste de la curva de primera imanación en materiales ferromagnéticos. La conclusión de la bondad del ajuste de estas funciones y de los algoritmos empleados en la determinación de sus parámetros, además de un análisis cualitativo basado en la representación gráfica, requiere de otro cuantitativo atendiendo a criterios estadísticos.

Figura 2.12. Relación entre el flujo concatenado y la corriente en la probeta P-AP02 obtenida experimentalmente, mediante FEMM con los valores $B-H$ experimentales, analíticamente según (2.24) y analíticamente según (2.12) con $\mu = B/H$ obtenida de los valores experimentales. (a) Detalle hasta 4 A; (b) rango completo.



Dicho análisis cuantitativo conlleva una revisión bibliográfica, la cual se expone a continuación.

En [Vázquez, 2002], [Moriasi, 2007] y [Shcherbakov, 2013] se describen los criterios estadísticos dedicados a la determinación de la bondad de un ajuste, y se analiza la idoneidad del uso de unos frente a otros. Como conclusión, frente a otros criterios quizás más comunes como son la suma del cuadrado de los residuos (SSE), la raíz del error cuadrático medio (RMSE) y el coeficiente de determinación (R^2), en esta tesis se propone abordar la bondad del ajuste atendiendo a:

— El valor medio del error absoluto (MAE). Se expresa en las mismas unidades que la variable ajustada y su resultado es mayor o igual a cero, siendo cero su valor óptimo. Este se formula como:

$$MAE = \frac{\sum_{i=1}^n |O_i - P_i|}{n}, \quad (2.25)$$

donde n es el número de muestras de la variable independiente, y O_i y P_i , respectivamente, para cada muestra i de la variable independiente, el valor observado experimentalmente y el valor de la variable dependiente estimado mediante el modelo.

→ El valor relativo de la raíz del error cuadrático medio (rRMSE). Al igual que el MAE resulta mayor o igual a cero y su valor óptimo es cero. Tiene carácter adimensional y se calcula como:

$$rRMSE = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n (O_i - P_i)^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^n O_i^2}}. \quad (2.26)$$

→ El coeficiente de Nash-Sutcliffe (NSE) o coeficiente de eficiencia del modelo. Es un criterio estadístico adimensional que permite determinar la magnitud relativa de la varianza residual (“ruido”) respecto a la variación de los datos observados (“información”) [Nash, 1970]. Puede tomar valores entre $-\infty$ y 1, su valor óptimo es 1 y se expresa como:

$$NSE = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (O_i - P_i)^2}{\sum_{i=1}^n (O_i - \bar{O}_i)^2}. \quad (2.27)$$

Otros parámetros a considerar son el número de muestras, el cual determinará el éxito del algoritmo de minimización de los residuos en la determinación de los parámetros de la función de ajuste y la elección del test de normalidad, así como el de variables independientes. Ambos deberán mantenerse constantes al comparar diferentes funciones de ajuste. Por otro lado, criterios estadísticos como el MAE (dimensional) no permiten comparar la calidad del ajuste entre funciones con variables distintas, como por ejemplo $B(H)$ y $H(B)$, ni tampoco el resultado del ajuste con un número de muestras diferente. Por ello, se han considerado otros coeficientes adimensionales de carácter relativo como el rRMSE frente al RMSE (de valor absoluto) y el NSE. Este último, como mejora de la medida de la eficiencia del modelo frente a R^2 , el cual, resulta insensible a diferencias aditivas y proporcionales entre los datos observados y los predichos, y a valores atípicos o *outliers* [Vázquez, 2002], siendo una posible fuente de error [Rodríguez, 2005].

En cuanto a las herramientas escogidas para determinar los parámetros en las funciones de ajuste, se ha trabajado con el programa Mathcad y el módulo *Curve Fitting* (CF) del programa Matlab. El algoritmo y la función de

minimización del error (función de coste) empleados dependen de la función de ajuste, lo cual ha resultado necesario programar en Mathcad según el caso.

Comenzando con la revisión bibliográfica de las funciones de ajuste de la curva B - H de primera imanación, en [Widger, 1969] se presume un buen resultado para las relaciones $B(H)$ y $H(B)$ mediante el producto de la variable independiente X por el cociente de dos polinomios de grado m :

$$Y(X) = X \frac{a_0 + a_1X + a_2X^2 + \dots + a_mX^m}{1 + b_1X + b_2X^2 + \dots + b_mX^m}. \quad (2.28)$$

Tras ensayar (2.28) sobre la curva experimental de primera imanación del acero AISI 1008, el algoritmo de ajuste que mejores resultados ofreció, tanto con Mathcad como con CF de Matlab, fue el de Levenberg-Marquardt (LM) operando con una función no lineal de minimización de residuos de tipo cuadrática (NLLS). Tras este análisis, se considera importante subrayar la necesidad de considerar en los coeficientes estimados un elevado número de cifras significativas, caso contrario el ajuste empeora notablemente. Por otro lado, tanto para $B(H)$ como para $H(B)$ el ajuste mejora levemente una vez alcanzado en los polinomios un tercer grado, siendo esa mejora superior para $B(H)$ que para $H(B)$, especialmente hasta llegar al codo de la curva.

Nótese como al operar (2.23) resulta un caso particular de (2.28) truncada en $m=1$:

$$B(H) = \frac{\mu_0\mu_r H}{1 + \frac{\mu_0\mu_r H}{B_{sat}}} + \mu_0 H = \frac{aH}{1 + b_1H} + \mu_0 H = H \frac{a_0 + a_1H}{1 + b_1H}, \quad (2.29)$$

donde $a=\mu_0\mu_r$, $b_1= a/B_{sat}$, $a_0=\mu_0+a$, y $a_1=\mu_0b_1$.

En [El-Sherbiny, 1973] el autor propone el ajuste de la curva de primera imanación con una serie de exponenciales de cuatro términos, siendo

$$B(H) = a_0 + a_1e^{-\alpha_1H} + a_2e^{-\alpha_2H} + a_3e^{-\alpha_3H} + a_4e^{-\alpha_4H}. \quad (2.30)$$

El ajuste, particularizado al material que nos ocupa, es correcto en todas las regiones excepto en la de Rayleigh. En caso de reducir a dos el número de exponenciales, este empeora significativamente en el codo y el origen de la curva. Asimismo, si la función se emplea para ajustar $H(B)$ el resultado empeora en todas las regiones.

En cuanto al algoritmo de ajuste, LM no funciona si no se fijan unos valores iniciales adecuados. En consecuencia, se requiere trabajar previamente en Mathcad con un ajuste no lineal de tipo Quasi-Newton ligado a una función de minimización de residuos cuadrática. Si los parámetros obtenidos en

Mathcad se utilizan como entradas al algoritmo LM en el CF de Matlab se logra un ajuste levemente mejor.

Un año más tarde en [Brauer, 1974] se propone una nueva función de ajuste con el objeto de reducir el número de parámetros a determinar en [El-Sherbiny, 1973]. Esta es:

$$H(B) = (K_1 e^{K_2 B^2} + K_3)B. \quad (2.31)$$

En el proceso de determinación de los parámetros se requiere que la curva atraviese tres puntos: uno próximo al origen (reluctividad inicial), otro al comienzo del codo de saturación y otro al final del mismo. En los ejemplos presentados en la publicación el ajuste es correcto, llegándose a alcanzar valores de intensidad de campo suficientemente altos para asegurar la saturación de los materiales (7 kA/m). No obstante, cuando la función se aplica al material bajo estudio el ajuste resulta peor que el obtenido con los métodos anteriores. De hecho, mediante Mathcad no se logró ajustar la curva, en tanto que con CF de Matlab el ajuste se logra con cualquiera de los algoritmos disponibles (LM, *Trust Region* y *LAR*).

En las funciones anteriores sus parámetros no guardan relación directa con el comportamiento físico del material, imposibilitando con ello una propuesta inicial para el algoritmo de minimización del error. Este inconveniente se trata de solventar en [Rivas, 1981] ajustando la intensidad de la magnetización M ($M=B/\mu_0-H$) como una fracción racional expandida hasta el segundo término, donde sus coeficientes guardan relación con constantes intrínsecas al material. Es decir:

$$M(H) = \frac{a_0 + a_1 H + a_2 H^2}{1 + b_1 H + b_2 H^2} \rightarrow B(H) = \mu_0 \frac{a_0 + a_1 H + a_2 H^2}{1 + b_1 H + b_2 H^2} + \mu_0 H. \quad (2.32)$$

Así, en el caso de bajos valores del campo comprendidos en la región de Rayleigh, (2.32) se puede aproximar por:

$$\frac{M}{H} = \chi_0 + \alpha_R H, \quad (2.33)$$

donde χ_0 y α_R son la susceptibilidad magnética inicial y la constante de Rayleigh en el material, respectivamente [Qi, 2015].

Por otro lado, según la ley de aproximación a la saturación (LAS), en el caso de valores de $H \rightarrow \infty$, (2.32) se puede describir por una serie de H^{-n} términos truncada en el primero [Néel, 1948], tal que:

$$M = M_s \left(1 - \frac{\alpha_N}{H} \right), \quad (2.34)$$

donde M_S es el valor de saturación de la magnetización y α_N la constante de Neel.

Conocidos χ_0 , α_R , M_S y α_N , los parámetros en (2.32) se corresponden con:

$$\begin{aligned} a_0 &= 0; \quad a_1 = \chi_0; \quad a_2 = \frac{\alpha_R M_S + \chi_0^2}{M_S + \alpha_N \chi_0}; \\ b_1 &= \frac{\alpha_R \alpha_N + \chi_0}{M_S - \alpha_N \chi_0}; \quad b_2 = \frac{\alpha_R M_S + \chi_0^2}{M_S (M_S - \alpha_N \chi_0)}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

En el caso concreto del acero AISI 1008, y considerando la región de Rayleigh hasta $B = 0,025$ T, χ_0 y α_R resultaron igual a 112,47 y 4,2120 m/A, respectivamente. Respecto a los parámetros M_S y α_N , al extraer el primero de ellos según (2.34) mediante la recta:

$$MH = M_S H - M_S \alpha_N, \quad (2.36)$$

su valor ha quedado fuera del rango de M obtenido de la curva B - H experimental, lo cual obligó a desecharlo y operar con el que deriva del parámetro B_{sat} empleado en (2.23). Así, la región de saturación cuasi lineal se estableció entre B_{sat} (1,8014 T) y el máximo valor observado de B (2,0741 T), resultando M_{sat} y α_N 1,4335E6 A/m y 180 A/m, respectivamente.

Se puede concluir que el ajuste de la curva B - H a través de la función propuesta en [Rivas, 1981] únicamente resulta válido hasta el comienzo de la región de saturación. Situación semejante a la observada para la función (2.23), así como en el propio artículo donde no se alcanza la región lineal de saturación profunda en ninguna de las gráficas mostradas. Este resultado evidencia de nuevo la problemática asociada a la extrapolación de la curva.

En [Abuelma'atti, 1993] se plantea un ajuste basado en el sumatorio de funciones sinusoidales, lo cual obliga a transformar la curva B - H original en una función periódica en H aplicando simetrías. Años más tarde en [Guanghao, 2002] se propone una metodología similar, siendo el ajuste en este caso mediante una serie de Fourier. En ambos casos el procesado de las funciones de ajuste no supone un elevado coste computacional, además los algoritmos aplicados en la determinación de sus coeficientes son sencillos. No obstante, cuando ambas funciones se comparan con las estudiadas hasta el momento, su formulación se antoja mucho más compleja, además, el número de términos necesarios en cada serie para un correcto ajuste resulta al menos de 100, siendo en consecuencia mucho mayor el número de coeficientes requerido. Otro gran inconveniente observado tras el análisis de ambas funciones es la alta sensibilidad de la función de ajuste con el rango de H (periodo de la función a ajustar), lo cual conllevó el desarrollo de un algoritmo de minimización del error encargado de determinar el rango de H (para el material bajo

estudio este resultó ser hasta 9,9978 kA/m), además de un posterior procesado de la curva obtenida. En el rango determinado el ajuste resulta excelente, sin embargo, cuando este se extiende hasta la región lineal de saturación profunda el error es tan grande que la función resulta inservible. Los citados inconvenientes hacen descartar la consideración de ambas funciones de ajuste y, por consiguiente, su inclusión detallada en esta tesis, remitiendo al lector a sendas referencias.

Otro tipo de funciones que se han demostrado útiles en la literatura son aquellas que incluyen operadores hiperbólicos. En este contexto, la función de Brillouin [Brillouin, 1927], descrita como:

$$f(x) = C_1 \coth(C_1 x) - C_2 \coth(C_2 x), \quad (2.37)$$

posibilita el ajuste de la curva de magnetización $M(H)$, adaptándola del siguiente modo [Włodarski, 2006]:

$$\frac{M(H)}{M_s} = \frac{2J+1}{2J} \coth\left(\frac{2J+1}{2J} \frac{H}{a}\right) - \frac{1}{2J} \coth\left(\frac{2}{2J} \frac{H}{a}\right), \quad (2.38)$$

donde J es el número cuántico del átomo. M_s el valor de saturación de la magnetización y a un parámetro de ajuste. No obstante, tal como se propone en [Takács, 2001], la función de Brillouin, puede aproximarse cuando C_2 tiende a cero por la función de Langevin:

$$L(x) = \coth(x) - \frac{1}{x}, \quad (2.39)$$

expresión que en [Takács, 2001] su autor propone aproximar por otra constituida en base a una tangente hiperbólica del tipo:

$$T(x) = A_0 x + B_0 \tanh(C_0 x) \rightarrow B(H) = A_0 H + B_0 \tanh(C_0 H), \quad (2.40)$$

evitando con ello posibles discontinuidades presentes en el origen de una co-tangente hiperbólica. Sin embargo, dicha aproximación solo es válida hasta alcanzar la región de saturación. Superado el codo, la pendiente de la curva estimada mediante esta función es superior a la original. En caso de no alcanzar la región de saturación profunda, el primer término en (2.40) puede ser obviado.

Reseñar que el autor con esta función no pretende aproximar la curva $B(H)$ de primera imanación sino la curva anhística⁴, y por consiguiente el ajuste desmerecerá en la región de Rayleigh.

⁴ Curva que representa el valor promedio de las curvas de subida y de bajada en un lazo de histéresis.

En relación al trabajo anterior, en [Włodarski, 2006] se presenta una función para ajustar $M(H)$ en base dos tangentes hiperbólicas:

$$M(H) = \frac{M_a}{2} \left[\tanh\left(\frac{H+c}{a}\right) + \tanh\left(\frac{H-c}{a}\right) \right] + \alpha H, \quad (2.41)$$

sin embargo, esta función reconstruye la curva con una pendiente mayor a la real en la región lineal de saturación profunda. Con el fin de subsanar este problema, a partir de la ecuación (2.38) el autor propone una nueva función capaz de ajustar la curva $B-H$ en todas las regiones. De hecho, muestran un ejemplo de ajuste para el acero St 1312 donde se alcanzan 2,17 T con 100 kA/m. La función propuesta para ajustar la magnetización es:

$$M(H) = M_a L\left(\frac{H}{a}\right) + M_b \tanh\left(\frac{|H|}{b}\right) L\left(\frac{H}{b}\right), \quad (2.42)$$

donde M_a y M_b denotan las componentes reversible e irreversible de la magnetización y a , b la razón con la que se aproximan hacia la saturación. En tanto que L es la función de Langevin. En un trabajo posterior [Włodarski, 2007] el autor propone emplear una versión reducida de la expresión (2.42):

$$M(H) = M_a L\left(\frac{H}{a}\right) + M_b L\left(\frac{H}{b}\right). \quad (2.43)$$

Evaluada con el material bajo estudio, si se considera la curva completa la bondad del ajuste de (2.43) resulta similar a la de (2.42), si bien empeora en la región de Rayleigh. Téngase en cuenta que para valores de H superiores 1 kA/m, siendo b muy inferior, el término $\tanh(H/b)$ satura en la unidad.

En [Sergeant, 2009] se propone la identificación de la curva $B-H$ del material tomando como probeta el propio motor; en este caso una maquina síncrona de imanes permanentes. Para ello un algoritmo no lineal, basado en la minimización de una función de coste de mínimos cuadrados, modifica los parámetros de una ecuación que ajusta la relación $\mu(B)$ hasta lograr que el error entre la característica par *vs.* corriente de fase *vs.* posición estimada por el FEM y la obtenida experimentalmente resulte inferior a un umbral prefijado. Esta función de ajuste es:

$$\mu(B) = \frac{B_0}{H_0} \left[1 + \left(\frac{B}{B_0} \right)^{v-1} \right]^{-1}. \quad (2.44)$$

No obstante, en un proceso de identificación inversa la ecuación anterior suele expresarse relacionando $H(B)$ según se describe en [Abdallh, 2015], o en [Abdallh, 2010]. Es decir:

$$H(B) = H_0 \left[\frac{B}{B_0} + \left(\frac{B}{B_0} \right)^v \right]. \quad (2.45)$$

A pesar de que en las dos referencias previas se puede observar un buen ajuste, para los materiales ensayados en esta tesis esto no sucede hasta superar el principio del codo de la curva $H(B)$. La causa se atribuye principalmente a la forma de esta y al grado de saturación alcanzado. La pendiente en la región lineal anterior a la saturación de estos materiales es marcadamente inferior a la que presentan los que se utilizan en [Abdallh, 2015] y [Abdallh, 2010]. En cuanto al grado de saturación, en nuestro estudio H alcanza valores hasta 25,680 kA/m ($B=2,0686$ T) frente a los 2 kA/m (1,6796 T) o los 3,5 kA/m (1.6472 T) mostrados como valores máximos en dichas referencias.

Más reciente, en [Qi, 2015] se compara la bondad del ajuste de la función

$$B(H) = \frac{a}{1 + \frac{b}{H} + \frac{c}{H^2}} + d \left(\coth \frac{H}{e} - \frac{e}{H} \right) + fH \quad (2.46)$$

propuesta por sus autores, con la de otras nueve, de las cuales cuatro ajustan la relación $H(B)$ y cinco la relación $B(H)$. Entre esas nueve, de las funciones descritas hasta el momento únicamente se analiza el resultado de la (2.30) y de la (2.32), la cual no aparece explícitamente. El resto son funciones de aproximación clásicas basadas en series de potencias o en funciones hiperbólicas. Los autores concluyen que la función (2.46) presenta un ajuste excelente que supera a las demás analizadas, incluso hasta alcanzar 2 T, correspondientes a 10 kA/m en el material ensayado. La bondad del ajuste se comprueba mediante el coeficiente de determinación modificado y el test de normalidad de los residuos D'Agostino-Person⁵, descartando como válidas aquellas funciones que no superan el test. Sin embargo, no indican el tamaño de la muestra, ni el valor del nivel de significación para establecer el rechazo de hipótesis no nula, imposibilitando la reproductibilidad de las conclusiones que derivan del test. De hecho, el test se ha probado con los datos observados del acero 1008 y la función (2.30), escogida por ser común a nuestro estudio y ofrecer en el citado trabajo un resultado del test positivo para dos materiales de prueba distintos. Para ello, se han considerado dos tamaños de muestra, el total de las 2618

⁵ Este test, junto a otros como el de Shapiro-Wilk permite comprobar si la dispersión de los puntos estimados alrededor de la curva original sigue una distribución Gaussiana. Comparando el resultado del test (valor p) y el valor del nivel de significación alfa (típico: 0.05, 0.01 y 0.001), se establece si la distribución, en este caso de los residuos, se ajusta a una normal (hipótesis nula verdadera: valor p > nivel de significación alfa)

muestras y las 45 escogidas entre estas que figuran la tabla B.1 incluida en el apéndice B y dos niveles de significación de 0.01 y 0.05. Los resultados del test muestran una hipótesis no nula solo para el tamaño de la muestra inferior, quedando probada una manifiesta incapacidad del test para desechar una función en el ajuste de la curva $B-H$, frente a la de una distribución Gaussiana para la que fue creado. El origen reside en una leve agrupación de residuos en las colas de la distribución normal. Así, por ejemplo, en caso de realizar el test de Kolmogorov-Smirno (insensible a este tipo de problemas) al tamaño de muestra superior, la distribución de los residuos si es considerada una función normal. Por último, indicar que, como consecuencia del término asociado a la cotangente hiperbólica, la función queda indefinida en el origen de la curva, lo cual debe considerarse en el proceso de determinación de sus parámetros.

Visto lo anterior, la idoneidad de las funciones de ajuste se ha comprobado además de con los criterios estadísticos (MAE, rRMSE, y NSE) mediante el test de normalidad D'Agostino-Person, pero aplicado a los residuos derivados de las observaciones empleadas en la determinación de los parámetros de las funciones de ajuste (para el caso del acero AISI 1008, las 45 muestras escogidas en la tabla B.1 incluida en el apéndice B), siendo el nivel de significación 0,05. En cuanto a la evaluación de los criterios estadísticos, dada su sensibilidad ante el tamaño de la muestra, se han considerado todas las observaciones disponibles (2618 para el caso del acero AISI 1008 y 47 para el acero AISI M43). Tanto el test, como los criterios estadísticos se han programado en Matlab.

En [Takacs, 2001] se demuestra que en un rango limitado la función de Brillouin (2.37) y la de Langevin (2.39) exhiben un comportamiento de tipo sigmoideo, al igual que sucede con la función (2.40) propuesta por Takacs para el ajuste de la curva anhistérica, o la (2.42) por Wlodarski. Observando las dos últimas expresiones, se puede presuponer que un perceptrón multicapa (MLP) que incorpore la tangente hiperbólica como función de activación en las neuronas de su capa oculta, debería ser un excelente candidato para el ajuste de la curva de primera imanación del material, lo cual, se propone en esta tesis como alternativa a las funciones estudiadas.

Una red 1-2-1 (una sola capa oculta con dos neuronas) resultó ser idónea tanto para el ajuste de la relación $B(H)$ como $H(B)$ del acero 1008 con unos criterios estadísticos relativos semejantes. No obstante, en la región de Rayleigh la respuesta de la red es poco precisa tendiendo a linealizar la curva.

La expresión de ajuste que caracteriza a este perceptrón es:

$$\begin{aligned}
 B(H) = & W_s(1,1) \tanh(W_{o1}(1,1)H + B_{o1}(1)) \\
 & + W_s(1,2) \tanh(W_{o1}(2,1)H + B_{o1}(2)) + B_s(1).
 \end{aligned}
 \tag{2.47}$$

Se probaron otras configuraciones manteniendo la función de activación. La modificación del número de neuronas en la capa oculta (hasta 5), como la adición de una segunda capa oculta no mejoraron los resultados. También se probó a sustituir la función de activación de la capa oculta (\tanh) por una función sigmoidea ($1/(1+e^{-x})$). Se obtuvieron resultados semejantes, posibilitando con ello una leve reducción de la complejidad de la función y del tiempo de cómputo. En cuanto a los patrones de entrenamiento, de test y de validación de la red, estos se correspondieron con dos cuartos, un cuarto y un cuarto de las 2618 muestras para el acero 1008, respectivamente. Tal como se indica en [Baum, 1989]⁶, se ha considerado que los 45 valores de la Tabla B.1 incluida en el apéndice B, a pesar de estar correctamente distribuidos, podrían ser insuficientes para el entrenamiento de la red neuronal.

Manteniendo el criterio de otros autores [Saliyah, 1998], también se analizó la idoneidad de la red para el ajuste de la relación $M(H)$. El resultado fue semejante al obtenido para las relaciones $B(H)$ y $H(B)$, excepto el derivado del test de normalidad, cuya respuesta empeoró.

Por último, en [Sande, 2002] y [Diaz-Chacon, 2010] se propone el ajuste mediante un perceptrón de la función que relaciona la reluctividad v y el valor cuadrático de la densidad del campo $v(B^2)$. No obstante, esta función, empleada en la determinación del potencial magnético vector mediante la resolución de la ecuación de Poisson por el FEM, no se logró ajustar con el MLP 1-2-1 descrito en (2.47), siendo el resultado especialmente incorrecto en la región de Rayleigh. Si bien, cuando el número de neuronas en la capa oculta se incrementa de 2 a 5 el ajuste en dicha región mejora sustancialmente, comenzando a ser razonable a partir de 3 neuronas (MLP 1-3-1):

$$\begin{aligned} H(B) &= \frac{B}{\mu_0} v(B^2) \\ &= \frac{B}{\mu_0} \left[B_s(1) + \sum_{n=1}^3 W_s(1, n) \tanh(W_{o1}(n, 1)B^2 + B_{o1}(n)) \right]. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Con el fin de comparar cualitativamente la bondad del ajuste de las funciones estudiadas en el caso del acero AISI 1008, en la figura 2.14 (incluida el

⁶ Una red neuronal de E entradas, O neuronas ocultas y W parámetros requiere entorno a $P=W/e$ patrones de entrenamiento para proporcionar un error de generalización del orden de e . Para $W=7$, como en el caso de la red 1-2-1 empleada, si únicamente 2/4 de los patrones se emplean para el entrenamiento, reservando los 2/4 restantes para la validación y el testeo, con una tabla de 45 patrones el error de generalización de la red resultaría del orden del 15,6%, mientras que considerando los 2618 patrones éste se reduciría entorno al 0,3%.

final de este apartado) se representa la relación B - H obtenida de estas *vs.* la determinada experimentalmente. Se puede deducir que la bondad del ajuste de la relación $H(B)$ resulta menor a la de la relación $B(H)$. En el caso de $H(B)$ en la región de saturación profunda todas las funciones exhiben un buen ajuste, sin embargo, en el origen de la curva la función (2.28) es la que mejor resultado ofrece. En cuanto a la relación $B(H)$, excepto las funciones (2.23), (2.32) todas tienden a ajustar bien el origen de la curva, resultado que se traslada a la región de saturación profunda. En cualquier caso, tal como se ha comentado, las conclusiones que se derivan del análisis cualitativo se han refinado a través de otro de tipo cuantitativo con base en los parámetros estadísticos propuestos (MAE, rRMSE, NSE) y el test de normalidad D'Agostino-Person. El resultado se muestra en la tabla 2.1 y cuya interpretación gráfica se acompaña en la figura 2.16 tras la normalización a la unidad de los valores máximos.

No obstante, con el objeto de extender las conclusiones que derivan de dicho estudio, las funciones de ajuste se aplicaron a otros materiales. Así, en la figura 2.15 y en la tabla 2.1 se muestran los resultados obtenidos del ajuste de la curva B - H del acero al silicio AISI M-43 (chapa M400-50A según UNE-EN 10106) empleado en la fabricación del prototipo del generador de reluctancia conmutada descrito en [Mendez, 2014]. Este acero es muy similar al de la probeta P-APAR, no obstante, con el fin de cubrir un rango de H mucho más amplio, en este caso se empleó la curva B - H disponible en la librería de materiales del programa FEMM en lugar de la obtenida experimentalmente.

A tenor de los resultados obtenidos para el acero AISI M-43, las conclusiones anteriores siguen siendo válidas excepto para las funciones de ajuste (2.40) y (2.46), las cuales se ha demostrado que únicamente operan bien con valores de H no altos. Concretamente se ha podido trabajar hasta valores en torno al máximo alcanzado en los ensayos experimentales de caracterización del acero AISI 1008, siendo este 25,680 kA/m (ver tablas B.1 y B.2 en el apartado B.1 del apéndice B). La causa se debe fundamentalmente al primer término de (2.40), puesto que el segundo satura en B_0 . En cuanto a la función (2.46), esta también se puede expresar como:

$$B(H) = H \frac{a_0 + a_1 H + a_2 H^2 + a_3 H^3 + a_4 H^4}{b_2 H^2 + b_3 H^3 + b_4 H^4} + d \coth\left(\frac{H}{e}\right), \quad (2.49)$$

donde con valores altos de H el segundo término tiende a saturar en d , mientras que el primero crece con una pendiente superior a la de (2.28), que sí ajusta correctamente. Obsérvese que el primer término de (2.49) se ha hecho corresponder con (2.28) para $m=4$, donde los dos primeros términos del denominador son nulos, siendo esta la causa que origina esa mayor pendiente.

Siguiendo con las conclusiones del estudio, los resultados mostrados en la tabla 2.1 (trasladados tras un proceso de normalización entre 0 y 1 a las gráficas mostradas en la figura 2.16) indican que en el caso de la relación $B(H)$ excepto la (2.23) y (2.32) todas las funciones dedicadas a este ajuste ofrecen una alta eficiencia (NSE). Sin embargo, si se considera el rRMSE (2.28) y (2.47) son las expresiones que mejor resultado ofrecen, destacando levemente la función (2.47) propuesta en esta tesis. Si bien, la función (2.42) es la que presenta una mejor distribución del error considerando ambos materiales y manteniendo un bajo rRMSE. En caso de operar en un rango de H no alto, la función (2.46) también exhibe un excelente comportamiento, siendo nefasto en caso contrario. Esto claramente se manifiesta para el acero M-43 a partir de 26,8 kA/m.

En el caso de la relación $H(B)$, todas las funciones muestran una alta eficiencia (NSE), pero son de nuevo (2.28) y (2.47) las que menor rRMSE ofrecen. No obstante, el ajuste de la función (2.47) en la región inicial es incorrecto, siendo la función (2.48) (un perceptrón con una neurona más en la capa oculta), la que considerando ambos materiales presenta una mejor distribución del error manteniendo a su vez un bajo rRMSE. Destacar que si únicamente se considera el análisis gráfico, en el caso del acero AISI M-43 la función (2.45) a priori aparenta un excelente ajuste de la relación $H(B)$, sin embargo, dicha impresión es en parte errónea. Es decir, tras alcanzar el codo de la curva, para cada valor de B se obtienen valores de H distintos a los experimentales a pesar de mantenerse un perfil $H(B)$ similar; siendo esta la causa del mal resultado obtenido al calcular el rRMSE y el test de normalidad.

Atendiendo al número de parámetros, tanto la función (2.28) como la (2.47) emplean 7 parámetros frente a los 4 necesarios en (2.42) y los 6 necesarios en (2.46), no siendo ese incremento problemático en una estimación directa. Sin embargo, la función (2.43) presenta una discontinuidad en el origen, lo cual puede resultar gravoso en un procesado analítico. Además, como se ha comentado, la función (2.43) ajusta muy mal con altos valores de H .

Por otro lado, dado que la aproximación de Padé ajusta con suficiente precisión una función exponencial mediante el cociente de dos polinomios [Vajta, 2000], el coste computacional de las cuatro funciones se puede expresar en base a una función racional $\hat{P}(x)$ eligiendo sus parámetros convenientemente. Es decir, si:

$$e(x) \approx \hat{P}(x) = \frac{a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3}{b_0 + b_1x + b_2x^2 + b_3x^3}, \quad (2.50)$$

la función (2.28) se expresa como:

$$B(H) = H \cdot P(H). \quad (2.51)$$

De igual modo, considerando que la tangente hiperbólica en un MLP se suele representar por una tangente sigmoidea tal que:

$$\tanh(x) = \text{tansig}(x) = \frac{2}{1 + e^{-2x}} - 1 = \frac{2}{1 + P(-2x)} - 1, \quad (2.52)$$

la función (2.44) se reescribe como:

$$B(H) = 2 \left(\frac{W_s(1,1)}{1 + P(-2(W_{o1}(1,1)H + B_{o1}(1)))} + \frac{W_s(1,2)}{1 + P(-2(W_{o1}(2,1)H + B_{o1}(2)))} \right) - 2 + B_s(1). \quad (2.53)$$

En cuanto a la función (2.42) al ser la cotangente hiperbólica la inversa de la tangente hiperbólica, el proceso es semejante. Esto es:

$$\coth(x) = \frac{2}{1 - e^{-2x}} - 1 = \frac{2}{1 - P(-2x)} - 1. \quad (2.54)$$

Así, sabido que $B = \mu_0(M + H)$, operando y haciendo uso de (2.52), (2.54) y (2.42), $B(H)$ se puede expresar como:

$$B(H) = \mu_0 H + \frac{\mu_0 M_a}{H} \left(\frac{2H}{1 - P\left(\frac{-2H}{a}\right)} - (H + a) \right) \dots \dots - \frac{\mu_0 M_b}{H} \left(\frac{2b}{1 + P\left(\frac{-2H}{b}\right)} - (H + b) \right) \quad (2.55)$$

y de igual modo (2.46) se corresponde con:

$$B = \frac{a}{1 + \frac{b}{H} + \frac{c}{H^2}} + d \left(\frac{2}{1 - P\left(\frac{-2H}{e}\right)} - 1 - \frac{e}{H} \right) + fH. \quad (2.56)$$

Así, las cuatro funciones de ajuste se basan en simples operaciones de multiplicación y acumulación (MACs). En consecuencia, dada su baja complejidad computacional (14 MACs en el caso de (2.23), 47 en el de (2.42), 23 en el de (2.46) y 33 en el de (2.47) más 2 del proceso de normalización y desnormalización de los datos de entrada al MLP), sus tiempos de computo no serán

altos, siendo adecuada su implementación física en un microcontrolador (μC) o en un procesador digital de señal (DSP).

Simplemente como ejemplo, a nivel cualitativo y no cuantitativo, los tiempos de cómputo⁷ empleados en determinar un valor de B conocida H resultaron ser aproximadamente $0,9 \mu\text{s}$ con (2.51), $20 \mu\text{s}$ con (2.53) $43 \mu\text{s}$ con (2.55) y $1,2 \mu\text{s}$ con (2.56), todos ellos muy inferiores a los $7,2 \text{ ms}$ necesarios mediante una función de interpolación aplicada sobre la tabla A.1 (79507 veces superior al tiempo de computo de la función (2.51)).

Así, de las cuatro, la función (2.28) es la más simple, permite ajustar tanto la curva completa $B(H)$ como $H(B)$ y no presenta discontinuidades, siendo candidata ideal para su utilización en un estudio analítico del comportamiento electromagnético del motor. Como ejemplo, en la figura 2.13 se representa la relación flujo concatenado λ vs. corriente I en la probeta P-AP02. En esta se aprecia una notable mejora cuando μ se determina en (2.12) mediante la función de ajuste (2.28), en lugar de como se hizo al comienzo de este apartado mediante la función (2.23) (representación de (2.24) en figura 2.12).

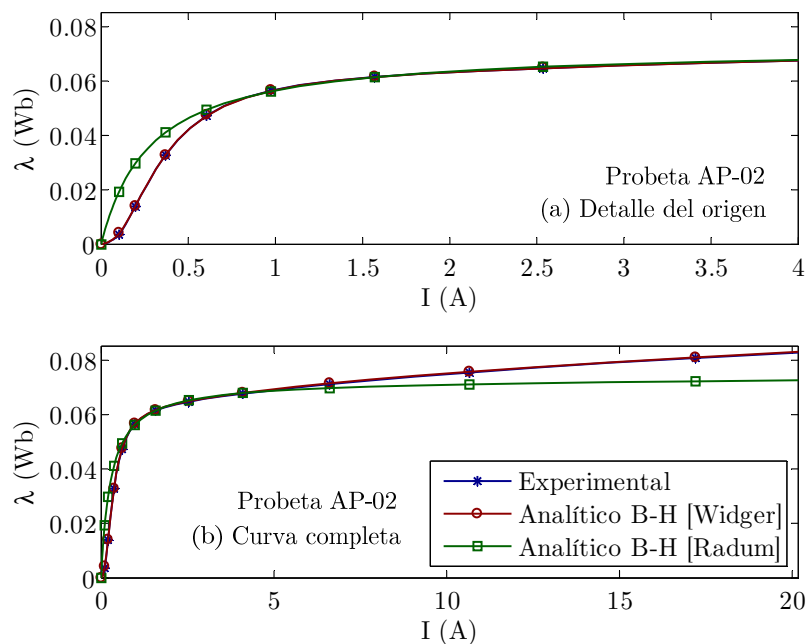
Además, dado que la función (2.28) ajusta correctamente la región de saturación profunda, su uso puede ser extraordinariamente útil para la extrapolación de valores de la curva $B-H$ no obtenidos experimentalmente.

No obstante, a pesar de que el estudio se ha realizado con materiales característicos de dos grupos ampliamente empleados como son el acero con bajo contenido en carbón y el acero al silicio, con el fin de facilitar el análisis de las funciones de ajuste con otros materiales, en el apéndice B se incluyen los parámetros obtenidos con cada una de las funciones de ajuste y material analizado (AISI 1008 y M-43). Téngase en cuenta que sin unos adecuados valores iniciales de los parámetros (semilla), los algoritmos dedicados a su obtención (Levenberg-Marquardt, Gradiente conjugado, Quasi Newton, etc.) no convergen, siendo por ello considerada relevante su inclusión.

Por último, el hecho de que un MLP sea capaz de ajustar tanto la curva $B(H)$ como la curva $H(B)$ del material (ajuste 2D) con tan solo dos neuronas en su capa oculta, debe hacer pensar que el MLP puede ser un excelente candidato en el ajuste de la relación flujo concatenado vs. corriente de fase en un SRM para cualquier posición del rotor. Así, tal como se demostrará más adelante, con un leve incremento del número de neuronas en la capa oculta y una

⁷ Se obtuvieron con un ordenador personal equipado con un procesador i7-2600 @ 3.40 GHz y 8 GB de memoria RAM operando en W7 64 bits, programando en Matlab un fichero distinto cada función, donde el tiempo de ejecución se midió mediante los comandos “tic-toc”, tras una pausa de 1 segundo previo borrado en memoria de todas las variables del espacio de trabajo.

Figura 2.13. Relación entre el flujo concatenado y la corriente en la probeta P-AP02 obtenida experimentalmente, analíticamente según (2.24) y analíticamente según (2.12) con $\mu = B/H$ determinada mediante (2.28). (a) Detalle hasta 4 A; (b) rango completo.



entrada más, cabe la posibilidad de un ajuste 3D relacionando la corriente de fase *vs.* la posición del rotor *vs.* el flujo concatenado por esa fase [Pérez-Cebolla, 2005a] y [Pérez-Cebolla, 2005b]. Otro ejemplo se encuentra en [Saliah, 1998], donde se propone utilizar un MLP para ajustar la curva de primera imanación de un material considerando la temperatura, T^a , como una segunda variable de entrada en la relación $B(H, T^a)$.

Una vez se dispone de una función que relaciona la densidad y la intensidad del campo magnético del material con suficiente exactitud, nos hallamos en disposición de afrontar la determinación de la característica flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor en un SRM mediante métodos analíticos como a través del FEM, lo cual se aborda en los tres siguientes capítulos.

Figura 2.14. Relación B - H estimada mediante las funciones de ajuste $B(H)$ y $H(B)$ estudiadas *vs.* la obtenida experimentalmente para el material AISI 1008.

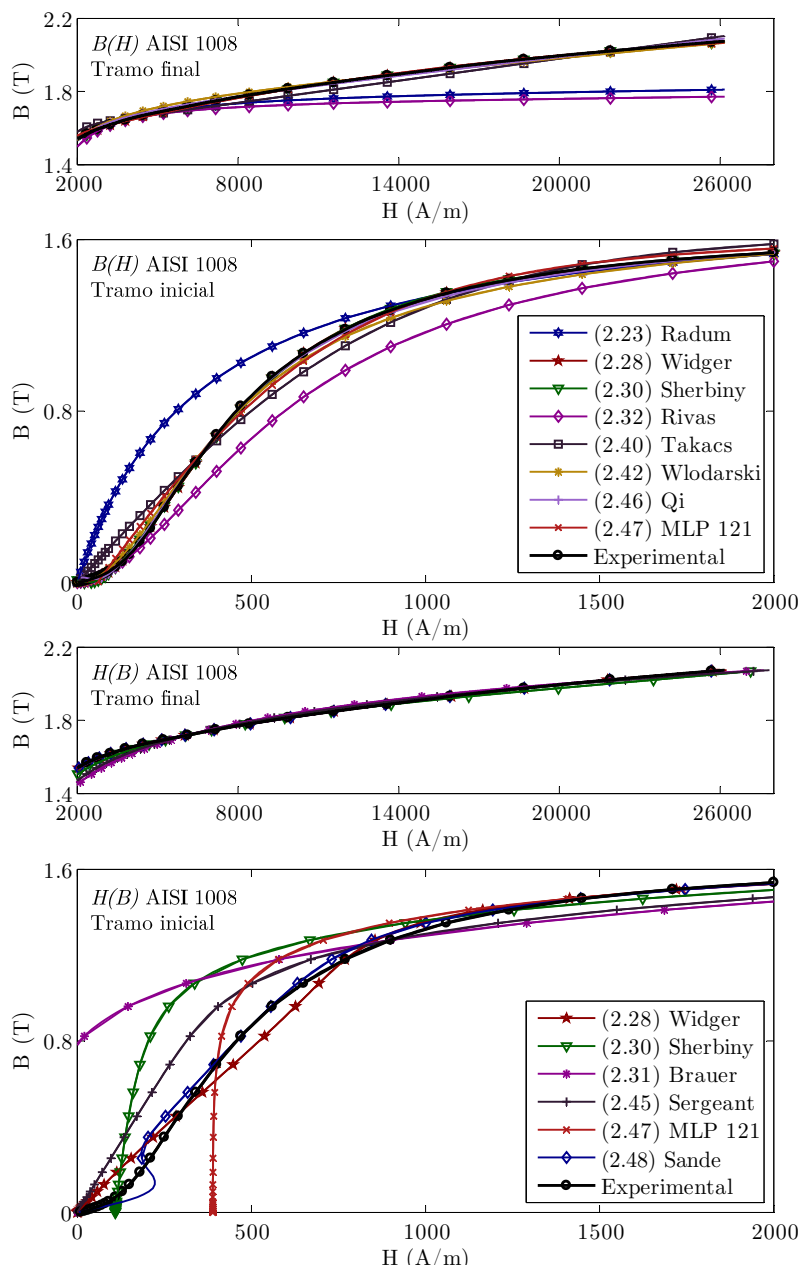


Figura 2.15. Relación B - H estimada mediante las funciones de ajuste $B(H)$ y $H(B)$ estudiadas *vs.* la obtenida experimentalmente para el material AISI M-43.

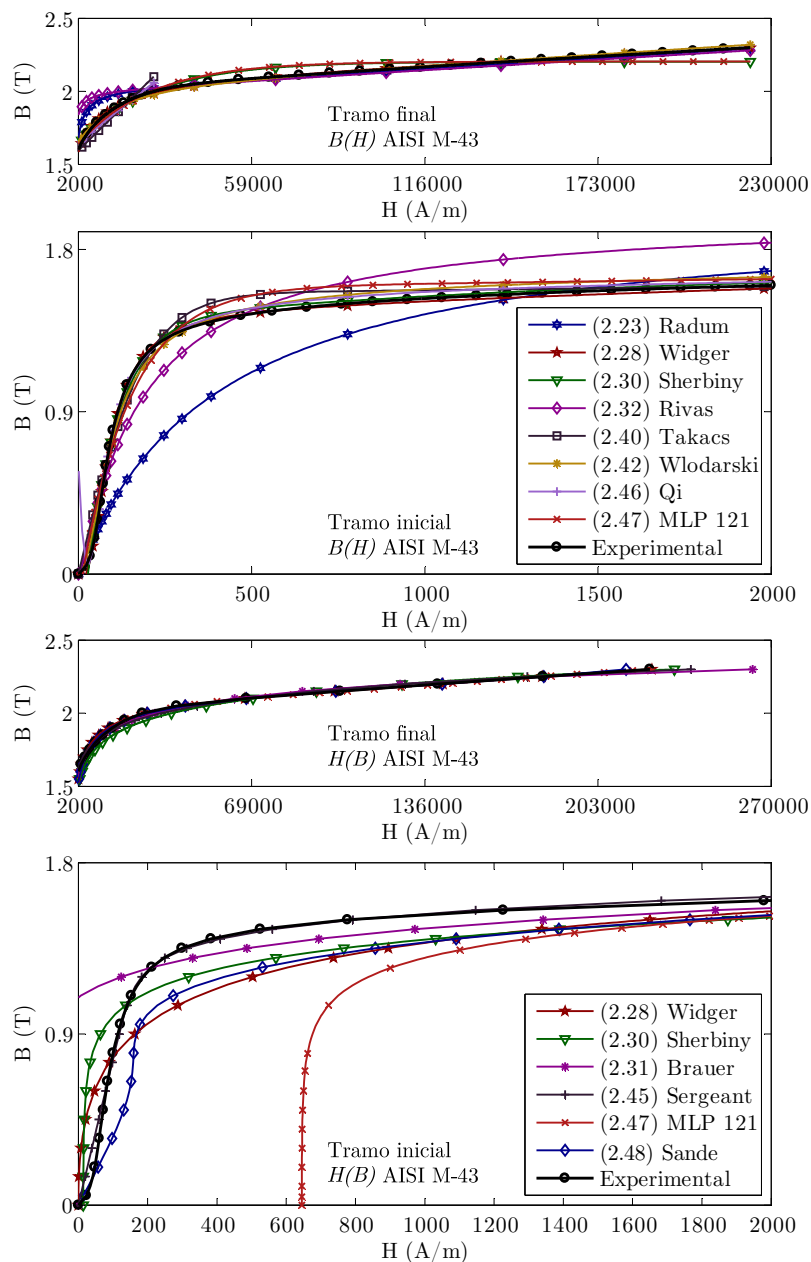
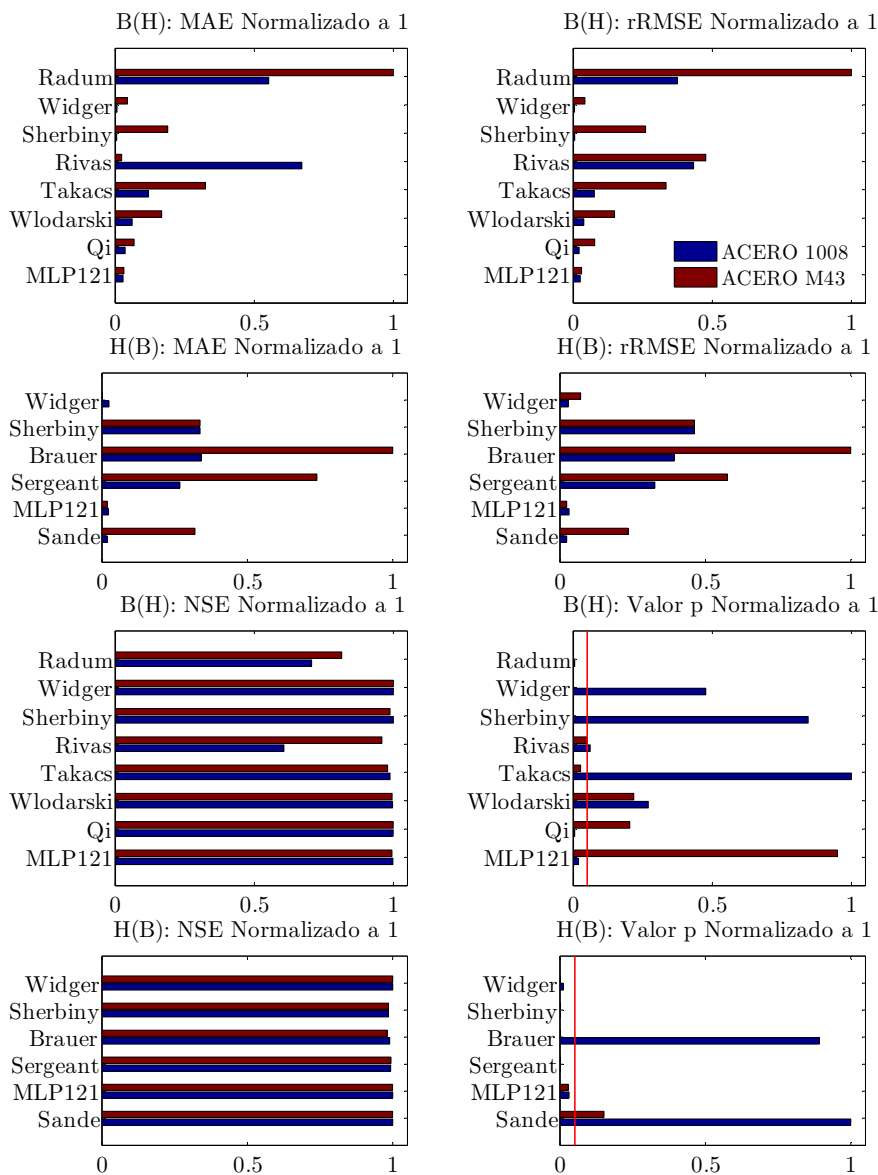


Tabla 2.1. Evaluación de la bondad del ajuste ($p=0,05$) para los materiales empleados en el prototipo del motor (AISI 1008) y del generador (AISI M43).

Función	Curva	Material	MAE	rRMSE	NSE	Valor p
(2.23) [Radun, 1995]	B(H)	1008	1,2010E-01	8,2000E-02	7,0560E-01	4,9870E-03
		M43	2,1760E-01	2,1890E-01	8,1430E-01	1,7651E-05
(2.28) [Widger, 1969]	B(H)	1008	1,5000E-03	9,9680E-04	1,0000E+00	4,7048E-01
		M43	9,6000E-03	9,2000E-03	9,9970E-01	5,3048E-04
	H(B)	1008	4,7235E+01	3,7000E-03	9,9990E-01	8,2257E-03
		M43	5,1549E+02	1,6900E-02	9,9970E-01	1,3916E-02
(2.30) [El-Sherbiny, 1973]	B(H)	1008	1,2000E-03	1,1000E-03	9,9990E-01	8,3432E-01
		M43	4,1030E-02	5,6885E-02	9,8746E-01	0,0000E+00
	H(B)	1008	6,7266E+02	6,0700E-02	9,8530E-01	4,1200E-08
		M43	2,1448E+03	8,4500E-02	9,9180E-01	2,4141E-03
(2.31) [Brauer, 1974]	H(B)	1008	6,8281E+02	5,1600E-02	9,8940E-01	6,2196E-01
		M43	1,9982E+03	1,3130E-01	9,8020E-01	0,0000E+00
(2.32) [Rivas, 1981]	M(H)	1008	1,1614E+05	9,5700E-02	5,8530E-01	6,0008E-02
		M43	4,0144E+03	1,0720E-01	9,5350E-01	5,0527E-02
	B(H)	1008	1,4590E-01	9,4800E-02	6,0670E-01	6,0008E-02
		M43	5,0000E-03	1,0430E-01	9,5790E-01	5,0527E-02
(2.40) [Takács, 2001]	B(H)	1008	2,6100E-02	1,6700E-02	9,8790E-01	9,8790E-01
		M43	7,0700E-02	7,3000E-02	9,7940E-01	2,6052E-02
(2.42) [Włodarski, 2006]	M(H)	1008	1,0592E+04	8,5000E-03	9,9670E-01	2,6627E-01
		M43	2,8860E+04	3,3600E-02	9,9510E-01	2,1510E-01
	B(H)	1008	1,3300E-02	8,4000E-03	9,9680E-01	2,6627E-01
		M43	3,6300E-02	3,2600E-02	9,9560E-01	2,1510E-01
(2.45) [Sergeant, 2009]	H(B)	1008	5,3416E+02	4,2800E-02	9,9270E-01	8,4122E-04
		M43	1,4761E+03	7,5500E-02	9,9350E-01	4,0635E-05
(2.46) [Qi, 2015]	B(H)	1008	7,8000E-03	4,7000E-03	9,9900E-01	4,9870E-03
		M43	1,4700E-02	1,6900E-02	9,9880E-01	2,0011E-01
(2.47) PROPUESTA MLP 1-2-1	B(H)	1008	6,2000E-03	5,6000E-03	9,9860E-01	1,9000E-02
		M43	6,8000E-03	6,6000E-03	9,9510E-01	9,3795E-01
	H(B)	1008	4,3682E+01	4,0000E-03	9,9990E-01	2,1341E-02
		M43	1,4294E+02	1,1000E-02	9,9950E-01	1,9273E-02
(2.48) [Sande, 2002] MLP 1-3-1	$v(B^2)$	1008	2,5634E+01	1,0900E-02	9,9940E-01	4,2838E-01
		M43	3,6263E+02	3,1700E-02	9,9880E-01	0,0000E-00
	H(B)	1008	3,6245E+01	3,0000E-03	1,0000E+00	6,9780E-01
		M43	6,3813E+02	3,0700E-02	9,9890E-01	1,0550E-01

Figura 2.16. Representación gráfica de los datos de la tabla 2.1 normalizados a la unidad. El color azul representa el acero AISI 1008 y el granate el acero AISI M-43. En la gráfica del valor p, la línea vertical en color rojo representa el correspondiente a $p=0,05$ escogido como umbral en el test de normalidad.



Capítulo 3

Caracterización analítica del SRM en la posición de alineamiento

3.1. Introducción

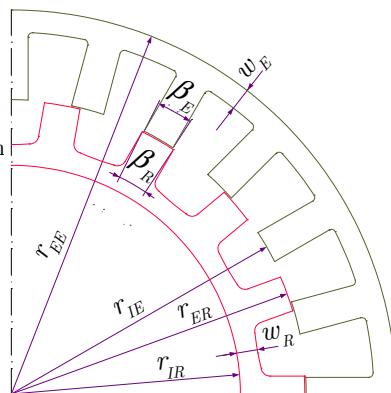
En el capítulo anterior se ha justificado la necesidad del conocimiento de la característica B - H del material. Se han analizado y validado los procedimientos descritos en la literatura para su determinación experimental y se ha propuesto uno alternativo que aporta múltiples ventajas. Asimismo, se ha realizado un estudio detallado de las expresiones analíticas que posibilitan el ajuste de la citada característica considerando como variable independiente B o H , concluyendo con la selección de la más adecuada para su uso en este tipo de aplicaciones.

El conocimiento de la información anterior posibilita acometer la caracterización de la máquina de reluctancia conmutada con suficiente rigor, siendo para ello imprescindible el conocimiento de la relación flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición en las posiciones de alineamiento y de desalineamiento.

Con ese fin y cumpliendo con el segundo objetivo de estudio y contribución de mejora propuesto en esta tesis, en este capítulo se revisan y analizan los procedimientos disponibles en la literatura para la determinación analítica de las citadas características.

Figura 3.1. Dimensiones del prototipo y nomenclatura.

Número de polos del estator N_{PE}	24
Número de polos del rotor N_{PR}	18
Número de fases N_F	4
Número de espiras por polo N_{EP}	163
Radio exterior del estator r_{EE}	173 mm
Radio interior del estator r_{IE}	132,6 mm
Arco del polo del estator β_E	6,48°
Anchura del yugo del estator w_{YE}	10 mm
Radio exterior del rotor r_{ER}	132 mm
Radio interior del rotor r_{IR}	103 mm
Anchura del yugo del rotor w_{YR}	10 mm
Arco del polo del rotor β_R	7.04°
Longitud del paquete de chapas l_{PCH}	12 mm



A tenor de los resultados del análisis anterior, se proponen un conjunto de modificaciones y nuevos procedimientos de cálculo que contribuyen a mejorar la caracterización del motor en la posición de alineamiento, y cuya validación se realiza tomando como referencia los procedentes de las simulaciones obtenidas mediante el FEM.

El estudio inicialmente se particulariza al prototipo del SRM construido. En la figura 3.1 se muestran sus características más relevantes y la nomenclatura empleada.

Con el fin de generalizar las conclusiones que derivan del estudio, este se extiende posteriormente a otros motores con distinto número de polos, dimensiones y relación entre estas.

3.2. Planteamiento y revisión del problema

El conocimiento de la relación flujo concatenado *vs.* corriente de fase en las posiciones extremas de alineamiento y desalineamiento resulta crucial en un estadio inicial, donde, sin ser necesario un alto grado de precisión, se definen los límites de operación y necesidades del motor para su correcto funcionamiento [Radun, 1995] y [Krishnan, 2001]. Por citar algunos ejemplos, se pueden establecer los requerimientos máximos del sistema de excitación y del inversor electrónico de potencia, determinar el valor máximo de energía mecánica transferible y por consiguiente el rendimiento máximo del motor, conocer la velocidad máxima de rotación y las limitaciones dinámicas del sistema, etc. La principal ventaja de este método, frente al análisis por el FEM, es su bajo coste computacional [Radun, 1999], lo cual resulta crucial para ciertas aplicaciones

en la industria [Shang-Hsun, 2009]. En cualquier caso, una de las especificaciones fundamentales en un SRM es su par nominal, el cual se establece en la fase de diseño inicial, fijando el ratio entre la inductancia al origen en la posición de desalineamiento y la inductancia en saturación en la posición de alineamiento [Miller, 1993]. Siendo incluso posible el modelado de la máquina partiendo de la relación flujo *vs.* corriente de fase en únicamente ambas posiciones, tal como se describe en [Stiebler, 1999] o [Hossain, 2003].

Atendiendo a la geometría del motor, de todas las posibles, las posiciones de alineamiento y de desalineamiento a priori se corresponden con el circuito magnético equivalente más simple y más complejo, respectivamente. Sin embargo, en la posición de alineamiento el motor se ve sometido al mayor grado de saturación, resultando fuertemente no lineal el comportamiento de los elementos que definen su circuito equivalente, no siendo así en la posición de desalineamiento. Por tanto, el procedimiento empleado en la caracterización de ambas posiciones es suficientemente representativo como para generalizarlo al resto de posiciones intermedias.

La necesidad del conocimiento de la característica flujo concatenado *vs.* corriente de fase en posiciones intermedias habitualmente aparece en estadios más avanzados, como son el modelado del motor o el diseño de algoritmos complejos de tipo *sensorless*, compartición de par, perfilado de la corriente fase, etc. En estas aplicaciones no es necesario disponer “*on line*” de dicha característica, primando por ello en su determinación “*off line*” la precisión que aporta un análisis en 3D por el FEM frente a la rapidez computacional del método analítico.

Retomando la revisión bibliográfica, en [Radun, 2000] se hace uso de la expresión (2.23) para determinar la relación flujo concatenado *vs.* corriente de fase mediante la ley de Ampère en aquellas posiciones en que existe solapamiento entre polos del estator y del rotor, lo cual obviamente contempla la de alineamiento. La principal ventaja de este procedimiento reside en una solución directa de carácter algebraico, para lo cual, se ha de conocer el valor de la inductancia en la posición de comienzo del solapamiento y además se ha de asumir que: a) la permeabilidad del yugo del rotor y del estator es infinita frente a la de los polos (la reluctancia de los yugos se considera nula y por tanto su intensidad magnética); b) la parte que se solapa del polo del rotor y del polo del estator presentan la misma intensidad magnética; c) la función (2.23) ajusta correctamente la relación $H(B)$ del material. La primera aproximación si bien depende de las dimensiones del motor, no carece de sentido tal como se mostrará posteriormente para el caso particular del prototipo del SRM. Sin embargo, la función (2.23), tal como se demostró en el capítulo 2 no es capaz de ajustar correctamente la curva de primera imanación para

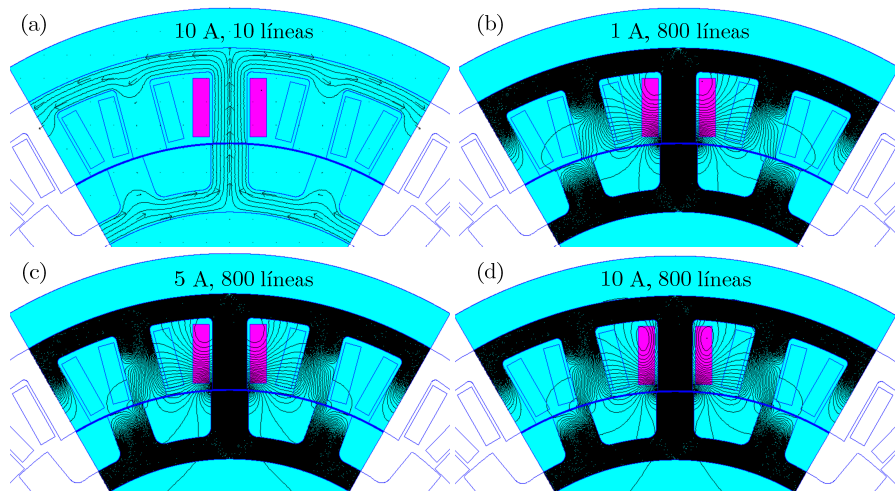
valores elevados de la corriente. Así mismo, el flujo marginal no se puede calcular si no se conoce el valor de la inductancia en la posición de inicio del solapamiento. El mismo autor propone en [Radun, 1999] otra solución directa de tipo algebraico para la posición de desalineamiento. Las expresiones propuestas por Arthur Radun para la determinación de la inductancia en la posición de alineamiento y desalineamiento son el punto de partida de otro modelo analítico propuesto en [Hossain, 2003], el cual posibilita la determinación de las características flujo concatenado-corriente-posición y par-corriente-posición en cualquier posición con cierto grado de error, como consecuencia de las limitaciones expuestas, pero con la suficiente sencillez computacional para poder operar en un sistema de control en tiempo real.

En [Vijayraghavan, 2001], al igual que en [Krishnan, 2001], se plantea la caracterización de dichas posiciones considerando diferentes caminos de flujo que conducen a su CME. Aplicando la ley de Ampère y la ley de Hopkinson sobre los mismos, se determina en base a la curva de primera imanación (no se indica cómo) el flujo en esa trayectoria y su inductancia al origen correspondiente. La suma de la inductancia en cada camino de flujo da lugar a la total, la cual, multiplicada por la corriente de fase permite obtener el flujo total concatenado. En [Sheth, 2005] se describe el mismo procedimiento de cálculo planteando expresiones distintas para determinar la longitud media de cada tubo o camino de flujo. En las tres referencias anteriores, la posición de desalineamiento es la que mayor número de caminos de flujo contempla, concretamente considerando simetrías en [Sheth, 2005] se plantean 6 caminos y 7 en [Vijayraghavan, 2001] y [Krishnan, 2001].

En cuanto a la determinación analítica de la relación flujo concatenado *vs.* corriente en posiciones intermedias, esta no se aborda de forma expresa, sino que tal como se ha justificado se realizará mediante el FEM. Si bien, los conceptos y procedimientos que a continuación se describen en relación al estudio del comportamiento de una trayectoria de flujo en la posición de alineamiento son extensibles al resto de trayectorias en posiciones intermedias. Trayectorias, que, por otra parte, son contempladas en el proceso de caracterización del motor en la posición de desalineamiento.

Por último, se estima conveniente recordar el significado de los siguientes tipos de flujo (ver figura 3.2). El flujo concatenado total por una fase, λ_T , se compone del flujo concatenado principal, λ_P , y del flujo concatenado local, λ_L . Se entenderá por flujo principal aquel que partiendo del yugo del estator alcanza el yugo del rotor y retorna al yugo del estator. A su vez, el flujo principal se puede descomponer en el flujo que atraviesa la región de solapamiento entre un polo del estator y otro del rotor, al cual se le denominará flujo concatenado de solapamiento, λ_S y el que no lo hace, λ_M , también llamado flujo concatenado

Figura 3.2. Representación en 2D por el programa FEMM de las líneas de flujo (trayectorias equipotenciales del potencial magnetico vector \mathbf{A}) en el prototipo del SRM en la posición de alineamiento: (a) con $i_r=10$ A y solo 10 líneas; (b), (c) y (d) con $i_r=1, 5$ y 10 A y 800 líneas, respectivamente (el flujo se dispersa en el polo del estator y se ensancha en el entrehierro). Los rectángulos rosas representan la corriente en la bobina excitada y las flechas en (a) el sentido y la dirección de \mathbf{B} .



marginal (por analogía con un transformador). Respecto al flujo local, este lo forman el flujo concatenado de dispersión, λ_D , localizado en las ranuras y entre dos polos adyacentes del estator, y el flujo concatenado en la cabeza de las bobinas, λ_C (este último no se computa en un análisis en 2D).

Los trabajos descritos en este apartado junto a otras propuestas que se presentan en esta tesis, son evaluados en la posición de alineamiento en este capítulo y en la posición desalineamiento en el capítulo siguiente.

3.3. Cálculo inicial del flujo concatenado

Atendiendo exclusivamente a la posición de alineamiento, en [Corda, 1979] se plantea un estudio genérico para la determinación de la relación flujo concatenado *vs.* corriente de fase para cualquier SRM, que posteriormente se particulariza a un motor con estructura 6/4. En este trabajo se asume que: i) no hay flujo de dispersión, es decir, todo el flujo pasa del estator al rotor y regresa de nuevo a este; ii) cuando se excita una fase, el circuito magnético se considera como un simple patrón de dos polos; iii) el flujo es concatenado por todas las espiras; iv) el flujo se distribuye uniformemente en la sección transversal normal a las líneas de campo (el flujo marginal en el entrehierro es nulo). A

continuación, se aplica la ley de Ampère a la trayectoria cerrada del flujo (polo del estator→entrehierro→polo del rotor→yugo del rotor→yugo del estator→polo del estator), se propone un valor de flujo concatenado, y conocido el número de espiras por fase se determina el flujo. El flujo que circula por cada región se divide por su sección para obtener su densidad. Seguidamente, mediante la curva de primera imanación (no se indica si por interpolación o mediante una función que la describa) en cada región se determina su intensidad del campo y su fmm (conocida su longitud media). Como suma de la fmm de todas las regiones se obtiene la fmm total, que dividida por el número de espiras en una fase da lugar a la corriente de fase asociada al flujo concatenado propuesto. Así, siguiendo este procedimiento se obtiene la relación flujo concatenado *vs.* corriente de fase en tantos puntos como se desee.

En [Krishnan, 2001] y [Sheth, 2005] se muestra un motor 8/6 en el que como consecuencia del flujo de dispersión, en cada devanado se incluyen dos trayectorias simétricas respecto al eje del polo del estator. En cuanto al procedimiento descrito en esos trabajos, conceptualmente es el mismo que en [Corda, 1979], pero operando de forma inversa. Es decir, se fija un valor de corriente de fase y se acaba determinando el flujo total concatenado como suma de la aportación individual de cada tubo de flujo o trayectoria; donde la aportación de cada trayectoria se estima mediante un algoritmo de minimización del error entre la fmm debida a la corriente de fase fijada y la suma de la fmm obtenida de cada región con el valor de flujo estimado. La determinación en cada región de la fmm a partir del valor estimado del flujo es semejante a la descrita para [Corda, 1979].

El hecho de establecer un vector de entrada con valores de corriente en un rango concreto, y a partir de estos determinar el flujo concatenado como se propone en [Krishnan, 2001] y [Sheth, 2005], a pesar de tener un coste computacional mayor, resulta más intuitivo que el proceso inverso aplicado en [Corda, 1979]. Es decir, a priori no se suele conocer el rango de valores de flujo con los que trabajará el motor, máxime cuando hay más de un camino de flujo.

En el caso concreto del prototipo, en la figura 3.3 (a) se muestran las 6 trayectorias promedio que recorre el flujo principal ϕ_P entre dos polos contiguos de una fase excitada, y su sentido. Se incluyen también las 12 trayectorias del flujo de dispersión ϕ_D en las ranuras (2 por polo).

Suponiendo inicialmente que λ_M es nulo, es decir $\lambda_P = \lambda_S$, al aplicar la ley de Ampère a una de las 6 trayectorias cerradas del flujo principal resulta:

$$2N_{EP}\dot{l}_F = 2\left(H_{PE_P}l_{PE_P} + H_{EH_P}l_{EH_P} + H_{PR_P}l_{PR_P}\right) + H_{YE_P}l_{YE_P} + H_{YR_P}l_{YR_P}. \quad (3.1)$$

La expresión (3.1) se transforma mediante la ley de Hopkinson en:

$$2N_{EP}i_F = \phi_P(2\mathfrak{R}_{PE_P} + 2\mathfrak{R}_{EH_P} + 2\mathfrak{R}_{PR_P}) + \frac{\phi_P}{2}(\mathfrak{R}_{YE_P} + \mathfrak{R}_{YR_P}), \quad (3.2)$$

donde:

$$\mathfrak{R}_{REG_P} = \frac{l_{REG_P}}{\mu(B_{REG_P})S_{REG_P}} = \frac{H_{REG_P}l_{REG_P}}{B_{REG_P}S_{REG_P}} = \frac{H_{REG_P}l_{REG_P}}{\phi_{REG_P}} \quad (REG=PE, PR, YR, YE), \quad (3.3)$$

$$\mathfrak{R}_{EH_P} \cong \mathfrak{R}_{EH_{PRO}} = \frac{l_{EH}}{\mu_0 S_{EH_{PRO}}}.$$

Los subíndices $_P$ y $_{PRO}$ se asocian, respectivamente, al flujo principal y al valor promedio de las secciones del rotor y del estator. En cuanto a las dimensiones no indicadas entre las fundamentales que definen el motor (ver figura 3.1), estas se calculan como sigue:

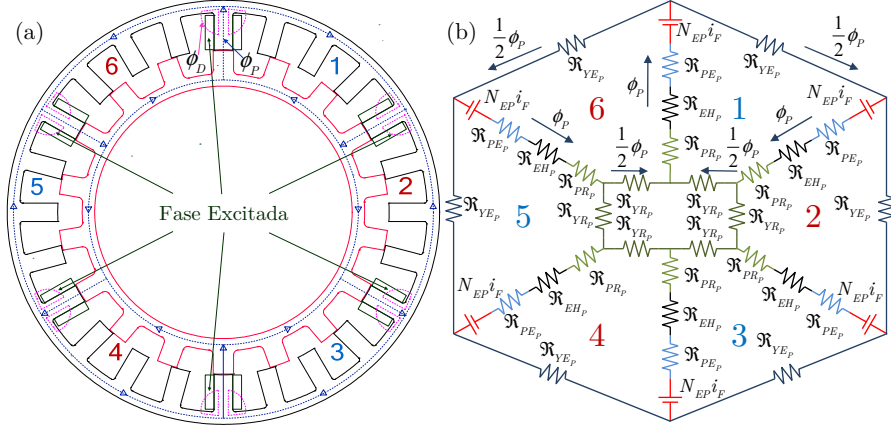
$$\begin{aligned} l_{PE_P} &= r_{EE} - 0,5w_{YE} - r_{IE}; & S_{PE_P} &= \frac{180\beta_E}{\pi} r_{IE}l_{PCH}; \\ l_{PR_P} &= r_{ER} - 0,5w_{YR} - r_{IR}; & S_{PR_P} &= \frac{180\beta_R}{\pi} r_{ER}l_{PCH}; \\ l_{EH_P} &= l_{EH} = r_{IE} - r_{ER}; & S_{EH_{PRO}} &= \frac{(r_{IE} + r_{ER})(\beta_E + \beta_R)}{4} l_{PCH}; \\ l_{YE_P} &= (r_{EE} - \frac{w_{YE}}{2}) \frac{2\pi N_F}{N_{PE}}; & S_{YE_P} &= w_{YE}l_{PCH}; \\ l_{YR_P} &= (r_{IR} + \frac{w_{YE}}{2}) \frac{2\pi N_F}{N_{PE}}; & S_{YR_P} &= w_{YR}l_{PCH}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

De (3.2) se colige el circuito magnético del prototipo mostrado en la figura 3.3 (b). Este se descompone en 6 mallas, excitadas cada una por 2 fuentes de fuerza magnetomotriz, $N_{EP}i_F$, por las que circula según el sentido que le corresponde el flujo principal, ϕ_P , a través de la reluctancia asociada a cada región. Siendo el flujo concatenado principal total por fase:

$$\lambda_P(i_F) = N_{EF}\phi_P(i_F). \quad (3.5)$$

En [Shang-Hsun, 2009] se propone una modificación respecto a la determinación de la reluctancia en el entrehierro, la cual, en lugar de calcularse como se indica en (3.3) considerando (3.4), se plantea en términos de permeancia como suma de la correspondiente a la sección de solapamiento P_{EHS} de polo del rotor y del estator y la correspondiente a las secciones que quedan a ambos lados del polo del rotor sin solapamiento P_{EHNS} , tal que:

Figura 3.3. (a) Trayectoria promedio y sentido de las líneas del flujo principal ϕ_P y el flujo de dispersión ϕ_D en el prototipo del SRM; (b) circuito magnético equivalente asociado al flujo principal.



$$\mathcal{R}_{EH_P} = \frac{1}{P_{EH_S} + P_{EH_{NS}}} = \frac{1}{\frac{\mu_0 S_{PE}}{l_{EH}} + 2 \int_0^{(w_{PE} - w_{PR})/2} \frac{\mu_0 l_{PCH}}{l_{EH} + \frac{\pi}{2} r} dr} = \dots$$

$$\dots \frac{1}{\frac{\mu_0 S_{PE}}{l_{EH}} + \frac{4\mu_0 l_{PCH}}{\pi} \ln \left[1 + \frac{\pi (w_{PE} - w_{PR})}{4l_{EH}} \right]} \quad (3.6)$$

El flujo se calcula mediante (3.2) y el valor de la permeabilidad se obtiene de la curva de primera imanación ajustada en dos tramos, uno lineal hasta el comienzo de la saturación y otro no lineal mediante un polinomio de 4º orden. La aproximación de la curva no es del todo buena, puesto que la región considerada como lineal, como se ha comprobado en el capítulo 2, no lo es. Además, un polinomio de 4º orden no se ha demostrado adecuado para el ajuste de la región no lineal de la curva $B(H)$. Por otro lado, la modificación del valor de la reluctancia del entrehierro hace que la relación flujo concatenado *vs.* corriente de fase resulte inferior a la calculada considerando la sección del entrehierro, $S_{EH_{PRO}}$, como se indica en (3.4), ya de por sí inferior a la determinada experimentalmente. No obstante, en el mismo trabajo se propone una expresión alternativa en caso de existencia de flujo marginal, lo cual, se abordará posteriormente.

Con independencia de las aportaciones introducidas en las referencias estudiadas, se concluye, que una vez obtenida mediante (3.1), (3.2), (3.3) y (3.4)

la relación entre la corriente de fase y el flujo principal, el conocimiento de una de las dos magnitudes permite determinar la otra.

En esta tesis se ha optado por proponer un vector con valores prefijados de corriente de fase, y determinar el correspondiente de flujo, y a su vez, por cálculo directo, el de flujo concatenado [Krishnan, 2001].

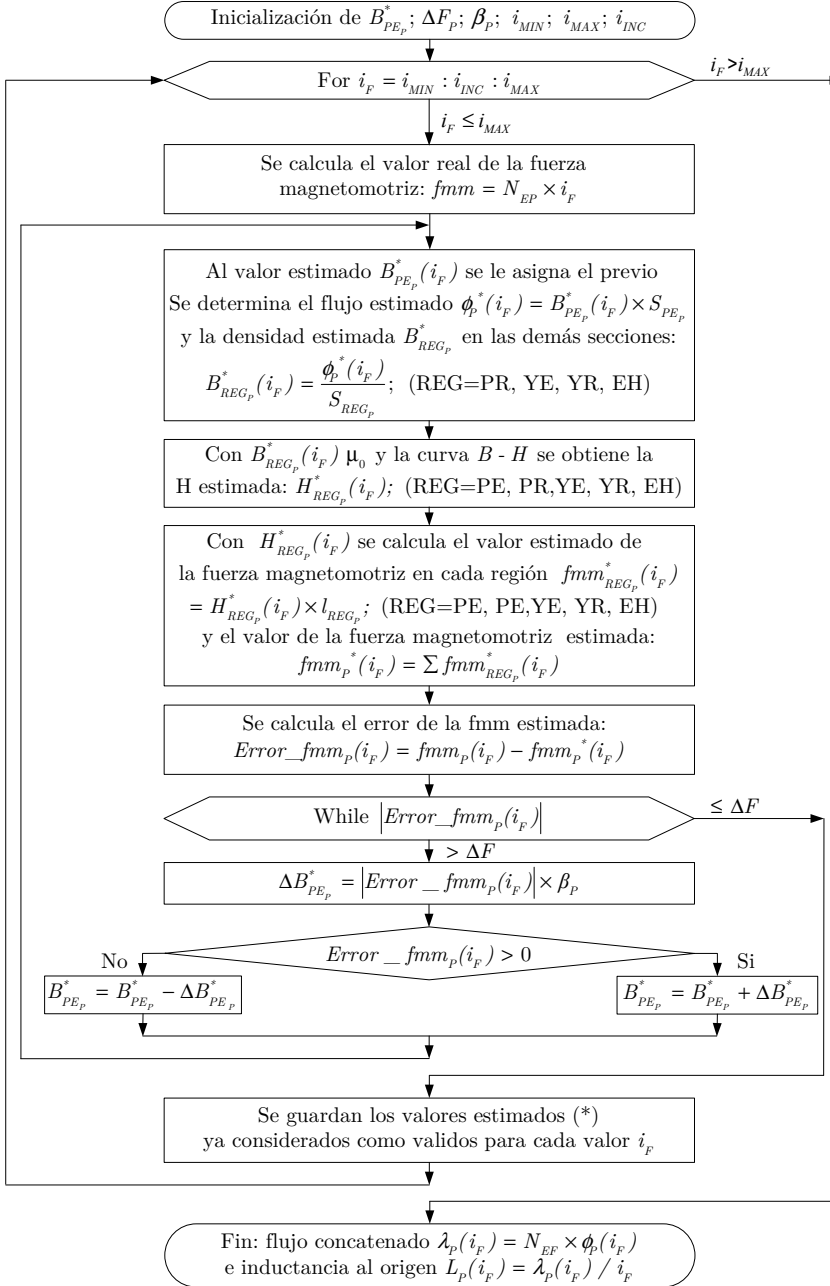
El algoritmo, válido para cualquier trayectoria y particularizado a la correspondiente al flujo principal (supuesto inicialmente igual al de solapamiento), se muestra en la figura 3.4. Este comienza con la inicialización de las variables de entrada donde se propone: a) un valor de la densidad del flujo magnético en un polo del estator, B_{PEP}^* (PE: polo del estator); b) el límite inferior, i_{MIN} , el incremento, i_{INC} , y el límite superior, i_{MAX} , de los valores de la corriente de fase, i_F ; c) el error asumible en la estimación de la fmm total, ΔF_P ; d) un factor multiplicador, β_P , que establece el incremento de la densidad de flujo en el polo del estator.

A continuación, se toma un valor de i_F y conocido el número de espiras por polo, N_{EP} , se calcula la fuerza magnetomotriz $fmm_P(i_F)$. Seguidamente, a B_{PEP}^* se le asigna para dicha i_F su valor previo, $B_{PEP}^*(i_F)$, y a partir del área de la sección del polo del rotor, S_{PEP} , se calcula el flujo estimado $\phi_P^*(i_F)$. Con el flujo $\phi_P^*(i_F)$ y el área de la sección S_{REGP} de cada una de las restantes partes del motor ($REG = PE, EH, PR, YE, YR$; indicando EH: entrehierro; PR: polo del rotor; YR: yugo del rotor; e YS: yugo del estator) se calcula la densidad del campo magnético $B_{REGP}^*(i_F)$ en las mismas.

Obtenida la densidad del campo en cada parte del motor y sabida la permeabilidad del aire μ_0 (en el entrehierro) y la curva $B-H$ (en el material) se obtiene la intensidad del campo magnético, $H_{REGP}^*(i_F)$, en estas ($REG = PE, EH, PR, YE, YR$). Con $H_{REGP}^*(i_F)$ y la longitud media de cada parte del motor l_{REGS} se calcula la fuerza magnetomotriz en cada una, $fmm_{REGP}^*(i_F)$, y como suma de ellas, la fuerza magnetomotriz estimada $fmm_P^*(i_F)$.

Seguidamente, se calcula el error, $Error_fmm_P(i_F)$, entre la fuerza magnetomotriz estimada $fmm_P^*(i_F)$ y la fuerza magnetomotriz calculada $fmm_P(i_F)$. Si el error es inferior a ΔF_P se almacenan los resultados, se fija un nuevo valor de i_F y se vuelven a repetir los pasos anteriores hasta que i_F alcanza el valor i_{MAX} . Caso contrario, se calcula un incremento, ΔB_{PEP}^* , el cual dependiendo del signo de $Error_fmm_P(i_F)$ se adiciona o se subtrae a B_{PEP}^* , volviéndose a recalcular $\phi_P^*(i_F)$ siguiendo los pasos descritos.

Figura 3.4. Procedimiento de cálculo del flujo concatenado principal en función de la corriente de fase para la posición de alineamiento. Se supone un único recorrido de las líneas de flujo.



Concluido el proceso y habiéndose obtenido para cada valor de corriente de fase un valor de flujo, $\phi_P^*(i_F)$, es directa la determinación del flujo concatenado, $\lambda_P(i_F) = N_{EF}\phi_P^*(i_F)$, y la inductancia al origen, $L_P(i_F) = \lambda_P(i_F)/i_F$.

Supuesto nulo el flujo concatenado marginal ($\lambda_P = \lambda_S$), en la figura 3.5(a) se muestra la relación $\lambda_P(i_F)$ obtenida mediante el algoritmo propuesto. Como se puede observar, el resultado del algoritmo cuando $H(B)$ se obtiene en cada región mediante o bien interpolación sobre una tabla, $\lambda_{P(AL INTER)}$, o bien la función de ajuste (2.28), $\lambda_{P(AL WIDG)}$, es prácticamente el mismo. Sin embargo, el algoritmo se ejecuta en un tiempo 32,7 veces inferior si $H(B)$ se determina mediante la función (2.28) (140 ms frente a 4,6 s).

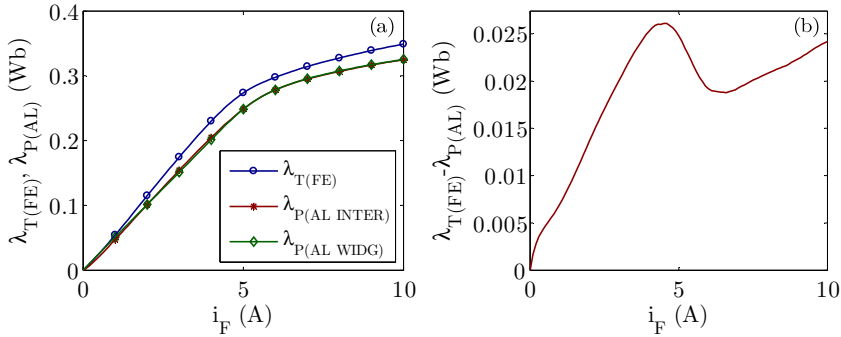
En el mismo contexto, si se compara el tiempo invertido por el algoritmo utilizando la función (2.28) y por el FEM en 2D (mediante el programa FEMM), y aquí radica la diferencia más sustancial, al algoritmo le cuesta 62782,39 menos tiempo (8915 s o 2,48 h frente a 140 ms).

En aras a la reproductibilidad del experimento, en este caso y el resto de los casos de este estudio, los algoritmos para la determinación de los tiempos de cómputo y la ejecución secuencial del programa FEMM se han programado en Matlab, se ha empleado el mismo ordenador personal que en el caso del ajuste de la curva $B-H$ y se ha considerado $\Delta F = 0,1$ A/m, $\beta = 1e-5$, $i_{min} = 0,5$ A, $i_{inc} = 0,5$ A e $i_{max} = 10$ A). En el estudio mediante el FEM en 2D, el programa FEMM se ejecutó secuencialmente para cada valor de corriente considerado en el algoritmo, siendo el resultado la suma del tiempo dedicado a cada uno.

En la misma figura 3.5 (a) también se muestra la relación entre el flujo total concatenado por una fase y la corriente de fase obtenida en 2D por el FEM, $\lambda_{T(FE)}$. Esta característica se ha incluido como referencia para determinar la validez del resultado, si bien, los detalles relativos al análisis mediante este método serán abordados posteriormente. Idealmente, si el flujo concatenado de dispersión y el flujo concatenado marginal fuesen nulos, la relación $\lambda_{T(i_F)}$ obtenida mediante el FEM $\lambda_{T(FE)}(i_F)$ y la relación $\lambda_P(i_F)$ obtenida analíticamente $\lambda_{P(AL)}(i_F)$ deberían ser similares. Sin embargo, $\lambda_{T(FE)}$ es en todo el rango de corriente superior $\lambda_{P(AL)}$, resultado del todo coherente, puesto que el flujo total se compone del flujo principal y del flujo de dispersión, siendo el flujo principal superior al que atraviesa la región de solapamiento entre polos como consecuencia del flujo marginal.

En [Corda, 1979] y [Shang-Hsun, 2009], al contrario de lo que debería suceder, se muestra como el flujo determinado analíticamente supera al determinado por el FEM cuando el material se satura. Atribuyéndose el error, sin entrar en más detalles, al flujo de dispersión no considerado en sus cálculos. A priori y sin información adicional es difícil estimar la causa del error, pero es

Figura 3.5. Resultados de la caracterización analítica en la posición de alineamiento considerando nulo el flujo marginal.



muy probable que provenga de una mala estimación de la reluctancia del material o bien por un cálculo erróneo de la longitud media de los polos, o bien por un exceso en la pendiente de la curva $B(H)$ a consecuencia de su extrapolación para altos valores de H [Rao, 2015], y no de la ausencia de flujo de dispersión, que debería redundar en un menor valor del flujo total estimado analíticamente.

La diferencia entre el flujo concatenado total obtenido mediante el FEM $\lambda_{T(FE)}$ y el flujo concatenado principal resultante del algoritmo $\lambda_{P(AL)}$ se muestra en la figura 3.5 (b). Supuesto nulo el efecto del flujo marginal en el cálculo analítico, como es el caso, esa diferencia habría de corresponder al flujo concatenado de dispersión. Sin embargo, esta exhibe una dependencia no lineal con la corriente de fase impropia del flujo de dispersión [Krishnan, 2001], lo cual induce la necesidad de replantear el algoritmo de cálculo del flujo principal considerando el efecto del flujo marginal.

Por otro lado, dada la rapidez de cómputo del algoritmo, se ha analizado la posible mejora en la estimación del flujo concatenado de solapamiento considerando N_T tubos de flujo distribuidos uniformemente. N_T se asume impar con el fin de facilitar el cálculo del flujo total estableciendo simetrías.

En el estudio anterior se ha operado con un solo tubo de longitud promedio considerando en cada región su sección completa, sin embargo, tal como se puede observar en la figura 3.2 (a), donde se consideran únicamente 10 líneas de campo (o trayectorias), cada una presenta una longitud distinta. Especialmente en la parte interior y exterior de los yugos.

Así, el algoritmo mostrado en la figura 3.4, se ha rediseñado incluyendo un bucle *for* que se ejecuta para cada valor de la corriente de fase desde $n=1$ hasta $(1+N_T)/2$ determinando el flujo en cada tubo n . Siendo el tubo $n=1$ el central y el tubo $n=(1+N_T)/2$ el más alejado del central.

El flujo total para cada corriente se obtiene como suma del aportado por el central y cada uno y su simétrico. Es decir:

$$\lambda_T = \lambda_i + 2 \sum_{n=2}^{\frac{N_T+1}{2}} \lambda_n. \quad (3.7)$$

En cuanto a la sección de cada tubo, $S_{T_REG(n)}$, al considerar una distribución uniforme, esta se asume en los polos y en el entrehierro proporcional a N_T . En los yugos, puesto que el flujo que circula en los polos por el tubo central se divide a la mitad al llegar a los yugos, caso de considerar una distribución uniforme de las secciones, el factor divisor deberá ser $\frac{1}{2}$ de $1+N_T$.

Respecto a la longitud promedio de los tubos $l_{T_REG(n)}$, esta excepto en el entrehierro, es distinta en cada tubo. Así:

$$\begin{aligned} S_{TREG(n)} &= \frac{S_{REG}}{N_T} \quad (REG = PE, PR, EH); \quad S_{YE(n)} = 2 \frac{S_{YE}}{1 + N_T}; \quad S_{YR(n)} = 2 \frac{S_{YR}}{1 + N_T}; \\ l_{TEH(n)} &= r_{IE} - r_{ER}; \quad l_{TPE(n)} = (h_{PE} + w_{YE}) - 2 \frac{w_{YE}}{1 + N_T} \left(n - \frac{1}{2} \right); \\ l_{TPR(n)} &= (h_{PR} + w_{YR}) - 2 \frac{w_{YE}}{1 + N_T} \left(n - \frac{1}{2} \right); \\ l_{TYE(n)} &= \left[\frac{2\pi}{N_{PEF}} - \frac{\beta_{E_rad}}{N_T} (n-1) \right] \left[r_{EE} - 2 \frac{w_{YE}}{1 + N_T} \left(n - \frac{1}{2} \right) \right]; \\ l_{TYR(n)} &= \left[\frac{2\pi}{N_{PEF}} - \frac{\beta_{R_rad}}{N_T} (n-1) \right] \left[r_{IR} + 2 \frac{w_{YE}}{1 + N_T} \left(n - \frac{1}{2} \right) \right], \end{aligned} \quad (3.8)$$

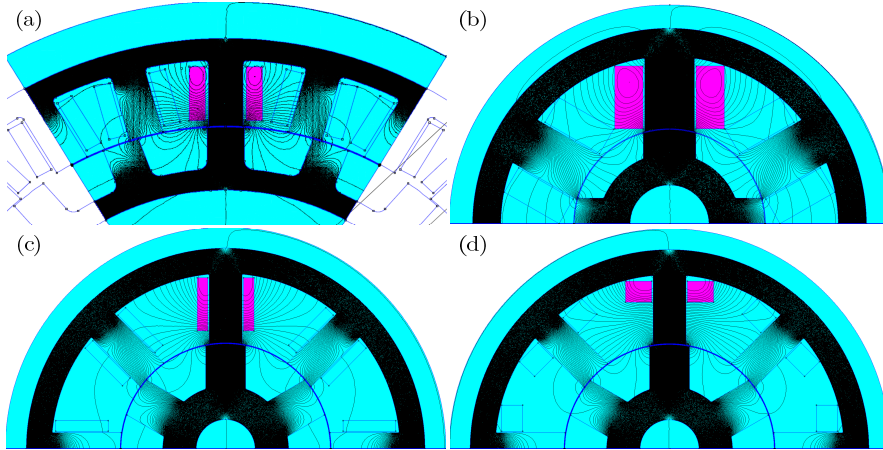
donde N_{PEF} es el número de polos del estator por fase.

Ejecutado el algoritmo considerando 1, 11, 51 y 201 trayectorias la relación $\lambda(i_F)$ obtenida analíticamente resultó ser semejante. Por ello se concluye que, dadas las dimensiones del motor, solo resulta necesario considerar una única trayectoria promedio. Esta conclusión es extrapolable a otros motores de corte clásico (existen estructuras con geometrías muy diferentes para los polos o para el rotor), puesto que sus dimensiones son proporcionalmente semejantes a las del prototipo (ver la figura 3.1 y figura 1.1), y por tanto, también lo ha de ser la escasa contribución de los yugos a la fmm total (figura 3.14 (d)) y el error que derive de su estimación.

3.4. Estudio del flujo marginal

El origen del flujo marginal (o flujo de no solapamiento) proviene de la dispersión de las líneas en el entrehierro. La consecuencia de este efecto se

Figura 3.6. (a) Representación de las líneas de flujo magnético por el FEMM (líneas equipotenciales del potencial magnético vector \mathbf{A}) en el prototipo del SRM; (b) en un motor 6/4; (c) un motor 8/6; (d) en el mismo motor 8/6 pero con otra disposición del cobre y misma densidad de corriente (rectángulos rosas). En todos los casos se representan un total de 800 líneas con el motor fuertemente saturado.

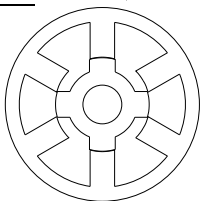
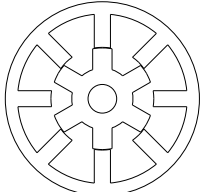


suele modelar mediante un incremento de la sección efectiva del entrehierro (en torno al 10% [Kazimierczuk, 2009]), lo cual conlleva el decremento de su reluctancia y un consiguiente incremento del valor del flujo concatenado.

Al igual que sucede con las líneas dispersas en las ranuras entre polos (flujo de dispersión), la determinación del camino que siguen las líneas de flujo que circundan la sección recta del entrehierro puede observarse a través de una simulación mediante el FEM. Con el objeto de ilustrar lo anterior, en la figura 3.6 se muestran cuatro simulaciones correspondientes a: (a) el prototipo del SRM 24/18; (b) un motor con estructura 6/4 (en adelante SRM 6/4); (c) otro con estructura 8/6 (SRM 8/6) y (d) el motor anterior, trabajando con la misma densidad de corriente pero, con otra disposición del cobre (SRM' 8/6).

Las dimensiones, características y la representación a escala de estos dos nuevos motores se muestran la figura 3.7. Préstese especial atención a las características más notables que diferencian los tres motores simulados. Básicamente: a) el bajo valor de la longitud del entrehierro, l_{EH} , en el SRM 6/4 (la mitad del SRM 24/18 y casi la mitad del SRM 8/6), lo cual supondrá un menor ratio entre el flujo marginal y el total, y el alto valor del ratio de la altura de un polo del rotor y otro polo del estator h_{PE}/h_{PR} (prácticamente el doble que en los otros dos motores); b) la gran diferencia entre los arcos polares del rotor y del estator β_E y β_R en SRM 8/6, característica que afectará significativamente en el cálculo del flujo marginal; c) el bajo valor de la longitud del paquete de

Figura 3.7. Dimensiones, características y representación a escala del SRM 6/4 y el SRM 8/6.

Características - Dimensiones	SRM 6/4	SRM 8/6	SRM 6/4
Número de polos del estator N_{PE}	6	8	
Número de polos del rotor N_{PR}	4	6	
Número de fases N_F	3	4	
Número de espiras por polo N_{EP}	156	77	
Radio exterior del estator r_{EE} (mm)	62,55	95	
Radio interior del estator r_{IE} (mm)	30,5	50,3	
Arco del polo del estator β_E (grados)	30	18	
Anchura del yugo del estator w_{YE} (mm)	9	12	
Radio exterior del rotor r_{ER} (mm)	30.2	49,8	
Radio interior del rotor r_{IR} (mm)	12.5	14	
Anchura del yugo del rotor w_{YR} (mm)	10	16	
Arco del polo del rotor β_R (grados)	32	22	
Longitud del paquete de chapas, l_{PCH} (mm)	61	200	

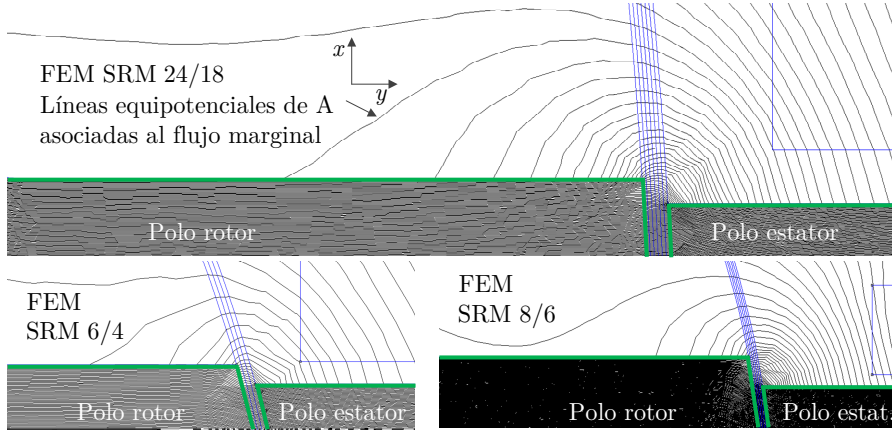
chapas, l_{PCH} , en el prototipo (SRM 24/18), consecuente con un menor valor máximo del flujo total concatenado y del par motor, a pesar del alto valor del radio externo del estator r_{EE} ; d) el reducido valor del número de espiras por polo, N_{EP} , en el SRM 8/6, lo que obliga a trabajar con el doble de la corriente de fase que en los otros dos motores para lograr la saturación del núcleo y con ello un ratio de eficiencia similar, así como, el elevado valor de l_{PCH} y por ende de la potencia que es capaz de desarrollar ese motor.

En las cuatro simulaciones, las líneas de flujo mostradas por el programa FEMM siguen trayectorias equipotenciales similares (el potencial magnético vector \mathbf{A} es constante en cada trayectoria), mostrando una cuasi nula dependencia de la posición del bobinado alrededor del polo del estator, como cabía esperar (ver figura 3.6 (c) y (d)). El detalle de estas trayectorias se muestra en la figura 3.8.

Por otro lado, el análisis en 2D realizado para estos tres motores mediante el FEM posibilita cuantificar el valor medio de la ratio entre flujos en los rangos de corriente ensayados (de 0 a 10 A para el SRM 24/18 y el SRM 6/4 y de 0 a 20 A para el SRM 8/6). El resultado se muestra en la tabla 3.2, donde se puede observar como la ratio entre el flujo marginal y el flujo total es mayor cuanto mayor es el entrehierro, llegando a alcanzar el flujo marginal entorno al 8% del flujo total e incluso a superar el 9% del flujo de solapamiento, siendo la ratio λ_M/λ_T superior en todos los casos a la del λ_D/λ_T .

Los resultados obtenidos de la simulación por el FEMM en 2D ponen de manifiesto la necesidad de la estimación del flujo marginal, siendo este incluso

Figura 3.8. Detalle procedente de la simulación mostrada en la figura 3.6, donde se pueden observar las líneas equipotenciales de \mathbf{A} asociadas al flujo marginal.



más relevante que el flujo de dispersión, tal como se deduce de la ratio λ_M/λ_D . Asimismo, resulta notorio indicar que a pesar de que estos ratios han sido calculados como el promedio de los obtenidos para todos los valores de corriente de fase ensayados ($0:0.5:i_{Fm\acute{a}xima}$), su dependencia con la corriente de fase es leve, siendo inversamente proporcional para λ_M/λ_T y directamente proporcional para λ_D/λ_T .

Prosiguiendo con el análisis de las simulaciones, observando la figura 3.8 se deduce que el flujo marginal se extiende desde el extremo inferior del polo del estator y con sentido hacia el yugo del estator (en la dirección del eje y), una fracción de la altura total del polo del rotor h_{PR} , que denominaremos δ_{MPE} , y cuyo valor tal como se muestra en la tabla 3.2 es muy similar para los tres motores. Siendo la altura del polo del estator afectada por el flujo marginal h_{MPE} igual al producto de δ_{MPE} por h_{PR} .

El resto de líneas en el vacío que afectan a la parte superior restante del polo del estator, representan la trayectoria del flujo de dispersión. Siendo la altura del polo del estator afectada por el flujo de dispersión (en la dirección del eje y), h_{DPE} , igual al producto del factor δ_{DPE} por h_{PE} . Donde δ_{DPE} igual a $1-(h_{MPE}/h_{PE})$, resulta de nuevo prácticamente análogo en los tres motores ensayados (ver tabla 3.1).

En cuanto a la extensión del flujo marginal sobre la arista del polo del rotor (en la dirección del eje y), esta alcanza desde su vértice superior y con sentido hacia el yugo del rotor una altura h_{MPR} , igual a una fracción de su altura total h_{PR} que denominaremos δ_{MP} , siendo δ_{MPR} (o en su caso la relación $\delta_{MPR}/\delta_{MPE}$)

Tabla 3.1. Valores obtenidos como resultado de la simulación por el FEM del prototipo (SRM 24/18), el SRM 6/4 y el SRM 8/6 para las relaciones consideradas en el estudio del flujo marginal.

	$\delta_{MPE}=h_{MPE}/h_{PR}$	$\delta_{DPE}=h_{DPE}/h_{PE}$	$\delta_{MPR}=h_{MPR}/h_{PR}$	$\delta_M=l_M/h_{PR}$	h_{MPR}/h_{MPE}
SRM 24/18	1,94E-01	8,80E-01	5,10E-01	1,86E-01	2,63E+00
SRM 6/4	2,14E-01	9,28E-01	4,61E-01	1,89E-01	2,15E+00
SRM 8/6	2,23E-01	8,62E-01	5,63E-01	2,07E-01	2,53E+00
MEDIA	2,10E-01	8,90E-01	5,11E-01	1,94E-1	2,44E+00

Tabla 3.2. Valores medios de la ratio entre flujos procedentes de la simulación por el FEM del prototipo (SRM 24/18), el SRM 6/4 y el SRM 8/6.

	l_{EH}	λ_M/λ_T	λ_M/λ_P	λ_M/λ_S	λ_D/λ_T	λ_M/λ_D
SRM 24/18	6,00E-04	8,02E-02	8,42E-02	9,20E-02	4,76E-02	1,68E+00
SRM 6/4	3,00E-04	3,72E-02	3,82E-02	3,98E-02	2,78E-02	1,34E+00
SRM 8/6	5,00E-04	8,02E-02	8,41E-02	9,17E-02	4,61E-02	1,74E+00

también muy similar en los tres motores ensayados, tal como se puede observar en la tabla 3.1.

Respecto a la máxima extensión del flujo marginal en la dirección del eje x , esta se ha denominado l_M , la cual, tomando como origen el vértice del polo del rotor y con sentido hacia el vacío, se corresponde con una fracción δ_M de h_{PR} , cuyo valor de nuevo resulta semejante en los tres motores (ver tabla 3.2).

Si bien, el análisis anterior no resulta suficiente para establecer una generalización del comportamiento del flujo marginal en un SRM, sí posibilita una primera aproximación en aquellos de corte clásico. Máxime, considerando que, a pesar de la sustancial diferencia en las dimensiones de los tres motores seleccionados, ciertamente sus valores de δ_{MPE} , δ_{DPE} , δ_{MPR} , $\delta_{MPR}/\delta_{DPE}$ y δ_M resultan similares, confiriéndoles el carácter de figura de mérito.

La determinación de h_{PR} , h_{MPE} y l_M se ha realizado gráficamente mediante las herramientas que facilita el posprocesador del programa FEMM. No satisfechos con ello, se ha ahondado en busca de un procedimiento que permita al menos la determinación analítica de l_M . Habilitando con ello un mecanismo que permita verificar la validez de los valores de las figuras de mérito indicados en la tabla 3.1, y en consecuencia la determinación de h_{PR} , h_{MPE} .

En relación a lo anterior, en [Roshen, 2007] se presenta un estudio en 2D aplicado al caso de un transformador con entrehierro de sección constante. Como resultado, el autor propone sendas expresiones para la determinación, en la región afectada por el flujo marginal, de las componentes $H_x(x,y)$ y

$H_y(x,y)$ de \mathbf{H} y por tanto de su módulo $H(x,y)$, una vez se conoce su valor H_g en un punto (x,y) considerado y coincidente en el eje y con el centro del entrehierro y en el eje x con su extremo. Es decir:

$$H(x,y) = \sqrt{H_x^2(x,y) + H_y^2(x,y)}, \text{ con } H_x(x,y) = \frac{H_g}{2\pi} \ln \left[\frac{x^2 + \left(y - \frac{l_{EH}}{2}\right)^2}{x^2 + \left(y + \frac{l_{EH}}{2}\right)^2} \right] \text{ y} \quad (3.9)$$

$$H_y(x,y) = -\frac{H_g}{\pi} \left[\arctan \left(\frac{x l_{EH}}{x^2 + y^2 - \frac{l_{EH}^2}{4}} \right) + m\pi \right] \text{ y } m \begin{cases} 1 \text{ si } x^2 + y^2 < \frac{l_{EH}^2}{4} \\ 0 \text{ si } x^2 + y^2 > \frac{l_{EH}^2}{4} \end{cases},$$

donde, al asumirse que la reluctancia del entrehierro es muy superior a la del material, se ha despreciado la contribución del material en la determinación de H_g , lo cual, pierde validez cuando el SRM opera en la región de saturación de la curva B - H . Por otro lado, (3.9) se ha obtenido para una sección del entrehierro constante, no siendo así en un SRM. Consecuentemente, el resultado de $H_x(x,y)$ evaluado según (3.9) y verificado mediante el FEM en los motores ensayados, resulta cuantitativamente erróneo. Sin embargo, y esto es lo sustancial, cualitativamente no lo es. En efecto, si las expresiones en (3.9) se normalizan respecto a H_g , el resultado permite estimar la significancia relativa de H en la región del vacío afectada por el flujo marginal. Es decir, estableciendo una de las dos variables x e y como parámetro, es posible determinar el valor porcentual de H/H_g , y en consecuencia el valor de h_{MPE} , h_{MPR} y l_M . Por ejemplo, fijando $y = -l_{EH}/2$ (vértice del polo de rotor) y haciendo crecer x hasta h_{PR} , $H(x, -l_{EH}/2)/H_g$ se corresponde para $x = l_{EH}$ y $x = l_M$, respectivamente, con un 30% y un 5% en el SRM 24/18, con un 35% y un 6% en el SRM 6/4 y con un 38% y un 5% en el SRM 8/6. Resultados que validan el cálculo de l_M en base a la figura de mérito δ_M de la tabla 3.1.

A tenor de lo anterior, resulta posible la determinación aproximada de l_M , h_{MPE} y h_{MPR} en un SRM de corte clásico mediante las figuras de mérito indicadas en la tabla 3.1. En cualquier caso, la validez de la aproximación se puede comprobar tal como se ha explicado sin más que determinar el valor de $H(x=l_M, y=-l_{EH}/2)/H_g$ haciendo uso de (3.9), o de forma inversa calculando el valor de l_M para un valor en torno al 5% de $H(x=l_M, y=-l_{EH}/2)/H_g$, siendo respectivamente h_{MPE} y h_{MPR} del orden de 1,1 y 2,7 veces l_M .

3.4.1. Cálculo de la reluctancia efectiva del entrehierro

El flujo marginal se suele modelar considerando un incremento de la sección efectiva del entrehierro. Este apartado se dedica a la determinación analítica de la reluctancia del entrehierro.

Tras una revisión bibliográfica, las referencias dedicadas a la determinación del flujo marginal en un SRM son extraordinariamente escasas, habiendo sido estudiado este fenómeno principalmente en transformadores. Ello genera la necesidad de adaptar los procedimientos de cálculo disponibles en la literatura para transformadores al caso del SRM, en el cual, a diferencia de un transformador, sus polos (columnas a ambos lados del entrehierro) presentan diferente anchura en el estator y en el rotor. En consecuencia, los resultados que se extraigan de este estudio serán igualmente aplicables a aquellos transformadores, que por analogía simplemente se corresponden con el caso particular de un SRM con polos de igual anchura alineados a ambos lados del entrehierro.

Comenzando con la revisión bibliográfica, en [McLyman, 2011] se propone una expresión empírica que permite determinar un factor de flujo marginal en transformadores, f_M , como el cociente entre una inductancia, L_{P+} , asociada al flujo concatenado principal obtenido considerando el flujo marginal, λ_{P+} , y otra L_{P-} asociada al flujo concatenado obtenido sin considerarlo, λ_{P-} . Es decir:

$$f_M = \frac{L_{P+}}{L_{P-}} = \frac{\lambda_{P+}}{\lambda_{P-}} = 1 + \frac{l_{EH}}{\sqrt{S_N}} \ln \left(\frac{2G}{l_{EH}} \right), \quad (3.10)$$

donde S_N representa la sección del núcleo (supuesta idéntica a ambos lados del entrehierro), G la altura del bobinado (altura de la ventana en un núcleo en C) y l_{EH} la altura del entrehierro. Particularizando (3.10) al SRM, la variable G se habría de corresponder con la suma de la altura del polo del estator más la longitud del entrehierro más la altura del polo del rotor y S_N con S_{EHPRO} (promedio entre la sección del polo del estator y la sección del polo del rotor).

Conocido el valor de f_M y de la reluctancia de solapamiento, \mathcal{R}_{EHs} , la determinación del valor de la reluctancia del entrehierro considerando el flujo marginal, \mathcal{R}_{EHP} , resulta directa:

$$\mathcal{R}_{EHP} = \mathcal{R}_{EHs} \parallel \mathcal{R}_{EHM} = \frac{\mathcal{R}_{EHs}}{f_M} = \frac{1}{f_M} \frac{l_{EH}}{\mu_0 S_{PE}}, \quad (3.11)$$

donde \mathcal{R}_{EHM} es la reluctancia del entrehierro asociada al flujo marginal.

De igual modo, determinada \mathcal{R}_{EHP} , el cálculo de la sección efectiva del entrehierro considerando el flujo marginal, S_{EHP} , resulta inmediato:

$$S_{EHP} = \frac{l_{EH}}{\mu_0 \mathcal{R}_{EHP}}. \quad (3.12)$$

Sección que ha de sustituir a la sección promedio, $S_{EH_{PRO}}$, previamente usada en el algoritmo de cálculo para la determinación del flujo principal λ_P .

Conocidos λ_P y \mathcal{R}_{EH_P} , el flujo de solapamiento y el flujo marginal se calculan como sigue:

$$\lambda_M = \lambda_P - \lambda_S \cong \lambda_P - \lambda_P \frac{\mathcal{R}_{EH_P}}{\mathcal{R}_{EH_S}}. \quad (3.13)$$

La característica λ_M vs. i_F obtenida siguiendo el procedimiento anterior y la determinada mediante el FEM en 2D para los tres motores bajo estudio se representan en la figura 3.13 (ubicada al final del siguiente epígrafe⁸) denotadas en la leyenda como “McLym” y “FEM”, respectivamente. A simple vista, se puede observar que el ajuste entre ambas es bajo para los tres motores, especialmente en el caso del SRM 24/18.

Cuantitativamente, la bondad del ajuste entre la característica λ_P vs. i_F obtenida para los tres motores mediante el procedimiento anterior y la determinada en 2D mediante el FEM se ha evaluado a través del rRMSE. El resultado se muestra numéricamente en la tabla 3.3 (ver nota al pie 8) y gráficamente, tras su normalización a la unidad, en la figura 3.13.

Asumiendo de nuevo idéntica sección del material ferromagnético a ambos lados del entrehierro, en [Kazimierczuk, 2009] se propone otra expresión para la determinación de la reluctancia principal del entrehierro, \mathcal{R}_{EH_P} , en función del factor de flujo marginal:

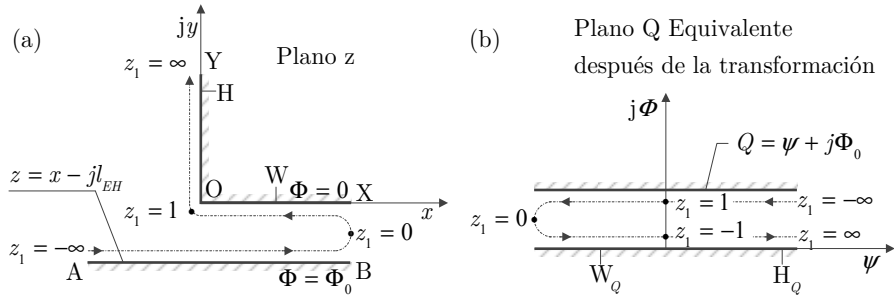
$$\mathcal{R}_{EH_P} = \mathcal{R}_{EH_S} \parallel \mathcal{R}_{EH_M} = \frac{\mathcal{R}_{EH_S}}{f_M} = \frac{l_g}{\mu_0 A_C f_M}; \quad (3.14)$$

siendo

$$f_M = 1 + \left(\frac{l_g}{A_C} \right) \left(\frac{w_f}{l_f} \right) [2(a+b) + 4w_f], \quad (3.15)$$

⁸ Con el fin de poder comparar todos los procedimientos que se estudian en esta tesis para la determinación del flujo marginal, los resultados que de estos proceden se muestran en la figura 3.13 y en la tabla 3.3, de ahí la ubicación de ambas al final del siguiente epígrafe.

Figura 3.9. Representación geométrica de la estructura básica para la determinación de la permeancia del entrehierro en un transformador propuesta en [Balakrishnan, 1997]. Izquierda: plano original (variable compleja z). Derecha: plano equivalente (variable compleja Φ después de aplicar la transformación geométrica de Schwarz-Christoffel).



donde a , b y A_C son la anchura, la profundidad y el área, respectivamente, de la sección recta del material a ambos lados del entrehierro, l_g la longitud del entrehierro, w_f la distancia entre el borde del material y la línea más alejada del flujo marginal y l_f la longitud de esta. Obviamente tanto w_f y l_f se desconocen, si bien el autor para núcleos de sección recta, como es el caso, propone considerar $w_f=l_g$ y $l_f=2l_g$.

El resultado de aplicar la expresión (3.14) se ha indicado con “Kazim” en la tabla 3.3 y en la figura 3.13. Si este se compara con el precedente de (3.10), se observa una clara mejoría, especialmente para los motores SRM 6/4 y SRM 24/18.

En [Balakrishnan, 1997] una vez verificadas las condiciones de Cauchy-Riemann, se determina la capacidad por unidad de longitud (eje z), C , entre un plano horizontal infinito AB y otros dos planos semi infinitos y ortogonales OY y OX (figura 3.9) haciendo uso de la transformada de Schwarz-Christoffel, siendo el plano OX paralelo al plano AB y situado a una distancia l_{EH} . Conocida la expresión que determina C , es decir: $C=\epsilon_0 F(g)$, donde ϵ_0 es la permitividad del vacío y $F(g)$ representa la geometría entre placas de conductividad infinita, resulta inmediato obtener por analogía la permeancia por unidad de longitud (eje z), P , entre dos superficies de permeabilidad infinita con la misma geometría: $P=\mu_0 F(g)$ (para mayor detalle ver [Muhlethaler, 2011] y [Thomson, 1893]).

Particularizando el estudio a una región acotada en el plano horizontal OX de longitud OW, y otra de longitud OH en el plano vertical OY, correspondientes, respectivamente, a la cara horizontal vista en el entrehierro (plano x - z) de la columna central de un transformador con núcleo EE y a una de las dos caras verticales de esa columna (plano y - z), es posible determinar la

reluctancia del entrehierro considerando el flujo marginal, siempre y cuando la permeancia del material magnético resulte mucho mayor que el cociente entre la longitud del entrehierro y la longitud de la trayectoria media del flujo a través del material.

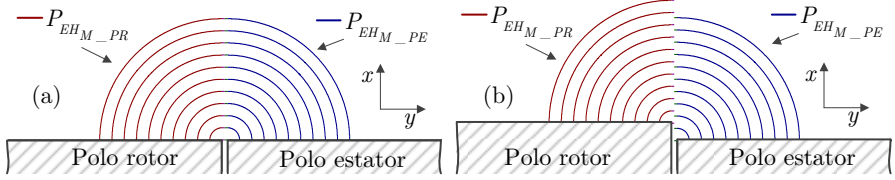
El resultado obtenido tras adaptar el procedimiento descrito para transformadores con entrehierro de sección constante en [Balakrishnan, 1997] al caso más genérico del SRM, conduce, considerando la contribución del flujo de solapamiento y del flujo marginal, a la determinación de la reluctancia del entrehierro, \mathcal{R}_{EHP} , mediante la expresión:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{EHP} &= \mathcal{R}_{EHP_E} + \mathcal{R}_{EHP_R} = \frac{1}{P_{EHP_E}} + \frac{1}{P_{EHP_R}} = \dots \\ \dots &= \frac{1}{2\mu_0 l_{PCH}} \left[\frac{1}{\frac{w_{PE}}{l_{EH}} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi y_{MPE}}{2l_{EH}} \right)} + \frac{1}{\frac{w_{PR}}{l_{EH}} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi y_{MPR}}{2l_{EH}} \right)} \right], \end{aligned} \quad (3.16)$$

donde se ha considerado que: a) \mathcal{R}_{EHP} se obtiene como la suma de la contribución de la reluctancia entre el polo el estator y un plano horizontal situado en la mitad del entrehierro, \mathcal{R}_{EHP_E} , y la correspondiente entre ese plano y el polo del rotor, \mathcal{R}_{EHP_R} ; b) los polos del SRM están delimitados por líneas rectas (conducción necesaria para operar con la transformada de Schwarz-Christoffel); c) la porción OW del plano OX se corresponde con la mitad de cara horizontal en el entrehierro de un polo (plano x, z), la porción OH del plano OY con una de las dos caras perpendiculares (plano y, z) al plano OY de dicho polo y el plano AB con el situado justo en la mitad del entrehierro; d) el polo del rotor y del estator presentan diferentes dimensiones tanto en altura como en anchura; e) la longitud OW (eje x) en el cálculo de \mathcal{R}_{EHP_E} y \mathcal{R}_{EHP_R} son la mitad de la anchura del polo del estator w_{PE} y del polo del rotor w_{PR} , respectivamente; f) La longitud OH (eje y) en el cálculo de \mathcal{R}_{EHP_E} y \mathcal{R}_{EHP_R} , son, respectivamente, y_{MPE} e y_{MPR} .

En cuanto a las determinación de y_{MPE} e y_{MPR} , cuando el entrehierro divide la columna de un transformador en dos partes de distinta altura, en [Balakrishnan, 1997] se propone considerarlas iguales a la altura de la menor. Así, de forma análoga, en el caso del SRM y_{MPE} e y_{MPR} habrían de corresponderse con h_{PR} , lo cual, discuerda con los resultados de las simulaciones mediante el FEM mostrados en la tabla 3.1 (especialmente, en la región del estator, donde y_{MPE} resulta en torno a un 20% de h_{PR}).

Figura 3.10. (a) Representación de la trayectoria de las líneas de flujo marginal para el cálculo de la permeancia marginal en el entrehierro según [Shang-Hsun, 2009]. (b) Trayectoria que deberían seguir las líneas de flujo marginal atendiendo al resultado de \mathcal{N}_{EHP} que deriva de la expresión (3.16) para $y_{PEM} = y_{PRM}$.



El resultado de aplicar (3.16) considerando $y_{MPE} = y_{MPR} = h_{MPR}$ se indica en la tabla 3.3 y en la figura 3.13 como “Balak”, siendo este peor que en el obtenido siguiendo el procedimiento previo.

Con el fin de mantener la coherencia con lo observado en las simulaciones mediante el FEM, donde el flujo marginal se extiende desde el entrehierro hacia los polos una distancia menor a h_{PR} , especialmente hacia el polo del estator, (3.16) se ha reevaluado asignando a y_{MPE} y y_{MPR} , respectivamente, los valores de h_{MPE} y h_{MPR} obtenidos en el epígrafe anterior. El resultado, indicado en la tabla 3.3 y en la figura 3.13 como como “Blk hm” muestra una clara mejora respecto al obtenido partiendo de la hipótesis $y_{MPE} = y_{MPR} = h_{MPR}$, la cual, a la luz de los resultados, se ha revelado poco precisa para un SRM.

La hipótesis anterior ($y_{MPE} = y_{MPR} = h_{PR}$) se propone de nuevo en [Shang-Hsun, 2009] para la determinación de la permeancia P_{EHM} asociada al flujo marginal en un SRM. Si bien, la metodología de cálculo en este trabajo sigue un procedimiento distinto, a saber, \mathcal{N}_{EHP} se obtiene como suma (mediante integración) de los diferenciales de permeancia de cada uno de los tubos que rodean las trayectorias equipotenciales de \mathbf{A} asociadas al flujo marginal. Donde se asume que: a) el polo del estator y el polo del rotor presentan idéntica anchura, con un valor igual al promedio de la de ambos; b) las trayectorias de flujo marginal a cada lado del entrehierro, se componen de dos cuartos de circunferencia, estando uno de ellos centrado en el vértice del polo del estator, con origen en la artista de ese polo del estator y fin en el plano horizontal superior del entrehierro, y el otro centrado en el vértice del polo del rotor con origen en la artista de ese polo del rotor y fin en el plano horizontal inferior del entrehierro, quedando ambos cuartos de circunferencia unidos entre sí por una línea vertical situada entre los planos horizontal superior e inferior del entrehierro (ver figura 3.10 (a)); c) dichas trayectorias son concéntricas y con radio creciente desde cero hasta la altura del polo del rotor h_{PR} , lo cual, posibilita el cálculo de \mathcal{N}_{EHP} , como la inversa de la suma de la permeancia de solapamiento P_{EHS} , ya definida (3.6) y una permeancia marginal, P_{EHM} , tal que:

$$\begin{aligned}
\mathfrak{R}_{EH_P} &= \frac{1}{P_{EH_M} + P_{EH_S}} = \frac{1}{2 \int_0^{h_{PR}} \frac{\mu_0 l_{PCH}}{l_{EH} + \pi r} dr + \frac{\mu_0 (w_{PE} + w_{PR}) l_{PCH}}{2l_{EH}}} = \dots \\
&\dots = \frac{1}{\mu_0 l_{PCH} \left[\frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi h_{PR}}{l_{EH}} \right) + \frac{(w_{PE} + w_{PR})}{2l_{EH}} \right]}.
\end{aligned} \tag{3.17}$$

El resultado de aplicar (3.17) en la determinación del flujo concatenado en los tres motores se indica en la tabla 3.3 y en la figura 3.13 como “Shang”. De los procedimientos vistos hasta el momento, este es el que globalmente muestra un menor grado de ajuste. No obstante, las ideas expuestas en ese trabajo han sido de gran utilidad para determinar la expresión de la reluctancia del entrehierro propuesta en el siguiente epígrafe.

Como curiosidad indicar que al comparar (3.17) y (3.16), se colige que (3.17) es un caso particular de (3.16) considerando como límite de integración superior en (3.17) $h_{PR}/2$, la misma anchura w_{PE} para ambos polos en (3.16) y el cumplimiento de las dos siguientes relaciones: $\pi h_{PR}/2l_{EH} \gg 1$ y $\ln(\pi h_{PR}/2l_{EH}) \gg 1$. Siendo en general, tanto en un SRM como en un transformador, muy holgado el cumplimiento de la primera de ellas, pero no el de la segunda. Concretamente, en los motores ensayados $\pi h_{PR}/2l_{EH}$ y $\ln(\pi h_{PR}/2l_{EH})$ se encuentran, respectivamente, en el rango 40,3-62,2 y 3,7-4,1.

Así, verificadas las condiciones anteriores, resulta mucho más sencillo obtener (3.16) mediante el procedimiento seguido para la determinación de (3.17) que mediante la aplicación de la transformada de Schwarz-Christoffel. En ese caso, $\mathfrak{R}_{EH_{PE}}$ habrá de calcularse como la inversa de la suma de una permeancia de solapamiento $P_{EHS(PE)}$ y otra marginal $P_{EH_M(PE)}$ asociadas a la región superior al plano horizontal que divide simétricamente el entrehierro (plano central).

Para el cálculo de $P_{EH_M(PE)}$ se asume que el flujo marginal forma trayectorias concéntricas a ambos lados del polo del estator, las cuales, describen cuartos de circunferencia con radio creciente desde 0 hasta $h_{PR}/2$, centro en el vértice del polo, inicio en la arista vertical y fin en una recta tangente a cada trayectoria, que se extiende desde el plano horizontal superior del entrehierro hasta el plano central (ver figura 3.10 (b)). Esto es:

$$\begin{aligned}
\mathcal{K}_{EH_{PE}} &= \frac{1}{P_{EH_{S(PE)}} + P_{EH_{M(PE)}}} = \frac{1}{\frac{\mu_0 w_{PE} l_{PCH}}{l_{EH}} + 2 \int_0^{h_{PR}/2} \frac{\mu_0 l_{PCH}}{l_{EH} + \frac{\pi}{2} r} dr} = \dots \\
&\dots = \frac{1}{2\mu_0 l_{PCH} \left[\frac{w_{PE}}{l_{EH}} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi h_{PR}}{2l_{EH}} \right) \right]}.
\end{aligned} \tag{3.18}$$

De igual modo $\mathcal{K}_{EH_{PR}}$ es la suma de una permeancia de solapamiento $P_{EH_{S(PR)}}$ y otra marginal $P_{EH_{M(PR)}}$ asociadas a la región inferior al plano horizontal que divide simétricamente el entrehierro. Donde $P_{EH_{M(PR)}}$ se calcula asumiendo que el flujo marginal en el lado del rotor forma trayectorias concéntricas, a ambos lados del polo del rotor, que describen cuartos de circunferencia con radio creciente desde 0 hasta $h_{PR}/2$, con centro en el vértice del polo, inicio en la arista vertical y fin en una recta tangente a cada trayectoria que se extiende desde el plano horizontal inferior del entrehierro hasta el plano central (ver figura 3.10 (b)). Tal que:

$$\mathcal{K}_{EH_{PR}} = \frac{1}{P_{EH_{S(PR)}} + P_{EH_{M(PR)}}} = \frac{1}{2\mu_0 l_{PCH} \left[\frac{w_{PR}}{l_{EH}} + \frac{2}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi h_{PR}}{2l_{EH}} \right) \right]}. \tag{3.19}$$

Finalizando con la revisión bibliográfica, en [Carter, 1926] se estudia la metodología a seguir haciendo uso de la transformada de Schwarz-Christoffel, para el cálculo de la sección efectiva en los tipos más comunes de entrehierro de un actuador electro-dinámico. Tomando como base ese trabajo y otro anterior, donde se justifica el origen del coeficiente de Carter σ_C [Carter, 1901], en [Corda, 1979] se plantea una expresión para la determinación de la sección efectiva del entrehierro en un SRM considerando el flujo marginal:

$$\begin{aligned}
S_{EH_p} &= \left[t + (1 - \sigma_C) s \right] l_{PCH} \\
\text{donde: } t &= (r_{ER} + l_{EH}) \beta_E; \quad s = r_{ER} (\beta_R - \beta_S) \\
\text{y } \sigma_C &= \frac{2}{\pi} \left[\arctan \left(\frac{s}{2l_{EH}} \right) - \frac{l_{EH}}{s} \ln \left(1 + \left(\frac{s}{2l_{EH}} \right)^2 \right) \right].
\end{aligned} \tag{3.20}$$

En los trabajos originales ([Carter, 1901] y [Carter, 1926]) la expresión (3.20) se corresponde con la de un actuador con polos salientes únicamente en una de las dos partes del entrehierro. Es decir, se considera el caso de un entrehierro constituido por dos polos de una misma corona separados horizontalmente a una distancia s (en la adaptación propuesta en [Corda, 1979] s se sustituye por la diferencia de la anchura de dos polos alineados en coronas

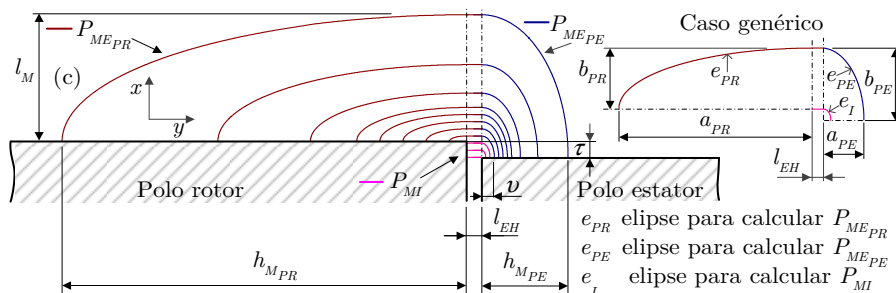
enfrentadas), estando a su vez estos polos de anchura t separados verticalmente una distancia l_{EH} de una superficie equipotencial. Así, el cálculo de la reluctancia efectiva de ese entrehierro, cuya longitud como consecuencia del flujo marginal ha cambiado, es equivalente al de otro con la misma longitud l_{EH} pero con s reducida en un factor σ_C . Sin embargo, si como sucede con un SRM el actuador presenta polos salientes en coronas enfrentadas, la expresión (3.20) resulta inadecuada [Carter, 1926]. Asimismo, en el algoritmo de cálculo la anchura del polo del rotor es considerada igual a la sección efectiva del entrehierro obtenida según (3.20), lo cual es una fuente de error con el motor fuertemente saturado.

El resultado de la determinación del flujo marginal mediante (3.20) se ha indicado como “Corda” en la tabla 3.3 y en la figura 3.13, donde se puede observar como en dos motores con una longitud de entrehierro similar (SMR 8/6 y SRM 24/18), este mejora al aumentar la diferencia de anchura entre el polo del rotor y el polo de estator. Ello es coherente con la aproximación del coeficiente de Carter empleada en (3.20) para un actuador con polos salientes únicamente en uno de los dos lados del entrehierro.

De todos los procedimientos estudiados en este epígrafe para el cálculo del flujo marginal en un SRM, el propuesto en [Corda, 1979] es el que genéricamente mejores resultados ofrece. Sin embargo, no parece resultar adecuado en motores donde el cociente entre la diferencia de anchura entre el polo del rotor y el estator y la longitud del entrehierro es bajo, como sucede con el SRM 24/18. En ese caso el uso de (3.16) en lugar (3.20) considerando $y_{MPE}=h_{MPE}$ e $y_{MPR}=h_{MPR}$ ofrece un resultado levemente mejor.

No obstante, al comparar la geometría de las líneas de flujo que se observan en las simulaciones por el FEM mostradas en la figura 3.8 y las que habrían de describir las mostradas en la figura 3.10 (b) si (3.16) se aproximase como suma de (3.18) y (3.19), se observa un claro desajuste, máxime, si se tiene en cuenta que en la figura 3.10 (b) las líneas, al contrario de lo que debería suceder, no llegan a cerrarse. Una posible solución, tal como se muestra en la figura 3.10 (a), pasa por considerar la misma anchura para el polo del rotor y del estator y por ende del entrehierro. Sin embargo, esa aproximación conduce a la expresión (3.17), la cual, se ha demostrado inadecuada. Por otro lado, las líneas equipotenciales de \mathbf{A} mostradas en la figura 3.8, se ha comprobado que no describen trayectorias circulares, sino más bien elípticas, especialmente en la región del rotor.

Figura 3.11. Solución geométrica propuesta para la determinación de las permeancias asociadas al flujo marginal. Izquierda: representación de la trayectoria de las líneas de flujo internas y externas. Derecha: detalle de una trayectoria genérica externa e interna.

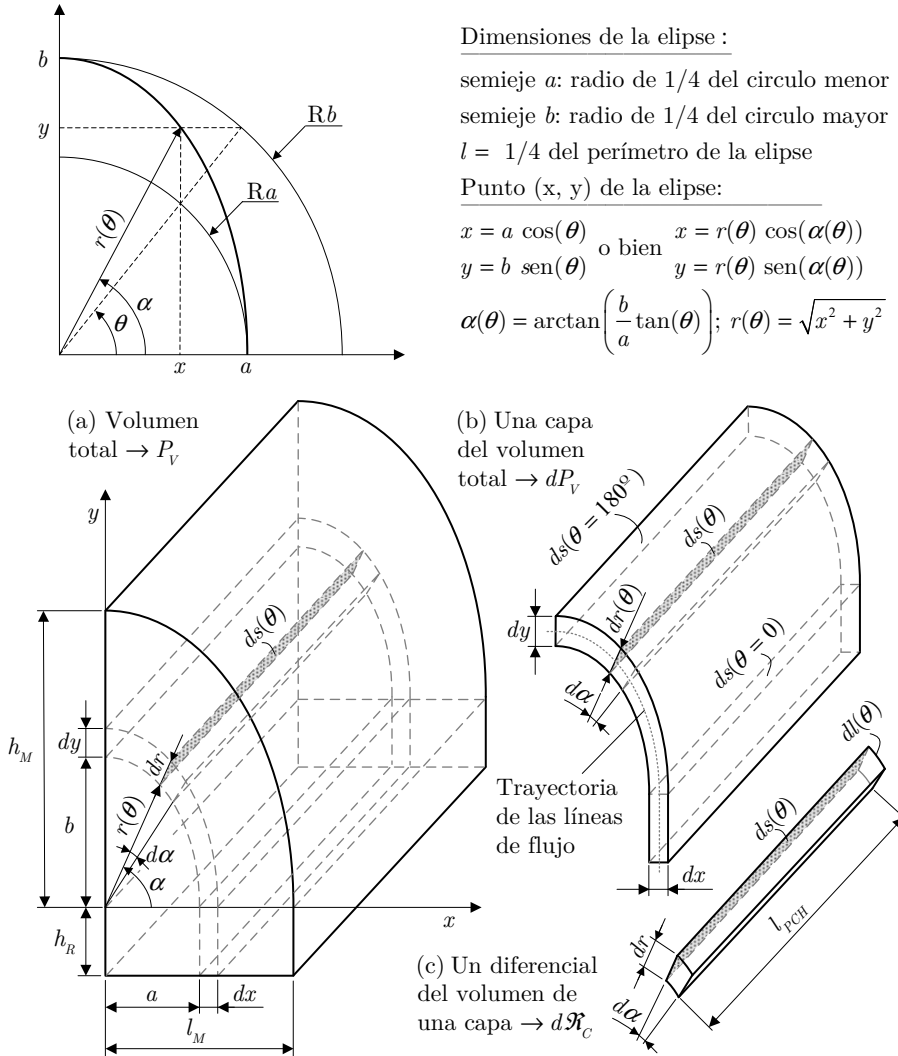


3.4.2. Expresión propuesta de la reluctancia del entrehierro

Con el objeto de resolver la problemática anterior, a continuación, se propone un procedimiento para la estimación de la reluctancia del entrehierro, cuya interpretación gráfica se muestra en la figura 3.11. Para ello se plantea descomponer la permeancia total asociada al flujo marginal en dos partes: a) una reluctancia marginal interna, \mathcal{R}_{MI} , asociada a las trayectorias del flujo que parten del polo del estator y alcanzan la superficie del polo del rotor que sobresale de la del polo del estator, y b) una reluctancia marginal externa, \mathcal{R}_{ME} , correspondiente al resto de trayectorias, pero a diferencia de [Shang-Hsun, 2009] conservando la distinta anchura de los polos. Ambas reluctancias se determinan, respectivamente, a partir de sus correspondientes permeancias marginales interna, P_{MI} , y externa, P_{ME} , siendo P_{ME} la suma de dos permeancias, P_{MEPE} y P_{MEPR} , correspondientes, respectivamente, a las trayectorias entre el polo del estator y el comienzo del entrehierro y a las localizadas entre el comienzo del entrehierro y el polo del rotor.

Conocidas las dimensiones de las trayectorias elípticas que describen las líneas del flujo marginal (estas se deducen de las propias del motor y del cálculo de l_M , $h_{M_{PE}}$ $h_{M_{PR}}$ indicado en el epígrafe anterior) es posible afrontar la determinación de las permeancias P_{MI} y P_{ME} . No obstante, su cálculo no es directo, por lo que inicialmente se abordará sobre una permeancia genérica para facilitar su comprensión. Así, supongamos que la región de aire cuya permeancia se quiere calcular, P_V , se corresponde con un cuarto de cilindro elíptico unido a un prisma rectangular como se muestra en la figura 3.12 (a).

Figura 3.12. Solución geométrica propuesta para la determinación de las permeancias asociadas al flujo marginal. Superior: representación de una elipse, dimensiones y expresiones paramétricas de un punto (x, y) de la elipse. Inferior: (a) representación gráfica del volumen de un cilindro elipsoidal más un prisma rectangular; (b) una capa de ese volumen y (c) un diferencial del volumen de esa capa.



Si el volumen del conjunto se divide en capas, como sucedería en una porción de una cebolla con la misma geometría, la permeancia P_V se calculará como la suma mediante integración de los diferenciales de permeancia de P_V , dP_V , que representan la permeancia de cada una de las capas (figura 3.12 (b)). Por otro lado, dP_V es la inversa de la reluctancia de una capa, \mathcal{R}_C . La cual, se

calcula como la suma mediante integración de los diferenciales de reluctancia, $d\mathcal{R}_C$, del seudo diferencial de volumen (en su cálculo se considera la longitud completa l_{PCH} en lugar de un diferencial de esta dl_{PCH} , evitándose una integración adicional) de cada capa mostrado en la figura 3.12 (c).

Dada la trayectoria de las líneas de flujo, una capa representa un tubo de flujo, el cual en su región elíptica exhibe una sección ds y una longitud l dependientes del ángulo θ . Como un diferencial de esa región (figura 3.12 (c)) se corresponde con una reluctancia de longitud dl y sección ds , el cálculo de la reluctancia de la región elíptica de una capa (o tubo) \mathcal{R}_E implica la suma mediante la integración definida en $d\theta$ entre 0 y $\pi/2$ de los diferenciales de reluctancia, $d\mathcal{R}_E$, en que esa región se divide. En cuanto al cálculo de la reluctancia de la región rectangular del tubo, \mathcal{R}_R , este resulta directo, es decir, $\mathcal{R}_R = h_E/(\mu_0 ds(\theta=0))$, siendo \mathcal{R}_C la suma de \mathcal{R}_E y \mathcal{R}_R .

Por otro lado, los valores máximos l_M y h_M de los semiejes a y b de la elipse mostrada en la figura 3.12 (a) se corresponden, respectivamente, con l_M o $l_M + \tau$ y con v , h_{MPE} o h_{MPR} dependiendo de la permeancia de la trayectoria de las líneas de flujo (mostradas en la figura 3.11) que se esté calculando. Así, dado que el valor de las relaciones mostradas en la tabla 3.1 no exhiben variaciones significativas entre los tres motores ensayados, tampoco lo hará la relación genérica h_M/l_M . En consecuencia, denominado k_M al cociente h_M/l_M , y dada la igualdad entre h_M/l_M y b/a , b se puede expresar como ak_M .

Siguiendo con el razonamiento, un punto (x, y) en la elipse expresado en coordenadas paramétricas, se corresponde con $(a \cos(\theta)$ y $b \sin(\theta))$, y más concretamente en este caso con $(a \cos(\theta), k_M a \sin(\theta))$. Así, atendiendo a la trayectoria de las líneas de flujo, P_V , será el resultado de la suma mediante la integración definida en da , entre 0 y l_M de la permeancia de cada capa dP_V .

En consecuencia, considerando que:

$$\begin{aligned}
 x &= a \cos(\theta); \quad y = b \sin(\theta); \quad b = k_M a; \\
 r &= \sqrt{x^2 + y^2} = \sqrt{(a \cos(\theta))^2 + (b \sin(\theta))^2} = a \sqrt{\cos^2(\theta) + k_M^2 \sin^2(\theta)}; \\
 ds &= l_{PCH} dr \Big|_{\theta=cte} = l_{PCH} da \sqrt{\cos^2(\theta) + k_M^2 \sin^2(\theta)} = l_{PCH} da \sqrt{1 + k_M^2 \tan^2(\theta)} \quad (3.21) \\
 y \quad dl &= \sqrt{(dx)^2 + (dy)^2} \Big|_{b=cte} = d\theta \sqrt{a^2 \sin^2(\theta) + b^2 \cos^2(\theta)} = \dots \\
 \dots &= d\theta \quad a \sqrt{\sin^2(\theta) + k_M^2 \cos^2(\theta)} = d\theta \quad a \sqrt{\tan^2(\theta) + k_M^2},
 \end{aligned}$$

la reluctancia de la región elíptica de una capa se calcula como sigue:

$$\mathcal{R}_E = \frac{l}{\mu_0 ds} = \int_0^{\pi/2} d\mathcal{R}_E = \int_0^{\pi/2} \frac{dl}{\mu_0 ds} = \frac{a}{\mu_0 l_{PCH} da} \int_0^{\pi/2} \sqrt{\frac{k_M^2 + \tan^2(\theta)}{1 + k_M^2 \tan^2(\theta)}} d\theta. \quad (3.22)$$

De igual modo, la reluctancia de la región rectangular es igual a:

$$\mathcal{R}_R = \int_{-h_R}^0 d\mathcal{R}_p = \int_{-h_R}^0 \frac{dl}{\mu_0 ds} = \frac{1}{\mu_0 l_{PCH} da} \int_{-h_R}^0 dy = \frac{h_R}{\mu_0 l_{PCH} da}, \quad (3.23)$$

con

$$x = a; y = l; b = k_M a; ds = l_{PCH} dx = l_{PCH} da; dl = dy, \quad (3.24)$$

siendo la suma de (3.22) y (3.23) la reluctancia de una capa:

$$\mathcal{R}_C = \frac{1}{\mu_0 l_{PCH} da} \left[h_p + a \int_0^{\pi/2} \sqrt{\frac{k_M^2 + \tan^2(\theta)}{1 + k_M^2 \tan^2(\theta)}} d\theta \right]. \quad (3.25)$$

Conocida \mathcal{R}_C , la permeancia del volumen completo resulta:

$$P_V = \int_0^{l_M} dP_V = \int_0^{l_M} \frac{1}{\mathcal{R}_C} = \mu_0 l_{PCH} \int_0^{l_M} \frac{da}{h_R + a f_M(\theta)}, \quad (3.26)$$

donde

$$f_M(\theta) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\frac{k_M^2 + \tan^2(\theta)}{1 + k_M^2 \tan^2(\theta)}} d\theta = \dots = -i \left[F \left(i \sinh^{-1} \left(\sqrt{\frac{\tan^2(\theta)}{k_M^2}} \right) \middle| k_M^4 \right) \right. \\ \left. + (k_M^2 - 1) \Pi \left(k_M^2; i \sinh^{-1} \left(\frac{\tan^2(\theta)}{k_M^2} \right) \middle| k_M^4 \right) \right]_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}. \quad (3.27)$$

La solución de P_V tal como se muestra en (3.26) conlleva resolver una integral elíptica de primera clase $F(\phi|m)$ y otra de tercera $\Pi(n; \phi|m)$.

En la actualidad aplicaciones informáticas como Mathematica o Matlab facilitan esa tarea mediante métodos de cálculo numérico. No obstante, con el fin de proporcionar una expresión más sencilla, se propone utilizar una aproximación para obtener un cuarto, l , del perímetro de una elipse. Así, considerando la excentricidad de las elipses que describen las líneas de flujo (especialmente en la región del rotor) y aunando simplicidad y precisión de cálculo, se ha optado entre las descritas en [Almkvist, 1988] por la aproximación Ramanujan. Por otra parte, analizado $r(\theta)$, este exhibe un comportamiento lineal en un amplio rango, saturando en los extremos. En consecuencia, el promedio de los semiejes de la elipse es muy próximo al valor medio de $r(\theta)$, por el cual se decide aproximar $r(\theta)$. En esas condiciones, $f_M(\theta)$ resulta igual a la variable t_M , únicamente dependiente de k_M . A saber:

$$b = k_M a; \quad r(\theta) \cong \frac{a+b}{2} = a \left(\frac{1+k_M}{2} \right); \quad ds = l_{PCH} dr \Big|_{\theta=c/c} \cong l_{PCH} da \left(\frac{1+k_M}{2} \right);$$

$$\frac{1}{4} \text{perímetro elipse} = l \cong \frac{\pi}{4} \left[3(a+b) - \sqrt{(3a+b)(a+3b)} \right]; \quad (3.28)$$

$$f_M(\theta) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sqrt{k_M^2 + \tan^2(\theta)}}{\sqrt{1+k_M^2 \tan^2(\theta)}} d\theta \cong t_M = \frac{\pi \left[3(1+k_M) - \sqrt{(3+k_M)(1+3k_M)} \right]}{2(1+k_M)},$$

resultando P_V :

$$P_V \cong \mu_0 l_{PCH} \int_0^{l_M} \frac{da}{h_R + at_M} = \frac{\mu_0 l_{PCH}}{t_M} \ln \left(1 + \frac{t_M l_M}{h_R} \right). \quad (3.29)$$

Nótese que la integral en (3.29) no converge si siendo cero el límite de integración inferior se anula la constante h_R en el denominador.

Determinada P_V , el cálculo de P_{MI} se obtiene considerando en (3.28) $h_R = l_{EH}$, $l_M = \tau$ y en (3.29) $k_M = h_M/l_M = k_{MPE} = h_{MPE}/(l_M + \tau)$, $t_M(k_M = k_{MPE}) = t_{MPE}$. Es decir:

$$P_{MI} \cong \mu_0 l_{PCH} \int_0^{\tau} \frac{da}{h_R + at_{MPE}} = \frac{\mu_0 l_{PCH}}{t_{MPE}} \ln \left(1 + \frac{t_{MPE} \tau}{l_{EH}} \right). \quad (3.30)$$

Asumiendo que los límites de integración superior e inferior son, respectivamente, τ y l_M y que $h_R = 0$ en (3.29) y que en (3.28) h_M es igual a h_{MPE} y por consiguiente k_M es igual a k_{MPE} , siendo de nuevo $t_M = t_{MI}$, la permeancia P_{MEPE} se calcula como sigue:

$$P_{MEPE} \cong \mu_0 l_{PCH} \int_{\tau}^{h_{PEM}} \frac{da}{at_{MPE}} = \frac{\mu_0 l_{PCH}}{t_{MPE}} \ln \left(\frac{l_M}{\tau} \right). \quad (3.31)$$

En el cálculo de la permeancia P_{MEPR} se sigue el mismo procedimiento, pero en este caso $h_R = l_{EH}$, $l_M = l_M$, $h_M = h_{MPE}$, $k_M = k_{MPR} = h_{MPE}/l_M$ y $t_M(k_M = k_{MPR}) = t_{MPR}$. Esto es:

$$P_{MEPR} \cong \mu_0 l_{PCH} \int_0^{l_M} \frac{da}{l_{EH} + at_{MPR}} = \frac{\mu_0 l_{PCH}}{t_{MPR}} \ln \left(1 + \frac{t_{MPR} l_M}{l_{EH}} \right), \quad (3.32)$$

siendo P_{ME} la suma de la inversa de P_{MEPE} y P_{MEPR} :

$$P_{ME} = \frac{P_{MEPE} P_{MEPR}}{P_{MEPE} + P_{MEPR}}. \quad (3.33)$$

Y dado que las líneas de flujo son simétricas a ambos lados del entrehierro, la permeancia total asociada al flujo marginal, P_{EHM} , resulta el doble de la suma de P_{ME} y P_{MI} .

Conocidas P_{EHM} y P_{EHS} , la reluctancia del entrehierro, considerando el flujo marginal, \mathcal{R}_{EHP} , se calcula como la inversa de la suma de ambas:

$$\begin{aligned}
\mathfrak{R}_{EH_P} &= \frac{l_{EH}}{\mu_0 S_{EH_P}} = \frac{1}{P_{EH_M} + P_{EH_S}} = \frac{1}{2(P_{MI} + P_{ME}) + \frac{\mu_0 w_{PE} l_{PCH}}{l_{EH}}} = \dots \\
&= \frac{1}{\mu_0 l_{PCH} \left[\frac{w_{PE}}{l_{EH}} + \frac{2}{t_{MPE}} \left(\ln \left(1 + \frac{t_{MPE} \tau}{l_{EH}} \right) + \frac{\ln \left(\frac{l_M}{\tau} \right) \ln \left(1 + \frac{t_{MPR} l_M}{l_{EH}} \right)}{\frac{t_{MPR}}{t_{MPE}} \ln \left(\frac{l_M}{\tau} \right) + \ln \left(1 + \frac{t_{MPR} l_M}{l_{EH}} \right)} \right) \right]}. \quad (3.34)
\end{aligned}$$

El resultado de estimar el flujo marginal mediante (3.34) en los tres motores se indica numéricamente en la tabla 3.3 y gráficamente denotado como “Propu” en la figura 3.13. Comparando este, con el obtenido al aplicar el resto de expresiones estudiadas en esta tesis para la determinación de \mathfrak{R}_{EH_P} , se deduce que la característica flujo marginal *vs.* corriente de fase obtenida mediante (3.34) es la que mejor se ajusta a la procedente de la simulación por el FEM para los tres motores, especialmente en aquellos con una longitud de entrehierro típica, como son el SRM 24/18 o el SRM 8/6, donde el flujo marginal es ciertamente significativo (tabla 3.2).

3.5. Determinación del flujo principal

El flujo concatenado principal, considerando el flujo marginal, se determina aplicando el algoritmo de cálculo propuesto en la figura 3.4, habiendo sustituido previamente en la expresión (3.2) el valor de la reluctancia del entrehierro, \mathfrak{R}_{EH_P} , obtenido en (3.3) por el procedente de (3.34). Formalmente la situación equivale a trabajar con un motor cuya sección efectiva de entrehierro, S_{EH_P} , es ligeramente superior a la de solapamiento, S_{EH_S} , como consecuencia de la contribución del flujo marginal, $\Delta_M S_{EH_S}$. Es decir:

$$S_{EH_P} = S_{EH_S} + \Delta_M S_{EH_S} = S_{EH_S} + \frac{l_{EH} P_{EH_M}}{\mu_0}. \quad (3.35)$$

Conocido el flujo principal y la reluctancia efectiva del entrehierro, es posible determinar el flujo concatenado marginal λ_M tal como se indica en (3.13), o bien como el producto de una constante ζ_M , que se denominará factor marginal, por el flujo concatenado principal, λ_P . Esto es:

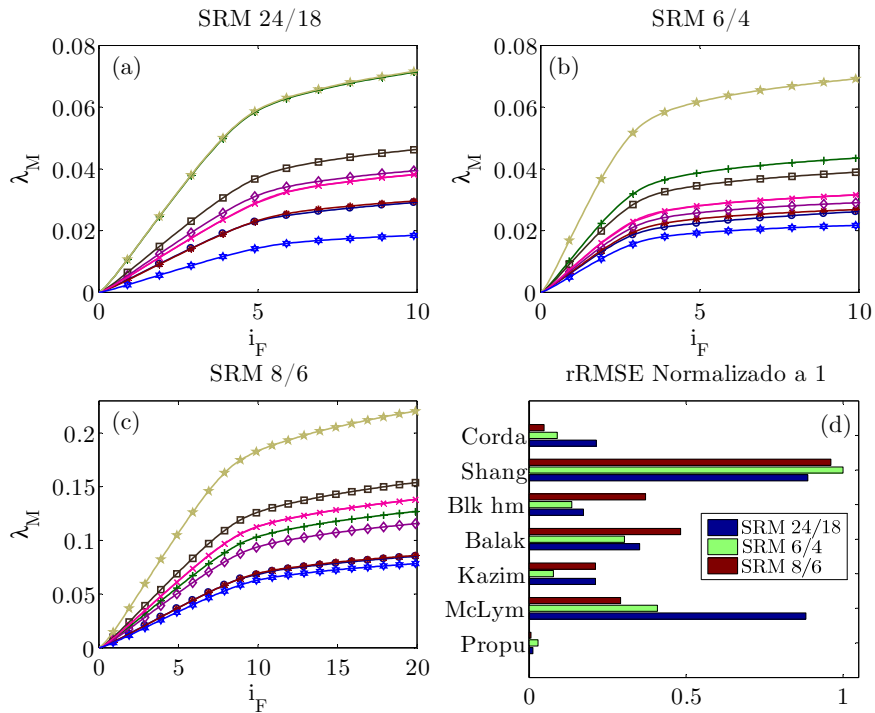
$$\lambda_M = \lambda_P \zeta_M = \lambda_P \mathfrak{R}_{EH_P} P_{EH_M}. \quad (3.36)$$

Tabla 3.3. rRMSE entre el flujo marginal obtenido de la simulación mediante el FEM y el determinado analíticamente a través de diferentes métodos para los tres motores analizados.

SRM	McLym	Kazim	Balak	Blk hm	Shang	Corda	Propu
24/18	1,52E+00	3,63E-01	6,06E-01	2,98E-01	1,53E+00	3,69E-01	2,07E-02
6/4	7,02E-01	1,34E-01	5,21E-01	2,33E-01	1,72E+00	1,54E-01	4,84E-02
8/6	5,01E-01	3,64E-01	8,29E-01	6,37E-01	1,65E+00	8,22E-02	1,08E-02

Figura 3.13. (a), (b) y (c) Característica flujo marginal *vs.* corriente de fase obtenida de la simulación mediante el FEM y diferentes métodos analíticos de cálculo en 2D para los tres motores analizados y (d) representación gráfica de los valores del rRMSE indicados en la tabla 3.3 tras ser normalizados a la unidad.

—●— FEM —+— McLym —◇— Kazim —□— Balak —*— Blk hm —▲— Shang —○— Corda —■— Propu



Operando, de la expresión anterior se deduce que ζ_M no depende de la longitud del paquete de chapas l_{PCH} . Así, dos motores diseñados con distinta potencia en base únicamente a un incremento de l_{PCH} , presentaran la misma relación entre el flujo concatenado principal y marginal.

Tabla 3.4. Valores del factor marginal, ζ_M , y del factor de solapamiento, ζ_S , obtenidos analíticamente y como resultado de las simulaciones mediante el FEM.

SRM	$\zeta_{M(ANA)}$	$\zeta_{M(FEM)}$	<i>Error Relativo</i> ζ_M	$\zeta_{S(ANA)}$	$\zeta_{S(FEM)}$	<i>Error Relativo</i> ζ_S
24/18	9,07E-02	8,43E-02	7,59%	9,09E-01	9,16E-01	0,70%
6/4	4,40E-02	3,85E-02	14,29%	9,56E-01	9,62E-01	0,57%
8/6	9,15E-02	8,41E-02	8,80%	9,09E-01	9,16E-01	0,81%

De igual modo, el producto del flujo concatenado principal por otra constante $\zeta_S=1-\zeta_M$, que se ha de denominar factor de solapamiento, permite determinar el flujo concatenado de solapamiento:

$$\lambda_S = \lambda_P \mathfrak{R}_{EH_P} P_{EH_S} = \lambda_P \zeta_S. \quad (3.37)$$

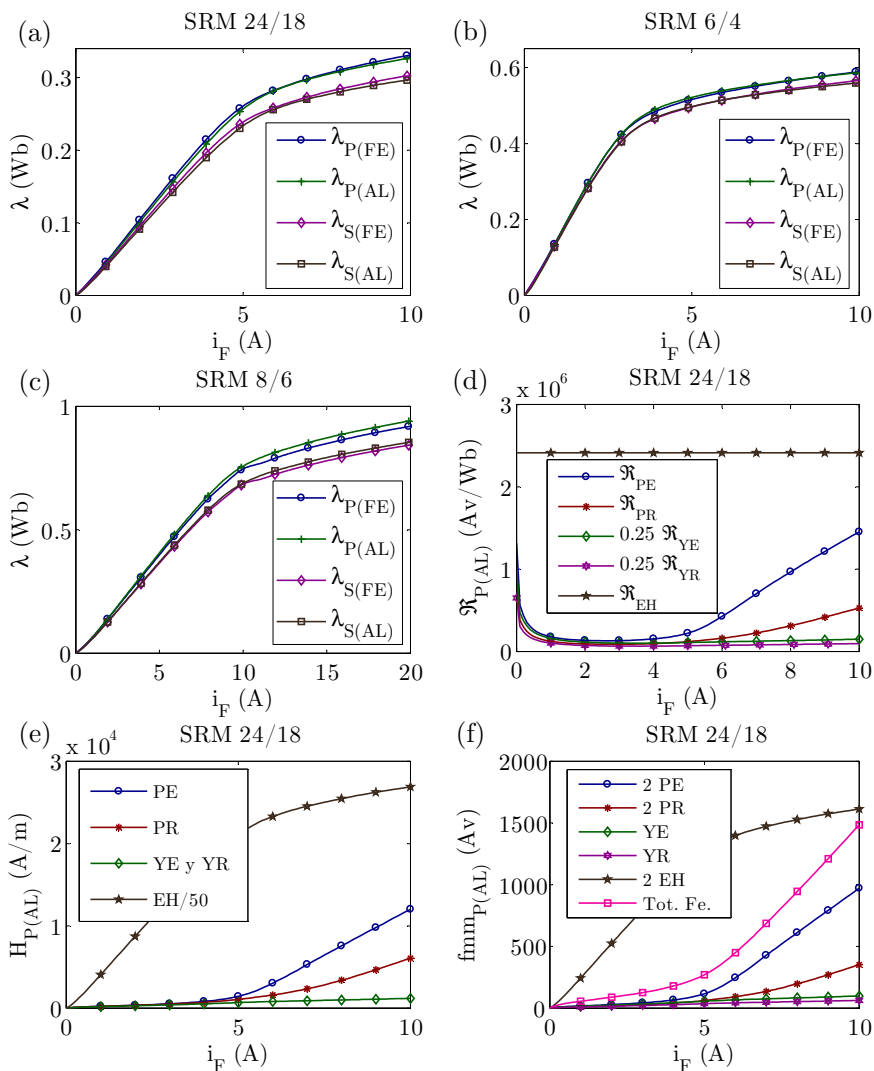
El resultado del cálculo analítico del factor marginal y del factor de solapamiento de los tres motores bajo estudio se muestra en la tabla 3.4. Con el fin de valorar la fiabilidad de los resultados analíticos, el cálculo de estos factores también se ha realizado mediante simulaciones por el FEM, cuyo resultado junto con el error relativo respecto a los obtenidos analíticamente se incluyen en la misma tabla. Su cuasi nulo valor para el factor de solapamiento, así como su bajo valor para el factor marginal, a pesar de lo reducido que este es, evidencian la validez del procedimiento analítico propuesto.

En la figura 3.14 (a b y c) se muestran, de nuevo para los tres motores, las características λ_P vs. i_F y λ_S vs. i_F obtenidas mediante el algoritmo de cálculo propuesto considerando la sección efectiva de entrehierro, S_{EH_P} , y aquellas procedentes de las simulaciones por el FEM. En términos gráficos, la bondad del ajuste es muy alta en todos los casos. Además, se puede comprobar como efectivamente el flujo de solapamiento y el flujo principal difieren a causa del ya estudiado flujo marginal, especialmente en los motores con mayor entrehierro (24/18 y 8/6).

Por otro lado, dada la capacidad del algoritmo para determinar el valor de la permeabilidad en cada región del motor, resulta interesante comprobar que en la zona lineal de la curva $\lambda_P(i_F)$ el valor de la reluctancia, la intensidad del campo magnético y la fuerza magnetomotriz en el entrehierro resulta muy superior al correspondiente de los polos y los yugos (figura 3.14 (d), (e) y (f)). Este hecho posibilita el cálculo aproximado de la inductancia en esa zona de no saturación considerando únicamente la contribución del entrehierro y justifica la proximidad entre λ_P y λ_S (figura 3.14 (a)).

En la región no lineal, y especialmente en saturación profunda, el valor de la reluctancia, la intensidad del campo en los polos sufre un fuerte incremento

Figura 3.14. Características magnéticas λ_P vs i_F y λ_S vs i_F obtenidas para el SRM 24/18 (a), el SRM 6/4 (b) y el SRM 8/6 (c) siguiendo la metodología de cálculo propuesta, considerando la sección efectiva del entrehierro debida al flujo marginal y mediante el FEM. Relaciones \mathfrak{R}_{EHP} vs i_F (d), H_P vs i_F (e) y f_{mm} vs i_F (f) en cada una de las regiones del motor, considerando, en su caso, su contribución.



cobrando una mayor relevancia frente al entrehierro (figura 3.14 (d), (e) y (f)), siendo la contribución del material a la fuerza magnetomotriz total semejante a la del entrehierro. Ello se traduce en una mayor desigualdad entre λ_P y λ_S (figura 3.14 (a)) para elevados valores de corriente de fase. Más aún, el bajo valor de la contribución de la reluctancia de los yugos frente a la de los polos

en la región no lineal, y en consecuencia de su contribución a la fuerza magnetomotriz total del material (figura 3.14 (d), (e) y (f)), viene a confirmar la aproximación citada en [Radun, 2000] posibilitando una solución de carácter algebraico.

Por último, indicar que la intensidad del campo magnético supera ampliamente los 10000 A/m en el polo del estator del SRM 24/18, lo cual confirma la ya expuesta necesidad de alcanzar valores suficientemente altos de H en el proceso de caracterización de la curva $B-H$ del material. Hecho que revela la debilidad de los sencillos a la par que elegantes modelos analíticos descritos en [Radun, 2000] y [Hossain, 2003], al estar estos basados en la función de ajuste $B-H$ (2.23) manifiestamente carente de precisión en esa región de saturación profunda. Siendo consecuentemente el resultado obtenido de la característica λ_p vs. i_f en la posición de alineamiento para el SRM 24/18, cualitativamente semejante al mostrado en la figura 2.13 para la probeta AP-02.

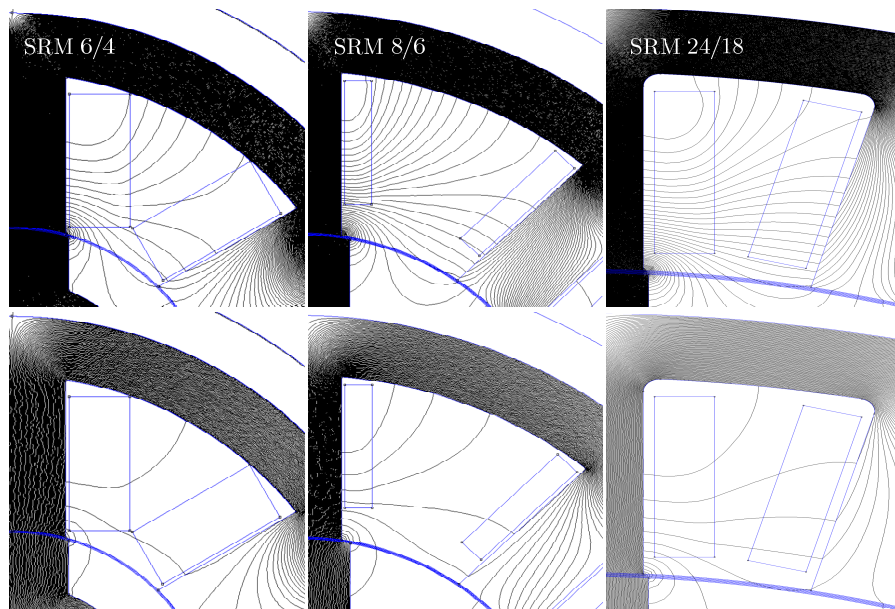
Conocido el flujo concatenado principal, el flujo concatenado local es la última componente que resta para la determinación analítica del flujo concatenado total. Dado que el estudio se realiza en 2D, es decir, se obvia el flujo en la cabeza de las bobinas, el flujo concatenado local se corresponde únicamente con el de dispersión.

3.6. Estudio del flujo de dispersión

Al igual que para el flujo marginal, el estudio del flujo de dispersión inicialmente se ha realizado en dos dimensiones. En la figura 3.15 se muestra la trayectoria de las líneas asociadas al flujo de dispersión en cada uno de los tres motores analizados. Las imágenes de la parte superior se han obtenido considerando en el posprocesador de FEMM la representación de 800 líneas, mientras que en las de la parte inferior solo se han representado 200. Estas imágenes permiten ilustrar la dependencia de la trayectoria de las líneas del flujo de dispersión con la tipología y las dimensiones del motor y del carrete.

En cuanto a la determinación del flujo de dispersión, en [Krishnan, 2001] se muestra un procedimiento semejante al utilizado para el flujo principal. Sin embargo, en este caso resulta mucho más compleja la identificación de las trayectorias que siguen las líneas asociadas al flujo de dispersión y la determinación del número de espiras que concatenan. Estas trayectorias no dependen únicamente de la geometría del motor, sino también de la disposición del cobre alrededor del polo. Esta dependencia también se evidencia particularizada al caso de un transformador en [McLyman, 2011]. En dicho trabajo si bien se proponen diferentes fórmulas empíricas para la determinación de la

Figura 3.15. Detalle de la trayectoria de las líneas asociadas al flujo de dispersión en los tres motores operando en la región lineal de la curva $B-H$. En la parte superior se representan un total de 800 líneas y en la inferior de 200.



inductancia de dispersión, estas, una vez ensayadas, no han resultado válidas para los tres motores ya vistos.

Aún más, al contrario de lo que sucede con las trayectorias del flujo marginal, en un motor con idénticas dimensiones la situación del carrete sobre el polo del estator afecta a la trayectoria que describen las líneas asociadas al flujo de dispersión (figura 3.6 (c) y (d)); siendo el comportamiento de la trayectoria de las líneas de campo asociadas al flujo de dispersión fuertemente no lineal. Ello, se evidencia claramente en la parte superior de la figura 3.15, donde, con el material operando en la región lineal de la característica $B-H$, la trayectoria de las líneas de flujo disperso pasan de describir en el vacío formas cuasi elípticas o circulares, según el caso, a formas cuasi rectangulares que se cierran a través del material conforme su perímetro aumenta, lo cual complica el cálculo del flujo de dispersión.

La problemática anterior se agrava todavía más al saturarse el material electromagnético (figura 3.2 (a) y figura 3.6 (a) y (b)), puesto que aun cuando algunas líneas entran y salen del material varias veces otras no llegan a cerrarse a través del mismo, siendo la determinación de su contribución ciertamente compleja y una fuente evidente de error si no se dispone de herramientas de

análisis que posibiliten su determinación, como por ejemplo en un simulador mediante el FEM donde es posible determinar el flujo concatenado a partir del cálculo de la energía y la coenergía asociada al campo magnético en un volumen, el flujo que atraviesa una región mediante una integral de superficie de la densidad del campo, etc.

No obstante, si el número total de líneas considerado no es excesivamente alto, su trayectoria presenta cierta uniformidad tal como se muestra en la parte inferior de la figura 3.15, lo cual posibilita la determinación analítica del flujo de dispersión considerando un único circuito equivalente (totalmente independiente) asociado a una trayectoria promedio [Krishnan, 2001]. Esta aproximación, si bien puede derivar en un error más significativo que en el caso del flujo marginal, no ha de ser determinante dada la menor influencia del flujo de dispersión frente al total, como se deduce de la tabla 3.2.

Aplicando la ley de Ampère a una de las 12 trayectorias promedio del flujo de dispersión mostradas en la figura 3.3 (a) resulta:

$$\zeta_D N_{EP} i_F = H_{PE_D} l_{PE_D} + H_{EH_D} l_{EH_D} + H_{YE_D} l_{YR_D}, \quad (3.38)$$

o bien

$$\zeta_D N_{EP} i_F = \phi_D (\mathfrak{R}_{PE_D} + \mathfrak{R}_{EH_D} + \mathfrak{R}_{YE_D}), \quad (3.39)$$

donde el subíndice $_D$ denota dispersión, siendo ζ_D la fracción del total de espiras por polo que concatena la trayectoria promedio del flujo de dispersión.

En el circuito magnético equivalente propuesto en [Krishnan, 2001] para un motor 8/6 se considera que 3/4 de la fuerza magnetomotriz total, $N_{EP} i_F$, intervienen en la generación del flujo de dispersión. Dado que el lazo del flujo de dispersión concatena espiras alrededor de solo un polo ζ_D resultaría igual a 3/2, lo cual no tiene sentido. Sin embargo, sí lo tendría considerar 3/4 de N_{EP} , siendo $\zeta_D=3/4$ y en cuyo caso guardaría cierta coherencia con las dimensiones (longitudes y secciones) propuestas en [Krishnan, 2001], para el cálculo de la reluctancia de las distintas regiones que recorre la trayectoria promedio del flujo de dispersión. Estas son:

$$\begin{aligned} l_{PE_D} &= \frac{3}{4} \frac{1}{2} h_{PE} + \frac{w_{YE}}{2}; & l_{YE_D} &\approx l_{PE_D}; & l_{EH_D} &= \frac{3}{4} \frac{\pi}{2} h_{PE}; \\ S_{PE_D} &= \frac{3}{4} \frac{1}{2} h_{PE} l_{PCH}; & S_{YE_D} &= w_{YE} l_{PCH}; & S_{EH_D} &= \frac{3}{4} h_{PE} l_{PCH}. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Así, conocidos el valor de ζ_D y de las dimensiones de las diferentes regiones que atraviesa la trayectoria promedio, el flujo de dispersión se determinará resolviendo (3.39) mediante un algoritmo similar al empleado para el flujo principal. La relación ϕ_D vs. i_F obtenida para los tres motores analizados siguiendo la metodología propuesta en [Krishnan, 2001] se muestra en la figura

3.17 (a), (c) y (e) indicada en la leyenda como “Krish”. Esta figura se ubica al final de este apartado posibilitando con ello la inclusión de los resultados de otros procedimientos de cálculo que se describen a continuación y su comparación. En la misma figura se ha incluido también a modo de patrón el resultado procedente de la simulación por el FEM.

En cuanto al flujo concatenado de dispersión total, este se calculará como la suma de la contribución de las dos trayectorias promedio de todos los polos de una fase. Esto es:

$$\lambda_D(i_F) = 2\zeta_D N_{EF} \phi_D(i_F). \quad (3.41)$$

La relación λ_D vs. i_F obtenida siguiendo la metodología propuesta en [Krishnan, 2001] se muestra en la figura 3.17 (b), (d) y (f), donde de nuevo se puede observar un claro desajuste con la procedente de la simulación por el FEM. Este, expresado cuantitativamente a través del rRMSE y normalizado a la unidad con el fin de comparar la bondad del ajuste de este método con la de otros que se estudiarán seguidamente, se muestra en la figura 3.18 (a) (ubicada igualmente al final de este apartado). Este error proviene principalmente de una mala estimación del factor ζ_D y en consecuencia de las dimensiones asociadas a la trayectoria promedio en cada región del motor como se deduce de (3.40). Especialmente por las correspondientes al vacío en la zona lineal de la curva *B-H*; siendo la incorrecta estimación de la sección afectada por el flujo de dispersión en el polo y en el yugo del estator (S_{PED} y S_{VED} , respectivamente) otra fuente significativa de error en la zona no lineal.

En cuanto al origen del valor de $\zeta_D=3/8$ que derivaría de [Krishnan, 2001] considerando $3/4$ de la fuerza magnetomotriz total por fase $N_{EF}i_F$, este no se justifica en dicho texto, como tampoco se hace lo propio con el motor en la posición de desalineamiento donde se trabaja con dos trayectorias con distinta geometría y de las que se desprenderían dos valores distintos de ζ_D ($\zeta_D=3/4$ con $3/8$ de $N_{EF}i_F$ en el tubo 6 y $\zeta_D=1$ con $1/2$ de $N_{EF}i_F$ en el tubo 7).

En [Corda, 1979] el flujo de dispersión se obvia en la posición de alineamiento, asumiendo despreciable su contribución frente al flujo principal. Sin embargo, en este trabajo se propone una metodología para su determinación en la posición de desalineamiento, donde la contribución del material si resulta despreciable. Lo destacable de esta metodología frente a la anterior es el hecho de no operar con una sola trayectoria promedio, sino con la contribución de las infinitas trayectorias comprendidas dentro de unos límites prefijados, en cuyo caso, el valor de ζ_D depende del radio de cada una.

Se ha estudiado la viabilidad de aplicar la metodología propuesta en [Corda, 1979] para la determinación del flujo de dispersión en la posición de

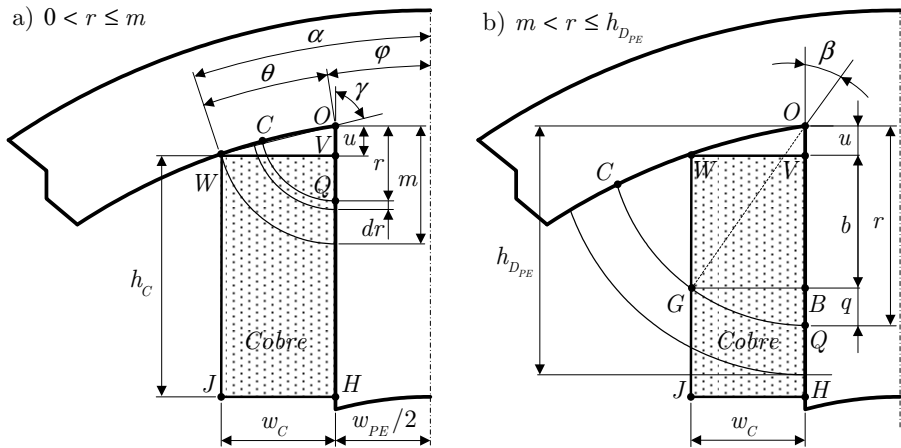
desalineamiento, adaptándola para el cálculo del mismo en la posición de alineamiento, sin embargo, el resultado se ha revelado hartamente infructuoso. Es decir, el estudio propuesto en [Corda, 1979] únicamente es válido para el caso particular en que el punto en el que intersecan la trayectoria máxima del flujo de dispersión y el yugo del estator, sea el mismo con el que a su vez lo hace el extremo superior del carrete más alejado del polo del estator, siendo el radio de esa trayectoria centrada en la intersección del polo y el yugo del estator, igual a la distancia entre este y el punto medio de la arista vertical del carrete más cercana al polo. Condición que, tal como se puede observar en la figura 3.6, no se satisface en ninguno de los tres motores analizados. Las características ϕ_D vs. i_F y λ_D vs. i_F resultantes de aplicar este método para los tres motores ensayados se muestran en la figura 3.17, estando indicadas en la leyenda como “Cord”. Se puede observar que el flujo de dispersión y especialmente su concatenado resultan significativamente inferiores a los determinados mediante el FEM. En cuanto al rRMSE entre el flujo de dispersión concatenado obtenido por este método y el procedente del FEM, en los tres motores es significativamente mayor que el resultante del algoritmo basado en una trayectoria promedio, tal como se puede observar la figura 3.18 (a).

Visto lo anterior, la determinación analítica del flujo de dispersión siguiendo un procedimiento similar al expuesto en [Corda, 1979] pasa por redefinir el límite de la trayectoria de las líneas asociadas al flujo de dispersión y, en consecuencia, plantear nuevas variables y expresiones de cálculo. Por otro lado, el hecho de trabajar con una trayectoria promedio tal como se propone en [Krishnan, 2001], implica la correcta determinación de la misma.

En cualquier caso, el cálculo del flujo concatenado de dispersión a través de (3.38) requiere el conocimiento de ζ_D , el cual resulta dependiente de la geometría de cada trayectoria, de la longitud de la misma y de la intensidad del campo en cada una de las partes que esta atraviesa. Siendo además necesario en caso de hacer uso de (3.39), determinar la fracción afectada de la sección del polo del estator, ζ_{DPE} , y de la sección del yugo del estator, ζ_{DYE} .

A tenor de lo anterior y a sabiendas de la imposibilidad de proporcionar una solución analítica que permita la determinación exacta del flujo concatenado de dispersión en un SRM de forma sencilla, a continuación, mediante la ayuda de las simulaciones en 2D por el FEM de los tres motores bajo estudio, se tratará en primera instancia de aportar algo de luz a la problemática expuesta. Seguidamente partiendo de los resultados de dicho análisis se propondrán dos nuevos procedimientos para la determinación aproximada del flujo de dispersión en un SRM. Esta será en uno de ellos abordada algebraicamente, como suma mediante integración de la contribución del diferencial del flujo de

Figura 3.16. Definición gráfica de las variables empleadas en el cálculo analítico del flujo de dispersión.



dispersión asociado a las infinitas trayectorias de las líneas de campo. En tanto que en el otro se considerará una trayectoria promedio, lo cual permitirá estimar ζ_D , ζ_{DPE} , ζ_{DYE} y la longitud en cada una de las tres regiones afectadas por dicha trayectoria mediante la ayuda de un algoritmo de minimización del error como los ya vistos. Para ello, se asumirá que:

i) Las líneas del flujo de dispersión se distribuyen uniformemente en el vacío describiendo arcos concéntricos entre el polo y el yugo del estator, con centro en la unión de estos (figura 3.16) y cuyo radio máximo es igual a δ_{DPE} veces la altura del polo del estator h_{PE} . Siendo $\delta_{DPE}=1-\delta_{MPE}$.

ii) El factor ζ_D se corresponde con una fracción igual al cociente entre la corriente abarcada por la trayectoria del flujo de dispersión y la corriente total en una bobina de un polo. Atendiendo al radio de la trayectoria, r , se han considerado dos casos para su determinación: a) $0 \leq r \leq m$, siendo ζ_D igual a ζ_{D1} y b) $m < r \leq r_{MAX}$, donde el límite superior r_{MAX} y ζ_D se corresponden, respectivamente, con h_{DPE} y ζ_{D2} . En el caso menos habitual en que h_{DPE} resulte superior a h_C+u , como sucede en el SRM III, para valores de r comprendidos entre h_C+u y h_{DPE} , ζ_{D2} se habrá de considerar igual a la unidad. Ambos casos se ilustran en la figura 3.16, teniendo las rectas que delimitan los ángulos α , φ y θ como origen el centro del eje del motor. Tal que:

$$\begin{aligned}
w_{PE} &= 2r_{IE} \operatorname{sen} \left(\frac{\beta_E}{2} \right); \quad \varphi = \arcsen \left(\frac{w_{PE}}{2(r_{EE} - w_{YE})} \right); \\
\alpha &= \arcsen \left(\frac{2w_C + w_{PE}}{2(r_{EE} - w_{YE})} \right); \quad \theta = \alpha - \varphi; \quad m = 2(r_{EE} - w_{YE}) \operatorname{sen} \left(\frac{\theta}{2} \right); \\
u &= \sqrt{m^2 - w_C^2}; \quad \beta = \arcsen \left(\frac{w_C}{r} \right); \quad \gamma = \beta(r = m); \\
b &= r \cos \left(\arcsen \left(\frac{w_C}{r} \right) \right) - u = r \sqrt{1 - \frac{w_C^2}{r^2}} - u = \sqrt{r^2 - w_C^2} - u.
\end{aligned} \tag{3.42}$$

Así, en el caso a), el valor de ζ_D se corresponde con:

$$\zeta_D = \zeta_{D_1} \approx \frac{\text{ÁREA OQCO}}{\text{ÁREA OVWO} + \text{ÁREA VHJWV}} = \frac{\gamma r^2}{w_C(2h_C + u)} \tag{3.43}$$

y en el caso b), con:

$$\zeta_D = \zeta_{D_2} \approx \frac{\text{ÁREA (OVWO} + \text{VBGWV} + \text{BQGB})}{\text{ÁREA OVWO} + \text{ÁREA VHJWV}} \approx \frac{r + \sqrt{r^2 - w_C^2} - u}{2h_C + u}. \tag{3.44}$$

Donde para el cálculo del área BQGB se ha procedido como sigue:

$$\begin{aligned}
\text{AREA BQGB} &= \text{AREA (OQGO - OBGO)} = \frac{\beta}{2} r^2 - \frac{1}{2} (b + u) w_C = \dots \\
\dots &= \frac{1}{2} \left(\beta r^2 - w_C \sqrt{r^2 - w_C^2} \right) \approx \frac{w_C}{2} \left(r - \sqrt{r^2 - w_C^2} \right),
\end{aligned} \tag{3.45}$$

siendo directo el de las demás áreas.

iii) En el polo y el yugo del estator existe una zona que se ve afectada por el flujo total resultante de la suma del flujo de dispersión y el flujo principal (figura 3.6), de modo que una parte de esa zona la atraviesan las líneas asociadas al flujo de dispersión y otra las correspondientes al flujo principal. Sin embargo, siendo esto lo sustancial, el resultado del análisis mediante el FEM en los tres motores muestra que manteniendo fija la coordenada y (plano $x-z$ perpendicular a las líneas de flujo), la densidad y la intensidad del campo magnético en el polo del estator, y por tanto la permeabilidad, es semejante en ambas partes. Sirva como ejemplo el resultado que se muestra en la figura 3.18 (b) del estudio mediante FEMM del prototipo del motor, donde se puede observar el valor calculado de la permeabilidad en función de la coordenada x entre ambos extremos del polo del estator ($x=0:15/1000:15$), habiéndose fijado como parámetro la coordenada y en la mitad de la región del polo del estator afectada por el flujo de dispersión. Las simulaciones se han realizado para tres valores de corriente de fase (2, 6 y 10 A) representativos de cada uno de los

tres intervalos de la característica λ vs. i_F , siendo semejantes los resultados obtenidos en relación al tema bajo estudio.

Las conclusiones obtenidas para el polo del estator se hacen extensivas al yugo del estator, pero asumiendo como parámetro constante la coordenada x (plano y - z perpendicular a las líneas de flujo).

Considerando las asunciones anteriores, es posible reescribir (3.38) como:

$$\zeta_D N_{EP} i_F = r \left(H_{PEP} + H_{YEP} \right) + H_{EH_D} \gamma r f_D(r), \quad (3.46)$$

donde $f_D(r)$ representa el factor de variación de la longitud de la trayectoria del flujo de dispersión en la región del vacío respecto a la de una con forma circular. No se ha considerado el efecto de dicha variación en la determinación de ζ_D , al no verse tan apenas afectado por la diferencia en la curvatura de la trayectoria de las líneas de flujo disperso para valores de r superiores a m . Cabría plantear una corrección del tipo de la de $f_D(r)$ para la determinación de la longitud de la trayectoria de las líneas en el yugo del estator, si bien, dada la baja contribución de esa componente, el error que deriva de su no consideración es despreciable.

Asimismo, tratando de limitar la complejidad de cálculo del flujo de dispersión y su concatenado, se propone considerar $f_D(r)$ igual a la unidad para valores de r menores o iguales a m y constante para valores superiores. No obstante, el hecho de considerar constante este factor, siendo en efecto dependiente de r , conlleva que el resultado de su contribución no resulte igual en el cálculo integral del flujo de dispersión y en el del flujo concatenado de dispersión, siendo en lo que sigue $f_D(r > m)$, respectivamente, denotado por τ_D y ν_D . En cualquier caso, la no consideración en las expresiones siguientes del parámetro $f_D(r)$, a toda luz a priori desconocido, pasa por igualarlo a la unidad para todo r . Los valores de ambos factores obtenidos para los tres motores se muestran en la tabla 3.5 ubicada al final de este apartado.

Despejando en (3.46) la intensidad del campo en el vacío, esta resulta:

$$H_{EH_D} = \frac{1}{\gamma r f_D(r)} \left[\zeta_D N_{EP} i_F - r \left(H_{PEP} + H_{YEP} \right) \right] \quad (3.47)$$

y puesto que un diferencial del flujo de dispersión se expresa como:

$$d\phi_D = H_{EH_D} \mu_0 l_{PCH} dr, \quad (3.48)$$

el flujo de dispersión se calculará resolviendo la expresión siguiente:

$$\frac{\phi_D}{\mu_0 l_{PCH}} = \int_0^{h_{DPE}} H_{EH_D} dr = INT_A + INT_B + INT_C, \quad (3.49)$$

siendo:

$$INT_A = \int_0^m \frac{\zeta_{D_1} N_{EP} i_F - r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r} dr = INT_{AV} - INT_{AM}; \quad (3.50)$$

$$INT_B = \int_m^S \frac{\zeta_{D_2} N_{EP} i_F - r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r \tau_D} dr = INT_{BV} - INT_{BM}; \quad (3.51)$$

$$INT_C = \int_S^{h_{DPE}} \frac{N_{EP} i_F - r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r \tau_D} dr = INT_{CV} - INT_{CM}; \quad (3.52)$$

$$INT_{AV} = \int_0^m \frac{\gamma r^2 N_{EP} i_F}{w_C (2h_C + u) \gamma r} dr = \frac{N_{EP} i_F m^2}{2w_C (2h_C + u)}; \quad (3.53)$$

$$INT_{AM} = \int_0^m \frac{r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r} dr = \frac{(H_{PE_P} + H_{YE_P}) m}{\gamma}; \quad (3.54)$$

$$INT_{BV} = \int_m^S \frac{N_{EP} i_F (r - u + \sqrt{r^2 - \omega_C^2})}{\gamma r \tau_D (2h_C + u)} dr = \dots \quad (3.55)$$

$$\dots = \frac{N_{EP} i_F}{\gamma \nu_D (2h_C + u)} \left[r + u \ln(r) + \sqrt{r^2 - \omega_C^2} + \omega_C \operatorname{atan} \left(\frac{\omega_C}{\sqrt{r^2 - \omega_C^2}} \right) \right] \Big|_S^m;$$

$$INT_{BM} = \int_0^m \frac{r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r \tau_D} dr = \frac{(H_{PE_P} + H_{YE_P}) (S - m)}{\gamma \tau_D}; \quad (3.56)$$

$$INT_{CV} = \int_S^{h_{DPE}} \frac{N_{EP} i_F}{\gamma r \tau_D} dr = \frac{N_{EP} i_F}{\gamma \tau_D} \ln \left(\frac{h_{DPE}}{S} \right); \quad (3.57)$$

$$INT_{CM} = \int_S^{h_{DPE}} \frac{r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r \tau_D} dr = \frac{(H_{PE_P} + H_{YE_P}) (h_{DPE} - S)}{\gamma \tau_D}, \quad (3.58)$$

donde, el límite de integración S es igual a h_{DPE} si, como es habitual, $h_C + u$ es mayor que h_{DPE} , lo cual hace nulo el término integral INT_C . Caso contrario, S se corresponde con $h_C + u$.

Asimismo, dado que la contribución del material en la región lineal puede despreciarse frente a la del vacío, en un cálculo menos detallado bastaría con hacer nulas las integrales INT_{AM} , INT_{BM} y INT_{CM} .

Por otro lado, dado que un diferencial del flujo concatenado de dispersión se expresa como sigue:

$$d\lambda_D = 2\zeta_D N_{EF} d\phi_D = 2\zeta_D N_{EF} H_{EH_D} \mu_0 l_{PCH} dr, \quad (3.59)$$

el flujo concatenado de dispersión se calculará siguiendo el mismo procedimiento que para el flujo de dispersión. Es decir:

$$\frac{\lambda_D}{2N_{EF}\mu_0 l_{PCH}} = \int_0^{h_{DPE}} \zeta_D H_{EH_D} dr = INT_D + INT_E + INT_F, \quad (3.60)$$

siendo:

$$INT_D = \int_0^m \zeta_{D_1} \left(\frac{\zeta_{D_1} N_{EP} i_F - r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r} \right) dr = INT_{DV} - INT_{DM}; \quad (3.61)$$

$$INT_E = \int_m^S \zeta_{D_2} \left(\frac{\zeta_{D_2} N_{EP} i_F - r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r v_D} \right) dr = INT_{EV} - INT_{EM}; \quad (3.62)$$

$$INT_F = \int_S^{h_{DPE}} \frac{N_{EP} i_F - r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r v_D} dr = INT_{FV} - INT_{FM}; \quad (3.63)$$

$$INT_{DV} = \int_0^m \frac{(\gamma r^2)^2 N_{EP} i_F}{(w_C (2h_C + u))^2 \gamma r} dr = \frac{N_{EP} i_F \gamma m^4}{4 (w_C (2h_C + u))^2}; \quad (3.64)$$

$$INT_{DM} = \int_0^m \frac{\gamma r^3 (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\omega_C (2h_C + u) \gamma r} dr = \frac{(H_{PE_P} + H_{YE_P}) m^3}{3 \omega_C (2h_C + u)}; \quad (3.65)$$

$$INT_{EV} = \int_m^S \frac{N_{EP} i_F (r - u + \sqrt{r^2 - \omega_C^2})^2}{\gamma r v_D (2h_C + u)^2} dr = \dots$$

$$\dots = \frac{N_{EP} i_F}{\gamma v_D (2h_C + u)^2} \left[\begin{array}{l} r^2 + (u^2 - \omega_C^2) \ln(r) \\ -2u \left(r + \sqrt{r^2 - \omega_C^2} + \omega_C \operatorname{atan} \left(\frac{\omega_C}{\sqrt{r^2 - \omega_C^2}} \right) \right) \\ + r \sqrt{r^2 - \omega_C^2} - \omega_C^2 \ln \left(r + \sqrt{r^2 - \omega_C^2} \right) \end{array} \right] \Bigg|_m^S; \quad (3.66)$$

$$INT_{EM} = \int_0^m \frac{(r - u + \sqrt{r^2 - \omega_C^2}) r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r v_D (2h_C + u)} dr = \dots$$

$$\dots = \frac{(H_{PE_P} + H_{YE_P})}{2 \gamma v_D (2h_C + u)} \left[r^2 - 2ur + r \sqrt{r^2 - \omega_C^2} - \omega_C^2 \ln \left(r + \sqrt{r^2 - \omega_C^2} \right) \right] \Bigg|_m^S; \quad (3.67)$$

$$INT_{FV} = \int_S^{h_{DPE}} \frac{N_{EP} i_F}{\gamma r v_D} dr = \frac{N_{EP} i_F}{\gamma v_D} \ln \left(\frac{h_{DPE}}{S} \right); \quad (3.68)$$

$$INT_{FM} = \int_S^{h_{DPE}} \frac{r (H_{PE_P} + H_{YE_P})}{\gamma r v_D} dr = \frac{(H_{PE_P} + H_{YE_P}) (h_{DPE} - S)}{\gamma v_D}. \quad (3.69)$$

Las características ϕ_D vs. i_F y λ_D vs. i_F obtenidas siguiendo el procedimiento anterior, considerado $f_D(r)$ igual a la unidad y tras su corrección (a τ_D para ϕ_D y v_D en el caso de λ_D) se muestran en la figura 3.17, indicadas, respectivamente, en la leyenda como “Pro Alge I” y “Pro Alge II”. En la región lineal, los resultados previos a la corrección de $f_D(r)$ son cercanos a los procedentes de aplicar la metodología propuesta en [Krishnan, 2001], sin embargo una vez corregido el valor $f_D(r)$, estos mejoran extraordinariamente poniendo de manifiesto la validez de la expresión analítica en esa región. En cuanto a la cuantificación del error a través del rRMSE, este resulta ser superior al precedente de aplicar la metodología propuesta en [Krishnan, 2001] si $f_D(r)$ no es corregido, caso contrario experimenta una apreciable reducción acorde al excelente ajuste en la región lineal entre las curvas procedentes de aplicar el procedimiento expuesto y las obtenidas mediante el FEM, tal como se muestra en la figura 3.17 para los tres motores evaluados.

Por otro lado, en relación a la propuesta de cálculo del flujo concatenado de dispersión mediante una única trayectoria promedio de radio r , dado que $r < h_C + u$, siendo la situación habitual $r > m$ (caso b con $\zeta_D = \zeta_{D2}$), $2h_C \gg u$, $r^2 \gg w_C^2$ y $2r \gg u$, inicialmente se propone aproximar por $\xi_D h_{DPE} / h_C$ el cociente entre áreas que definen el factor ζ_D , siendo $\xi_D h_{DPE}$, una fracción de h_{DPE} .

Asimismo, considerando que fijada la coordenada correspondiente B , H y μ se conservan en el plano perpendicular a las líneas de flujo que atraviesan el polo y el yugo del estator, tal que:

$$\phi_D = B_{PE_D} S_{PE_D} = B_{PE_D} \frac{\zeta_{DPE}}{2} S_{PE} \approx B_{PE_p} \frac{\zeta_{DPE}}{2} S_{PE} = \phi_p \frac{\zeta_{DPE}}{2} \quad (3.70)$$

y

$$\phi_D = B_{YE_D} S_{YE_D} = B_{YE_D} \zeta_{DYE} S_{PE} \approx B_{YE_p} \zeta_{DYE} S_{PE} = \phi_p \zeta_{DYE}, \quad (3.71)$$

las fracciones afectadas de la sección del polo y del yugo del estator, ζ_{DPE} y ζ_{DYE} , se relacionan como sigue:

$$\zeta_{DPE} = 2\zeta_{DYE}, \quad (3.72)$$

siendo las longitudes y las secciones de las regiones afectadas por el flujo de dispersión:

$$\begin{aligned} l_{PE_D} &= h_{DPE} \xi_D + \frac{\zeta_{DPE}}{4} w_{YE}; & l_{YE_D} &= l_{PE_D}; & l_{EH_D} &= h_{DPE} \xi_D \gamma f_D(r); \\ S_{PE_D} &= \frac{\zeta_{DPE}}{2} S_{PE}; & S_{YE_D} &= \frac{\zeta_{DPE}}{2} S_{YE}; & S_{EH_D} &= h_{DPE} l_{PCH}. \end{aligned} \quad (3.73)$$

A tenor de lo anterior, suponiendo una disposición tradicional del carrete, como sucede en los tres motores estudiados, y asumiendo en principio que $f_D(r)$

es igual a la unidad para el radio de esa trayectoria promedio, (3.38) se puede expresar como:

$$\frac{\xi_D h_{DPE}}{h_C} N_{EP} i_F \approx \xi_D h_{DPE} \gamma H_{EH_D} + \left(\xi_D h_{DPE} + \frac{\zeta_{DPE}}{4} w_{YE} \right) (H_{PEP} + H_{YEP}). \quad (3.74)$$

Asimismo, vista la trayectoria que siguen las líneas del flujo de dispersión como resultado de las simulaciones por el FEM y, dada la reducida contribución del yugo del estator, l_{PED} se puede aproximar por $h_{DPE} \xi_D$ ($\xi_D h_{DPE} \gg w_{YE} \zeta_{DPE}/4$) evitando con ello la necesidad del conocimiento de la variable ζ_{DPE} .

En consecuencia, las aproximaciones anteriores posibilitan el cálculo en primera instancia de H_{EH_D} a partir de (3.74), y por ende del flujo de dispersión ϕ_D sin más que considerar las bien sabidas relaciones entre ϕ , B y H :

$$\phi_D \approx \mu_0 S_{EH_D} H_{EH_D} \approx \frac{\mu_0 l_{PCH} h_{DPE}}{\gamma} \left[\frac{N_{EP} i_F}{h_C} - (H_{PEP} + H_{YEP}) \right]. \quad (3.75)$$

La característica ϕ_D vs. i_F obtenida de (3.75) se muestra en la figura 3.17 como “Pro Alge III”. El resultado es muy similar al calculado mediante (3.49) considerando $f_D(r) = \tau_D$ (“Pro Alge II”), pero en este caso a través de una expresión mucho menos compleja.

Conocidos el flujo de dispersión ϕ_D y el flujo principal ϕ_P (calculado según se indica en el epígrafe anterior), la determinación de ζ_{DPE} y ζ_{DYE} haciendo uso de (3.70) y (3.71) resulta directa:

$$\zeta_{DPE} = 2\zeta_{DYE} \approx \frac{2\phi_D}{\phi_P}. \quad (3.76)$$

El resultado de evaluar (3.76) para los tres motores con datos obtenidos de las simulaciones por el FEM se muestra en la figura 3.18 (c). Tal como cabía esperar, ζ_{DPE} resulta dependiente de la corriente de fase debido a la contribución del material, expresada en (3.75) por el término $H_{PEP} + H_{YEP}$. Sin embargo, y esto es lo relevante de este análisis, su dependencia no es muy significativa, lo cual posibilita operar con un valor promedio similar al que se obtendría considerando únicamente la región lineal. Región en la cual los valores del flujo de dispersión obtenidos de (3.75) y mediante el FEM son muy semejantes (figura 3.17), siendo en consecuencia viable la estimación analítica de ζ_{DPE} a través de (3.76) una vez calculado ϕ_P como se indicó en el epígrafe anterior y ϕ_D mediante (3.75).

No obstante, se ha considerado significativo reseñar que el procedimiento mostrado para la determinación de ζ_{DPE} pierde cierta validez en saturación profunda. Es decir, la ecuación (3.70), tomada como origen para el cálculo de

ζ_{DPE} , se ha formulado asumiendo que todas las líneas del flujo de dispersión describen trayectorias cerradas que entran al polo del estator desde el vacío, lo recorren avanzando a través del yugo del estator y regresando de nuevo al vacío. Sin embargo en saturación profunda, existe un bajo número de líneas asociadas al flujo de dispersión que circulan únicamente a través del vacío y otro que lo hacen atravesando el polo del estator pero no llegando a alcanzar el yugo del estator (figura 3.6).

De igual modo, se recomienda prestar especial atención a las consideraciones anteriores cuando mediante el FEM se determine el flujo de dispersión, $\phi_{D(FEM)}$. Así, en el cálculo del flujo total mediante una simulación basada en el FEM, $\phi_{T(FEM)}$, los límites de la integral de superficie de la densidad del campo deberán extenderse en el vacío a ambos lados del polo del estator hasta atravesar, una sola vez, todas las líneas de campo.

Conocido el valor de h_{DPE} , y el flujo principal calculado mediante el FEM, $\phi_{P(FEM)}$, como la integral de superficie de la densidad del campo entre ambos extremos del polo del estator a la altura h_{DPE} , el flujo de dispersión a cada lado del polo del estator procedente de la misma simulación por el FEM se obtiene como sigue:

$$\phi_{D(FEM)} = \frac{\phi_{T(FEM)} - \phi_{P(FEM)}}{2}. \quad (3.77)$$

Asimismo, el flujo concatenado de dispersión procedente de una simulación mediante el FEM, $\lambda_{D(FEM)}$, se calculará como diferencia entre el flujo concatenado total, $\lambda_{T(FEM)}$, y el flujo concatenado principal, $\lambda_{P(FEM)}$, procedentes de dicha simulación. Es decir:

$$\lambda_{D(FEM)} = \lambda_{T(FEM)} - \lambda_{P(FEM)} \simeq \lambda_{T(FEM)} - \phi_{P(FEM)}N_{EF}, \quad (3.78)$$

donde $\lambda_{T(FEM)}$ se puede obtener en base a términos energéticos, considerando el volumen que encierra el contorno circular a potencial magnético vector nulo (referencia) que rodea al motor. Es decir:

$$\lambda_{T(FEM)} = \frac{\int B \cdot H \, dV}{i_F}. \quad (3.79)$$

En cuanto al parámetro ζ_D , este se puede determinar mediante (3.41) una vez conocidos el flujo de dispersión y el flujo concatenado de dispersión. Así, en el caso de una simulación por el FEM:

$$\zeta_{D(FEM)} = \frac{\lambda_{D(FEM)}}{2N_{EF}} = \frac{\lambda_{T(FEM)} - \phi_{P(FEM)}N_{EF}}{2N_{EF}}. \quad (3.80)$$

El resultado de evaluar (3.80) para los tres motores bajo estudio se muestra en la figura 3.18 (d), donde tal como se puede observar, su dependencia con la

corriente de fase es prácticamente nula en la región lineal. No siendo tampoco muy significativa en todo el rango de operación, en el cual la relación ζ_D vs. i_F se ajusta a una recta con una baja pendiente. Concretamente, $\zeta_D=0,0021i_F+0,78$ para el SRM 6/4; $\zeta_D=0,0046i_F+0,72$ para el SRM 24/18 y $\zeta_D=0,0023i_F+0,76$ el SRM 8/6.

A tenor de los resultados anteriores, cabe aproximar ζ_D por un valor constante e igual al que le corresponde en la región lineal, donde tan apenas varía con i_F . Incurriendo con ello en un error cuasi nulo respecto a su valor promedio y muy bajo respecto a sus valores extremos.

Visto lo anterior, dado que mediante los métodos analíticos estudiados es posible conocer cualitativamente la relación λ_D vs. i_F , también lo será el valor de i_F para el cual se ha de calcular ζ_D . Siendo en consecuencia necesaria una única simulación para su determinación mediante el FEM.

De igual modo, caso de conocer previamente el valor de u_D , mediante las expresiones analíticas (3.75), (3.60) y (3.41) es posible el cálculo con suficiente precisión de ζ_D en la región lineal.

En cualquier caso, conocido λ_D para un valor de corriente en la región lineal justo antes de alcanzar el codo, ζ_D se calculará como sigue:

$$\zeta_D = \gamma \frac{\lambda_D \left(\text{único valor de } i_F \text{ en la región lineal} \right)}{2N_{EF}h_{DPE}\mu_0l_{PCH} \left[\frac{N_{EP}i_F}{h_C} - (H_{PEP} + H_{YEP}) \right]}, \quad (3.81)$$

siendo cuasi nulo el error asociado al término $h_{DPE}(H_{PEP}+H_{YEP})$ en dicha región, dada su baja contribución.

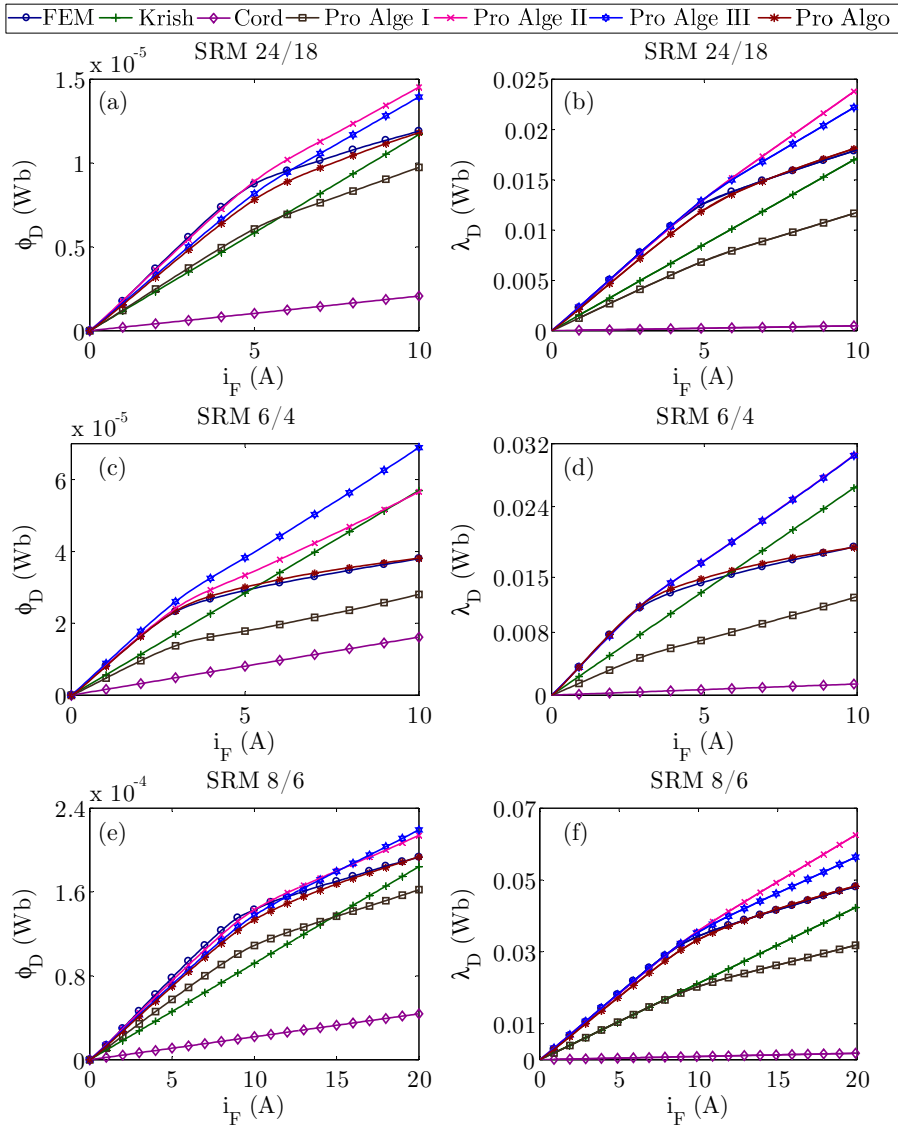
El valor de ζ_D obtenido para los tres motores, en caso de determinar λ_D analíticamente, se muestra en la tabla 3.5. Con el objeto de validar el procedimiento de cálculo analítico, en la misma tabla se incluye el obtenido como resultado del cálculo λ_D por FEM. La diferencia entre ambos conllevaría en el peor de los casos (SRM 24/18 y SRM 8/6) a un error del 8% sobre el número total de espiras a considerar en el cálculo del flujo de dispersión concatenado, el cual como máximo supone en torno al 4.8% del flujo concatenado total (tabla 3.2).

Conocido ζ_D , la determinación de ξ_D es directa:

$$\xi_D = \zeta_D \frac{h_C}{h_{DPE}}. \quad (3.82)$$

El valor de ξ_D , evaluado con el obtenido de ζ_D a partir del cálculo analítico de λ_D , se muestra en la tabla 3.5 para los tres motores estudiados.

Figura 3.17. Característica flujo de dispersión *vs.* corriente de fase obtenida mediante los procedimientos clásicos y los propuestos en tres motores bajo estudio (izquierda). Característica flujo concatenado de dispersión *vs.* corriente de fase en los tres motores bajo estudio (derecha).



Las características ϕ_D *vs.* i_F y λ_D *vs.* i_F obtenidas para los tres motores tras evaluar (3.75), (3.81) y (3.41) se muestran como “Pro Alge III” en la figura 3.17. Estas, como era de esperar, en la región lineal resultan muy similares a

Tabla 3.5. Valores de los factores involucrados en el cálculo del flujo de dispersión por diferentes procedimientos.

SRM	τ_D/ν_D	ζ_D (Ana/FEM)	ξ_D	$\zeta_{DPE} P_I/P_F$	rRMSE (Kr/Alge/Alg)
24/18	7.4E-1/9.5E-1	8,21E-1/7.4E-1	7.7E-1	4.0E-2/4,5E-2	2,2E-1/1,5E-1/3.0E-2
6/4	7.7E-1/6.1E-1	7.2E-1/7.8E-1	6,8E-1	3,4E-2/3,0E-2	2,4E-1/3.9E-1/2.1E-2
8/6	7.8E-1/9,5E-1	8.4E-1/7.8E-1	7.4E-1	4,8E-2/4,8E-2	2,8E-1/1,0E-1/1.4E-2

las precedentes evaluar de (3.49) y (3.60) (como “Pro Alge II”) y a las determinadas mediante el FEM. Sin embargo, en la región no lineal dichas características estimadas analíticamente resultan superiores a las obtenidas mediante el FEM, siendo la diferencia mayor conforme el material profundiza en saturación. Estos resultados se reflejan cuantitativamente a través del rRMSE normalizado que se muestra en la figura 3.18 (a), siendo la bondad del ajuste de los obtenidos mediante el FEM, ligeramente mejor que los precedentes de evaluar los métodos anteriores, excepto en el caso de la metodología propuesta por [Krishnan, 2001] para el motor 6/4.

El origen del desajuste en la región no lineal, obviamente se debe en parte a las aproximaciones realizadas, pero especialmente está ligado al hecho de considerar que el valor de $H(i_F)$ en el polo y en el yugo del estator ligado al flujo de dispersión es exactamente igual al que deriva del flujo principal. En efecto, incrementando levemente el valor del término ($H_{PE_D}+H_{YE_P}$) mejora notoriamente la bondad del ajuste de la característica completa.

Así, una vez determinados ζ_D y ξ_D , el correcto ajuste en la región no lineal entre la característica obtenida mediante el FEM y la determinada analíticamente, conlleva la modificación de H_{PE_D} y H_{YE_P} . Ello requiere a su vez del conocimiento de la reluctancia de dispersión asociada a ambas regiones, para lo cual se propone emplear un algoritmo de minimización del error compuesto por un bucle externo, dedicado al cálculo de la reluctancia de dispersión del polo y del yugo del estator, y otro interno, encargado de la determinación del flujo de dispersión.

Asumiendo que en el polo y el yugo del estator la permeabilidad de dispersión es igual a la del flujo principal, pero no B y H , la única dimensión que es necesario recalculer para la correcta determinación de la reluctancia de dispersión del polo y del yugo del estator es la sección afectada en ambas regiones. En consecuencia, habrá que modificar el valor del parámetro ζ_{DPE} , calculado en origen mediante (3.76), para lo cual se consideró la igualdad tanto de H como de B para el flujo de dispersión y el flujo principal.

Por otro lado, dado que por norma general $h_C \gg \zeta_{DPE} \omega_{YE} / 4\zeta_D$, entonces:

$$\frac{\Re_{PE}}{\zeta_D} \approx \frac{h_C}{0.5 \zeta_{DPE} S_{PE} \mu_{PE}}; \quad \frac{\Re_{YE}}{\zeta_D} \approx \frac{h_C}{0.5 \zeta_{DYE} S_{YE} \mu_{YE}}; \quad \frac{\Re_{YE}}{\zeta_D} \approx \frac{h_C}{h_{DPE}} \frac{\gamma f_D(r)}{\mu_0 l_{PCH}}, \quad (3.83)$$

donde $f(r)$ para una trayectoria promedio se ha considerado igual a la unidad.

Y dado que:

$$N_{EP} i_F = \phi_D \left(\frac{\Re_{PED}}{\zeta_D} + \frac{\Re_{EHD}}{\zeta_D} + \frac{\Re_{YED}}{\zeta_D} \right), \quad (3.84)$$

la ecuación a resolver por el algoritmo resulta independiente de ζ_D . Esto es:

$$N_{EP} i_F = \phi_D \left(\frac{h_C}{0.5 \zeta_{DPE} S_{PE} \mu_{PE}} + \frac{h_C \gamma}{h_{DPE} l_{PCH} \mu_0} + \frac{h_C}{0.5 \zeta_{DYE} S_{YE} \mu_{YE}} \right). \quad (3.85)$$

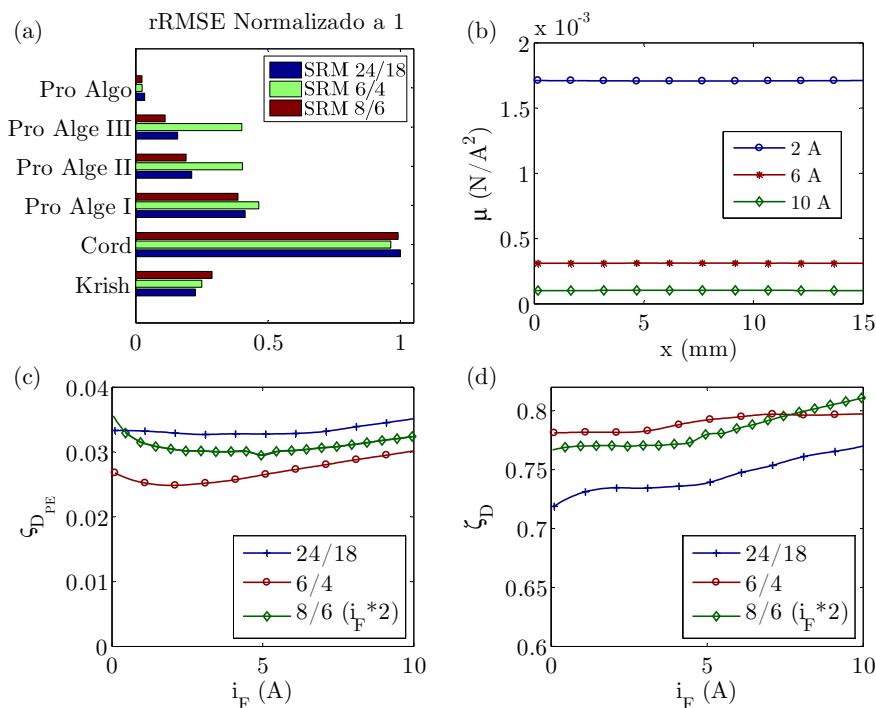
Así, en el bucle externo se parte del valor de ζ_{DPE} obtenido de (3.76) y en el interno se calcula el flujo de dispersión para cada valor de corriente de fase, resolviendo (3.39) mediante un algoritmo similar al empleado anteriormente (figura 3.4). Si considerando la característica completa, la bondad del ajuste cuantificada través del rRMSE y del MAE (definidos, respectivamente, en (2.26) y (2.27)) queda por debajo del umbral deseado, el valor de ζ_{DPE} se considera válido, caso contrario ζ_{DPE} se modifica y el algoritmo se vuelve a ejecutar.

Resulta relevante indicar que al disponer del valor inicial de ζ_{DPE} obtenido mediante (3.76), el algoritmo converge muy rápidamente.

En cuanto a la resolución en el bucle interno, la variable independiente a considerar es la densidad del campo en la región de aire, B_{EHD} , en lugar de la densidad del campo en el polo del estator, B_{PED} , tal como se hizo para el flujo principal y el flujo marginal. Es decir, conocidas la permeabilidad del campo en el polo y en el yugo del estator procedentes del cálculo previo del flujo principal y las dimensiones del motor (incluido el carrete), la determinación de B_{EHD} a partir de (3.85) conduce de forma directa al cálculo del flujo de dispersión sin más que multiplicar B_{EHD} por S_{EHD} .

Las características ϕ_D vs. i_F y λ_D vs. i_F resultantes tras evaluar el algoritmo para los tres motores se muestran en la figura 3.17 indicadas como “Pro Algo”. Como se puede observar su similitud respecto a las obtenidas mediante el FEM es muy alta, poniéndose por tanto de manifiesto la posibilidad de operar con un valor promedio de ζ_D , ζ_{DPE} y ζ_{DYE} no dependiente de i_F . La bondad del ajuste expresada cuantitativamente mediante el rRMSE, normalizado a la unidad, se muestra en la figura 3.18 (a), siendo comparativamente el mejor resultado de los obtenidos de todos los procedimientos analizados.

Figura 3.18. (a) Error rRMSE entre el flujo concatenado de dispersión determinado por el FEM y los procedimientos estudiados; (b) permeabilidad *vs.* la coordenada x entre extremos del polo del estator para tres valores de corriente (calculada por el FEM) y c), d) resultado de evaluar (3.76) y (3.80), respectivamente.



Los valores inicial (P_I) y final (P_F) de ζ_{DPE} , obtenidos, respectivamente, mediante (3.76) para un valor de corriente en la región lineal y el algoritmo de cálculo, se muestran en la tabla 3.5. En los tres motores estudiados la diferencia entre ambos valores resulta baja, justificándose con ello la validez de la aproximación inicial y la causa del reducido tiempo de cómputo del bucle externo del algoritmo de cálculo del flujo de dispersión.

En la misma tabla se incluye el resultado del criterio estadístico rRMSE empleado para cuantificar la bondad del ajuste de la característica λ_D *vs.* i_F , en caso de: a) aplicar el algoritmo de cálculo propuesto (Algo), b) considerar el valor inicial ζ_{DPE} obtenido analíticamente (Alge III); c) aplicar la propuesta inicial presentada en [Krishnan, 2001] (Krish). Del análisis de estos resultados y de las gráficas mostradas en la figura 3.17 y de la figura 3.18 (a), se puede concluir que los precedentes del cálculo propuestos en esta tesis contribuyen a mejorar la estimación del flujo de dispersión concatenado en un SRM en la posición de alineamiento.

Por otro lado, dado que ciertos transformadores pueden ser considerados como un caso particular de SRM con polos enfrentados de igual sección, el conocimiento que deriva de este análisis habrá de ser de utilidad tanto para su estudio como para el de otros actuadores electromagnéticos similares.

3.7. Cálculo final del flujo concatenado total

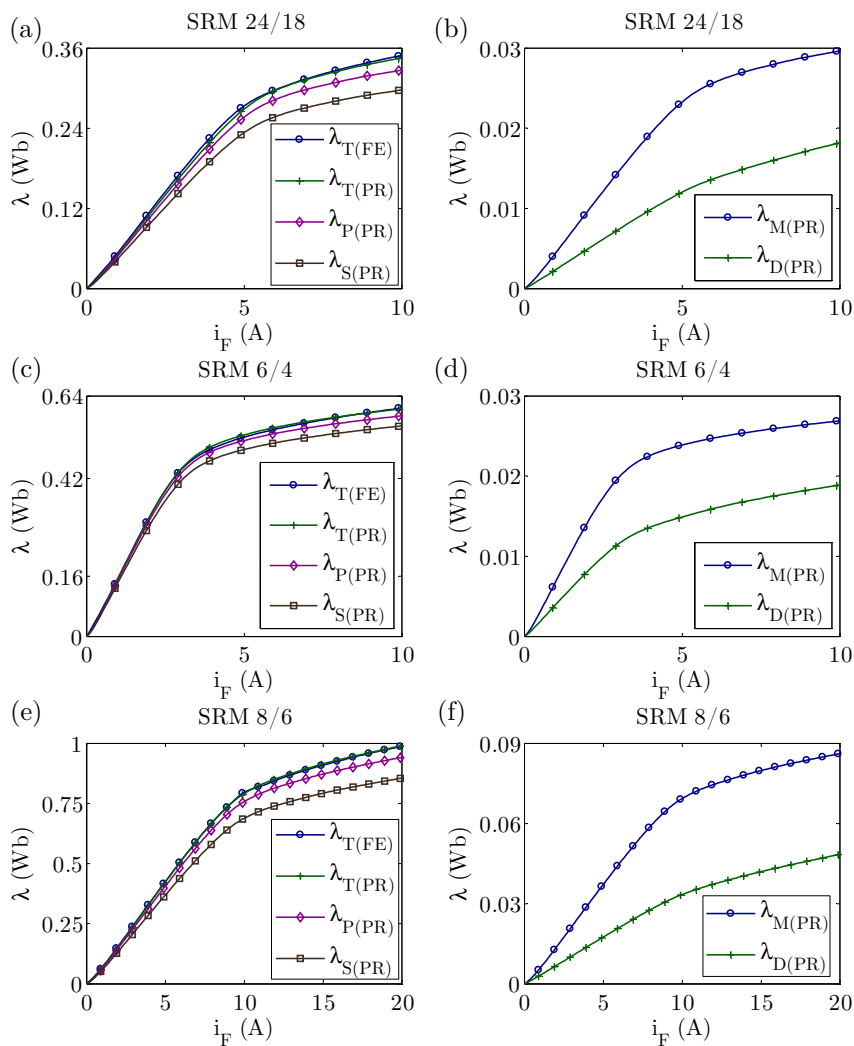
Una vez calculados el flujo concatenado principal y el flujo concatenado de dispersión, la determinación del flujo concatenado total, expresado como suma de ambos, es directa.

En la figura 3.19 se muestra la característica λ_T vs. i_F obtenida para los tres motores mediante los procedimientos propuestos junto con la calculada mediante el FEM, tal como se describe en el apartado anterior, actuando esta última como patrón. La bondad del ajuste entre ambos resultados resulta excelente, consecuentemente con los obtenidos para el flujo de dispersión y el flujo principal.

Como resumen del estudio en la posición de alineamiento, en la figura 3.19 también se incluyen las relaciones λ_P vs. i_F , λ_S vs. i_F , λ_M vs. i_F y λ_D vs. i_F obtenidas aplicando los procedimientos propuestos que se han revelado más idóneos, siendo los resultados numéricos procedentes del análisis por el FEM (tabla 3.2) similares a los que se deducen de las características mostradas en la figura 3.19. Así, en los motores SRM 8/6 y SRM 24/18, cuyos entrehierros presentan un valor típico de 0,5 y 0,6 mm, respectivamente, el flujo concatenado marginal es en promedio en torno a 1,7 veces el flujo de dispersión, siendo dicha relación para el SRM 6/4 igual a 1,3, dado el menor valor de la longitud del entrehierro de tan solo 0,3 mm. Por otro lado, el flujo concatenado marginal representa en promedio aproximadamente un 8% del flujo concatenado total para el SRM 8/6 y el SRM 24/18 y un 3,8 % para el SRM 6/4, siendo en consecuencia el flujo concatenado de dispersión en torno al 4,7% del flujo concatenado total para el SRM 8/6 y el SRM 18/24 y un 2,8% para el SRM 6/4.

Por último, subrayar que al estar el estudio previo realizado en 2D, se ha obviado tanto la contribución del flujo concatenado en la cabeza de las bobinas como la del flujo marginal axial no computado en el plano y-z, siendo este significativo en motores planos como el SRM 18/24, en los cuales la longitud del paquete de chapas resulta similar a la anchura de los polos. Por consiguiente, tal como se demostrará posteriormente (en la sección 5.2 del capítulo) cuando se aborde la caracterización del motor en 3D por el FEM, el flujo concatenado total calculado es inferior al que debería resultar.

Figura 3.19. Representación de las características λ_T vs i_F , λ_P vs i_F , λ_S vs i_F (a, c y e) λ_M vs i_F y λ_D vs i_F (b, d y f) obtenidas mediante los procedimientos propuestos (PR) en los tres motores bajo estudio. Se incluye además la característica λ_T vs i_F determinada mediante el FEM (FE).



Concluida una parte de la caracterización analítica del SRM, donde se ha puesto de manifiesto la necesidad de aplicar los procedimientos propuestos para la determinación de la relación entre el flujo concatenado, la corriente de fase y la posición del rotor en la posición de alineamiento, especialmente en el caso de la determinación del flujo marginal y del flujo de dispersión, el siguiente estadio a acometer es la caracterización del motor en la posición de desalineamiento. Esta tarea se aborda en el siguiente capítulo.

Capítulo 4

Caracterización analítica del SRM en la posición de desalineamiento

4.1. Introducción

Estudiada la metodología a seguir para la determinación de la característica flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor en la posición de alineamiento, su identificación mediante expresiones analíticas en el resto de posiciones requiere de su conocimiento en la posición de desalineamiento.

Con ese fin, cumpliendo con el tercer objetivo de estudio y contribución de mejora propuesto en esta tesis, en este capítulo se revisan y analizan los diferentes procedimientos analíticos de cálculo descritos en la literatura en el caso de asumir o no infinita la reluctancia del material.

Como resultado de este análisis, ha aflorado la necesidad de incluir algunas correcciones en los procedimientos revisados y la propuesta de otros que contribuyen a mejorar la determinación de la citada característica, especialmente en el caso de considerar la influencia del material ferromagnético.

En ambos supuestos los resultados procedentes de los procedimientos descritos en la literatura, los desarrollados en esta tesis y las modificaciones en su caso propuestas, se comparan con los obtenidos de las simulaciones por el FEM (tomadas como patrón objetivo) haciendo uso de diferentes figuras de mérito, con el fin de determinar su idoneidad y la validez de las aportaciones de esta tesis.

4.2. Planteamiento y revisión del problema

En la posición de desalineamiento el motor no llega a saturarse, sin embargo, tal como se puede observar en las simulaciones mostradas en la figura 4.1, la dispersión del flujo en el entrehierro es muy alta. En consecuencia, el número de tubos de flujo a considerar, o en su defecto de circuitos magnéticos equivalentes necesarios para la determinación del flujo principal, resulta mayor que en la posición de alineamiento.

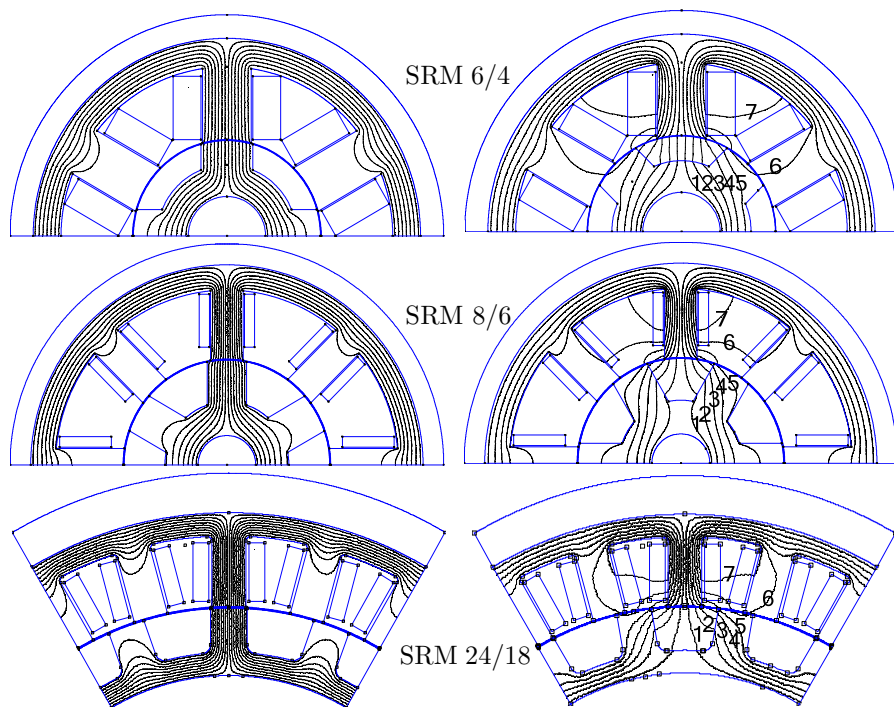
De igual modo, tal como se desprende de las simulaciones mostradas en la figura 4.1, en la posición de desalineamiento el flujo de dispersión cobra mayor relevancia que en la de alineamiento. De hecho, cuando al programa de análisis FEMM se le pide que en la posición de alineamiento represente tan solo 14 líneas, como es el caso, ninguna de ellas se corresponde con las que aparecen en la figura 3.15 asociadas al flujo de dispersión en la posición de alineamiento.

Por otro lado, los resultados mostrados en la figura 4.1 indican cierta disparidad en el recorrido que en cada motor sigue una línea equipotencial de \mathbf{A} con la misma designación numérica cuando atraviesa el entrehierro. En consecuencia, si para el cálculo en la posición de alineamiento del flujo concatenado total de cualquier SRM con corte clásico, el problema se resuelve considerando el mismo número simétrico de tubos de flujo o trayectorias, dos motores con relaciones geométricas como el SRM 6/4 y el SRM 8/6 habrán de exhibir expresiones matemáticas distintas para el cálculo de la reluctancia del entrehierro en un tubo o trayectoria con la misma designación numérica.

La conclusión anterior nos conduce a la siguiente disyuntiva: precisión *vs.* velocidad de cómputo. Es decir, la determinación precisa del flujo concatenado total en la posición de alineamiento para cualquier motor de corte clásico, mediante expresiones analíticas, requiere del conocimiento de la geometría de cada tubo, siendo necesario para su determinación un simulador sustentado en métodos de cálculo numérico como el FEM. Quedando consecuentemente mermada la funcionalidad en términos de velocidad de computo del cálculo analítico frente al FEM.

Evitar esta pérdida de funcionalidad se logra a costa de una menor precisión, asumiendo que cualquier motor de corte clásico puede ser analizado con un mismo número de tubos de flujo y que cada tubo de flujo con la misma designación numérica seguirá el mismo recorrido con independencia del motor bajo estudio, hipótesis incierta como se verá más adelante.

Figura 4.1. Detalle de las trayectorias del campo magnético obtenido en FEMM en las posiciones de alineamiento (izda.) y desalineamiento (dcha.) representado únicamente 14 líneas equipotenciales de \mathbf{A} .



Partiendo de la asunción anterior, la inductancia al origen en la posición de desalineamiento (flujo concatenado total *vs.* corriente de fase) se obtiene como la suma de la asociada a cada una de las trayectorias, las cuales se determinarán siguiendo procedimientos de cálculo semejante a los estudiados en esta tesis para la posición de alineamiento.

Así, tal como se comentó en el capítulo 1, en [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001] se consideran 7 trayectorias promedio (5 para el flujo principal y 2 para el flujo de dispersión), pero aunando la trayectoria número 1 y su simétrica en una sola que recorre el centro del entrehierro y del polo del estator, dividiéndose al llegar a los yugos del rotor y del estator.

Años más tarde en [Sheth, 2005] se propone algo semejante considerando 6 trayectorias (4 para el flujo principal y 2 para el de dispersión), sin embargo únicamente se detalla el cálculo para una de ellas.

Dada la escasa información proporcionada en [Sheth, 2005], el trabajo resulta irreproducible, no siendo así en [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001]. Ambos trabajos, bien detallados, se centran en la caracterización de un SRM

8/6, aportando expresiones (muy similares) para el cálculo de la sección y de la longitud de las diferentes partes del motor que cada una de las 7 trayectorias atraviesa.

En [Krishnan, 2001] el cálculo del flujo concatenado en cada trayectoria se realiza siguiendo el procedimiento ya estudiado en esta tesis para el flujo concatenado de solapamiento en la posición de alineamiento. Es decir, a cada trayectoria se le asigna un tubo de flujo y se calcula su sección y su longitud en cada una de las partes que atraviesa (detallado profusamente en ambos trabajos para el entrehierro), se establece el número de espiras que dicha trayectoria concatena (en ninguno de los trabajos se justifica el valor considerado para las dos trayectorias de dispersión), se plantea su circuito equivalente y mediante un algoritmo similar al mostrado en la figura 3.4 se determina el flujo que esa trayectoria concatena.

A priori los estudios presentados en [Vijayraghavan, 2001] y [Krishnan, 2001] parecen semejantes, sin embargo si se estudian en detalle hay una serie de sutilezas que los diferencian. Así, en los caminos del 1 al 5 únicamente es necesario determinar la longitud y la sección en el entrehierro, siendo la densidad del campo en esa región B_{EH} igual a la del polo del estator B_{PE} por la ratio entre la sección inicial del tubo en la frontera del polo del estator con el entrehierro, que coincide con una parte del polo del estator y la sección equivalente de ese tubo en el entrehierro. Por otro lado, por diseño se consideran conocidas las demás relaciones entre el campo en el resto de regiones del material y el polo del estator. Así, conocida la relación $B-H$ del material, la longitud y la sección de cada región y el valor de la fmm total real, es posible determinar el flujo concatenado en cada tubo sin más que aplicar el algoritmo de cálculo.

En conclusión, lo más significativo de ambos trabajos obviamente no es el uso del procedimiento de cálculo del flujo basado en la descomposición del problema en tubos de flujo, sino la obtención de expresiones para el cálculo aproximado de las dimensiones (longitud y sección promedio) de los tubos en ciertas regiones del motor.

Con el propósito de comprobar la viabilidad del método, así como las propuestas de cálculo descritas en [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001], se ha realizado una profunda revisión, replanteando por completo el estudio y tomando como base los tres motores, estudio que se aborda en los siguientes apartados.

4.3. Cálculo del flujo concatenado mediante el método de los tubos de flujo

La primera tarea a acometer cuando se aplica el método de los tubos de flujo (en adelante FTM) es la determinación del número de tubos necesarios para resolver con suficiente precisión el problema electromagnético. En esta tesis se ha considerado como mínimo aquel que posibilite identificar de forma aproximada la trayectoria de todas las líneas de campo.

La definición de tubo de flujo es ampliamente conocida, sin embargo, el modo de relacionar el resultado de una simulación 2D por el FEM con el concepto de tubo de flujo no suele encontrarse directamente en la literatura. Así, con el fin de facilitar la interpretación de lo que a continuación se describe, supóngase un tubo con sección no uniforme y cuyas fronteras quedan definidas por dos líneas equipotenciales de \mathbf{A} . Al aplicar las condiciones esenciales o de Dirichlet a cualquiera de las dos fronteras, dado que \mathbf{B} es el rotacional de \mathbf{A} y \mathbf{A} solo tiene una componente en el eje z , resulta:

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & A_z \end{vmatrix} = \frac{\partial A_z}{\partial y} \cdot \hat{x} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \cdot \hat{y}. \quad (4.1)$$

Asociando el eje x con la dirección tangencial y el eje y con la normal:

$$\mathbf{B} = \frac{\partial A_z}{\partial u_n} \cdot \hat{u}_t - \frac{\partial A_z}{\partial u_t} \cdot \hat{u}_n. \quad (4.2)$$

En consecuencia, como en sendas fronteras el tubo está delimitado por dos líneas equipotenciales de \mathbf{A} , $\partial A_z / \partial u_t$ resultará nula y, por tanto, \mathbf{B} tangencial. Así, la dirección de \mathbf{B} coincidirá en el plano x, y con la de una línea equipotencial de \mathbf{A} representada en el mismo plano.

Asimismo, puesto que el flujo magnético se asocia con el número de líneas de fuerza del campo magnético y estas no se pueden cruzar, su número y, por tanto, el flujo entre dos líneas equipotenciales de \mathbf{A} , será constante. Subsiguientemente, un tubo limitado por dos líneas equipotenciales de \mathbf{A} se comporta como un tubo de flujo.

Es importante recordar que el programa FEMM traza líneas equipotenciales de \mathbf{A} en intervalos regulares. Así, si sobre las simulaciones de FEMM se dibujan dos tubos de flujo limitados por dos líneas equipotenciales de \mathbf{A} que, para un valor concreto del eje y , se encuentran separadas a la misma distancia

sobre el eje x , ambos tubos tendrán a esa altura y la misma sección, flujo y densidad como se deduce de las relaciones siguientes:

$$\phi = \int_S \mathbf{B} ds = \int_S \nabla \times \mathbf{A} ds = \oint_C \mathbf{A} dl, \quad (4.3)$$

donde S es la superficie abarcada por una línea cerrada C , y que en este caso tendría forma rectangular sobre el plano x, z a una altura y .

Establecida la relación entre el concepto de tubo de flujo y los resultados de la simulación por elementos finitos, el análisis de los mismos posibilita la determinación del mínimo número de tubos a considerar. Ello requiere representar un número de líneas de campo suficientemente alto que permita identificar todas las tendencias geométricas. Concretamente, en el caso de los tres SRM bajo estudio, 260 líneas de campo han sido suficientes. El resultado se muestra en la figura 4.2 donde se puede observar la mejora en la resolución respecto de la figura 4.1.

El análisis del resultado de las simulaciones mostrado en la figura 4.2 indica que para el SRM 8/6 y el SRM 24/18 (ambos con una geometría clásica) son necesarios al menos 7 tubos, mientras que para el SRM 6/4 (con una relación muy superior a la habitual entre la altura del polo del rotor y del estator) con 6 tubos podría ser suficiente. Así, las líneas equipotenciales de \mathbf{A} , que limitan cada uno de los 7 tubos en ambos motores con una geometría clásica, deberán cumplir los requisitos que a continuación se detallan.

El estudio previo de estos requisitos no se aborda ni en [Krishnan, 2001] ni en [Vijayraghavan, 2001], siendo, como se comprobará posteriormente, ciertamente necesario.

Todos los tubos, excepto el número 1, tienen otro simétrico respecto al eje longitudinal de cada uno de los polos del estator de la fase activa. La representación gráfica de lo que a continuación se detalla se muestra en la figura 4.3.

El tubo 1 lo limitan la circunferencia interna del yugo del rotor y externa del yugo del estator y las dos líneas equipotenciales de \mathbf{A} más próximas a sendas intersecciones entre el yugo y los dos polos del rotor más próximos al polo del estator de la fase activa (punto A y su simétrico en la figura 4.3).

Los tubos numerados del 2 al 4 están comprendidos entre la línea equipotencial de menor longitud que limita el tubo numéricamente inferior y aquella más próxima a esta y a su vez: para el tubo número 2, al punto central de la arista del polo del rotor (punto B); para el tubo número 3, al punto medio entre el centro y el final superior de la arista del polo del rotor (punto C); para el tubo número 4, a la intersección entre el final superior de la arista del polo del rotor y la base superior del polo del rotor (punto D).

Figura 4.2. Resultados de la simulación del SRM 8/6 ($i_F=14$ A), el SRM 24/18 ($i_F=7$ A) y el SRM 6/4 ($i_F=7$ A) en la posición de no alineamiento, mostrando 260 líneas equipotenciales de \mathbf{A} (imágenes vectoriales ampliables sin pérdida de resolución en el documento en formato digital).

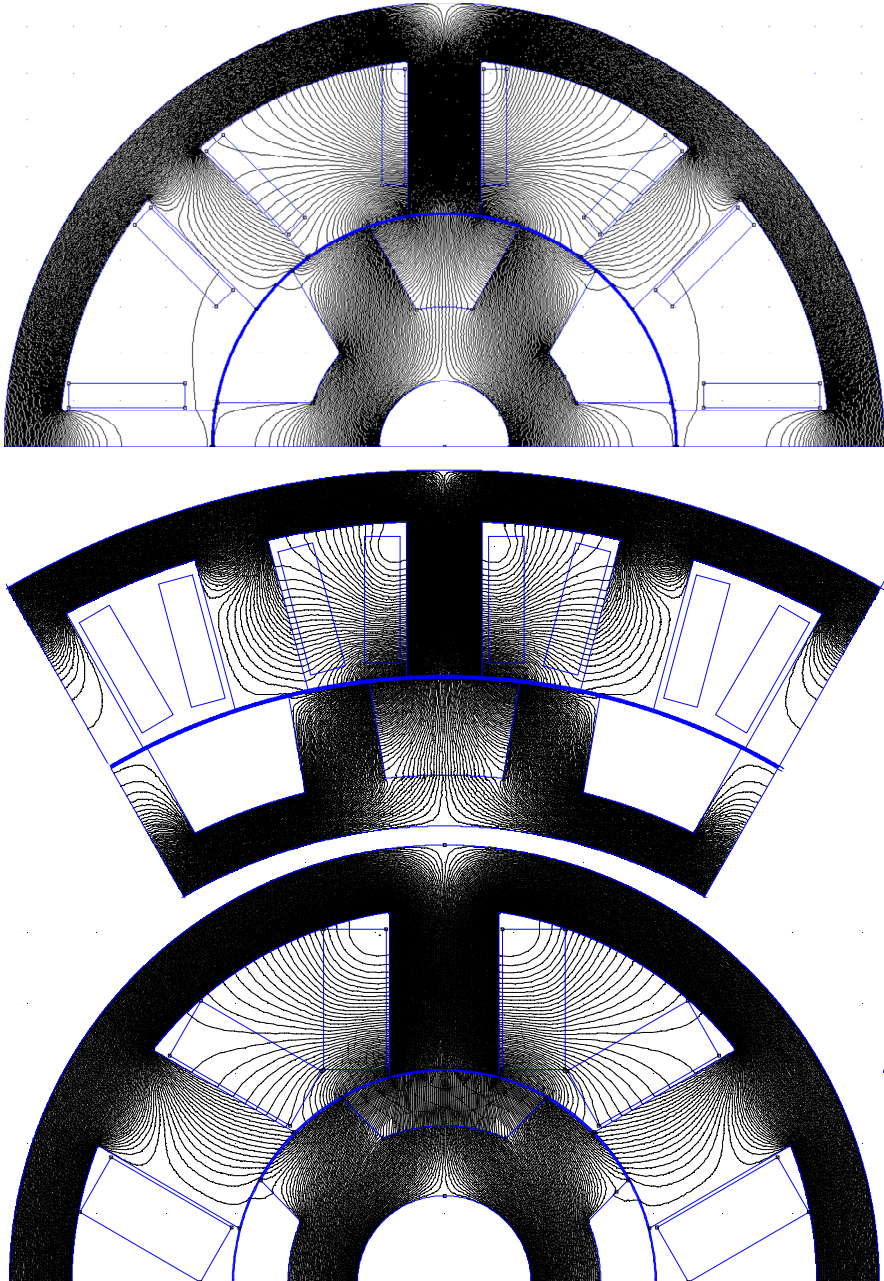
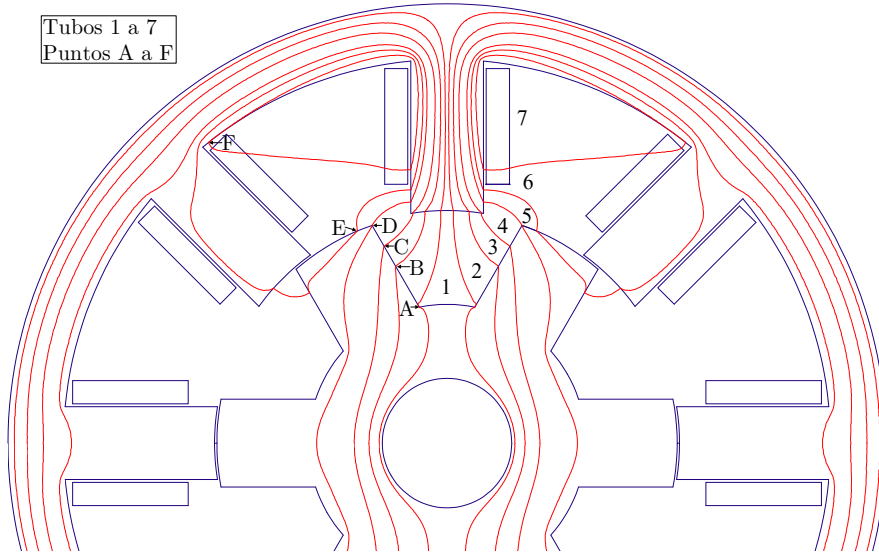


Figura 4.3. Representación gráfica de las líneas equipotenciales de A que limitan los 7 tubos de flujo (imagen vectorial).



Los tubos número 5 y 6 ocupan la región formada por la línea equipotencial de menor longitud que limita el tubo numéricamente inferior y aquella más próxima a esta y de mayor longitud que a su vez: para el tubo número 5, no llega a atravesar el yugo del rotor pero sí un polo del estator de la fase activa y su contiguo y el perfil encerrado entre ambas líneas que limita el polo y el yugo del rotor; para el tubo número 6, solo atraviesa el yugo y el polo del estator.

El tubo número 7 ocupa el espacio comprendido entre la línea equipotencial de menor longitud que limita el tubo 6 y los perfiles del polo y del yugo del estator encerrados por esa línea.

Una vez definidos los límites de cada tubo, el paso siguiente consiste, tal como se hizo en la posición de alineamiento, en la determinación de los valores promedio de la sección, la longitud y la permeabilidad magnética del tubo en cada una de las regiones que atraviesa. Ello requiere dibujar todos los tubos, lo cual resulta una tarea tremendamente pesada y temporalmente muy costosa.

Esto se debe a que los programas de simulación por el FEM no incorporan herramientas que posibiliten dibujar líneas equipotenciales de A atravesando puntos concretos. Así, una vez identificados en el programa de simulación los puntos significativos A a F mostrados en la figura 4.3 (en este caso mediante FEMM), las imágenes procedentes de la simulación han de trasladarse a un programa de diseño gráfico (para ello se ha utilizado AutoCAD) para,

posteriormente, dibujar los tubos de flujo sobre las líneas equipotenciales visibles en dichas imágenes.

Además, considerando que el número de líneas equipotenciales a representar para asegurar que estas atraviesan los puntos significativos A a D, o al menos se acercan a estos con la suficiente resolución, debe de ser muy alto en aquellas zonas donde la densidad del campo también lo es, resulta muy difícil distinguir unas líneas de otras (ver figura 4.2) a no ser que la imagen del motor procedente de la simulación se amplíe lo suficiente. En consecuencia, en la pantalla del ordenador únicamente se puede mostrar una región del motor, de modo que la imagen completa procedente de la simulación se debe reconstruir en AutoCAD superponiendo las imágenes de esas regiones, una vez escaladas, sobre el dibujo del SRM previamente exportado desde FEMM a AutoCAD.

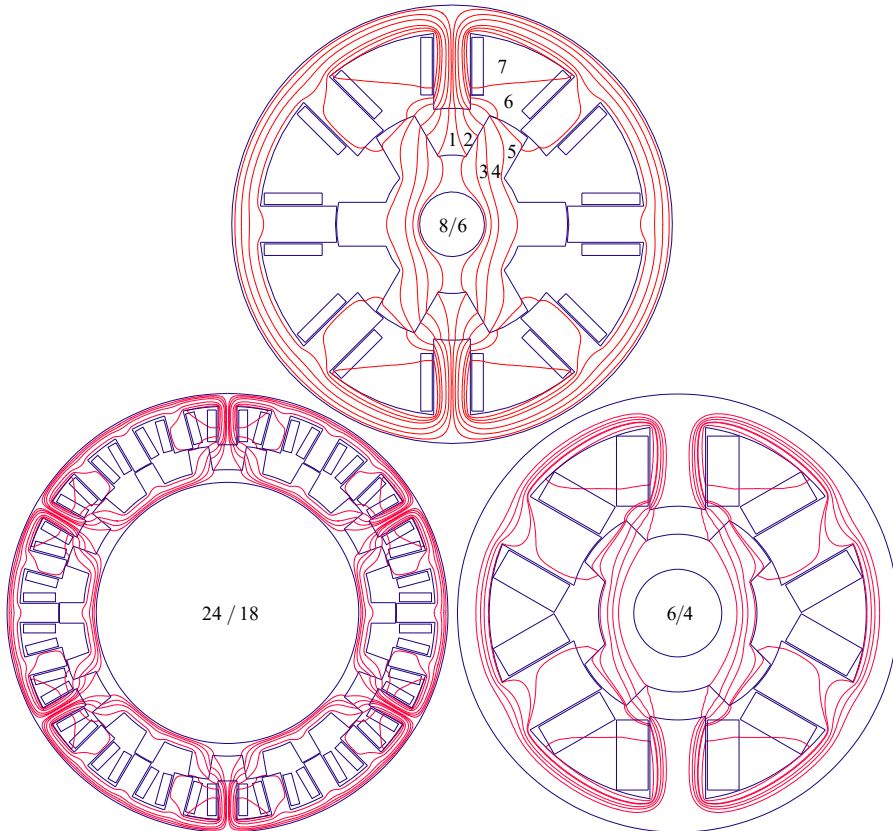
El resultado de este proceso se muestra en la figura 4.4, donde se puede observar una clara dependencia de la distribución de los tubos con la geometría del motor y, especialmente con la relación entre la altura de polo del rotor y del estator. Así, en motores con una relación habitual como en el SRM 24/18 y el SRM 8/6 ($h_{PR}/h_{PE} \approx 3/5$) la distribución es cualitativamente similar. Lo cual no sucede para el SRM 6/4, al ser la altura del polo del rotor muy inferior a la del polo del estator ($h_{PR}/h_{PE} \approx 1/3$).

Con este estudio también se ha pretendido comprobar si los puntos de cruce de las líneas que limitan los tubos 1 a 4 con la base inferior del polo del estator y que definen su secciones en la frontera entre el material y el vacío, eran las propuestos en [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001]. Para ello, y al igual que en ambos trabajos, se ha considerado un SRM 8/6 con las mismas dimensiones y número de espiras que en [Krishnan, 2001]. Además, se ha impuesto como requisito previo que las líneas equipotenciales que separan los tubos numerados del 1 al 5, crucen la arista del polo del rotor por los mismos puntos (identificados como A, B, C y D en la figura 4.3) que en sendos estudios.

El resultado, sin embargo, no ha sido el esperado. Las líneas equipotenciales que limitan los tubos 1 a 4 no cruzan la base del polo por los puntos propuestos en dichos trabajos. Si así lo hicieran, habría líneas equipotenciales que se cruzarían, lo cual no es posible. Esta conclusión evidencia la imposibilidad de calcular de forma correcta la sección de dichos tubos en la base del polo del estator y, por tanto, en el entrehierro según las aproximaciones propuestas en [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001].

De igual modo, la línea que limita el tubo 5 pasando por el punto D no cruza la arista del polo del estator a la altura propuesta en [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001] para el SRM 8/6.

Figura 4.4. Representación de las líneas equipotenciales de \mathbf{A} que limitan los tubos de flujo en el SRM 8/6, el SRM 24/18 y el SRM 6/4 (imágenes vectoriales).



Tampoco los resultados son los previstos para los tubos 6 y 7. Si se analiza la tendencia geométrica de las líneas equipotenciales, y tal como se ha hecho se escogen 7 tubos para su descripción, el punto en el que intersecan la línea que separa los tubos 5 y 6 y la base superior del polo del rotor difiere del propuesto en sendos trabajos. Lo cual, se traslada al cálculo de la sección del tubo número 5 en esa zona limítrofe entre el vacío y el material electromagnético. De igual modo, la tendencia en la trayectoria de líneas equipotenciales revela que los puntos de cruce entre la arista del polo del estator y las dos líneas que separan los tubos 5, 6 y 7 también difiere de los propuestos en dichos trabajos y, por ende, el valor de las secciones de esos tubos en el límite entre el vacío y la arista del polo del estator.

Asimismo, la sección y la longitud media de los tubos calculadas en el resto de regiones distan, según las aproximaciones propuestas en los dos trabajos, de las obtenidas en este estudio. Hecho que también sucede con la corriente

total encerrada por la trayectoria promedio de los tubos 6 y 7 (calculada en base a la proporción del número total de espiras).

Tras el estudio del SRM 6/4, se han comprobado las mismas limitaciones, siendo en este caso más relevantes, como cabía esperar de la atípica relación entre la atura de los polos del rotor y del estator.

Por otro lado, las expresiones propuestas en [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001] únicamente se plantean para motores con 2 simetrías, siendo necesario adaptarlas para otros con más repeticiones. Como respuesta ante esa falta de información, estas se han evaluado sobre el prototipo del SRM 24/18, manifestándose desafortunadamente las mismas limitaciones que en el SRM 8/6.

Con el ánimo de solventar dichas limitaciones, en esta tesis se han reformulado prácticamente todas las expresiones propuestas en [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001]. Si bien, a fin de limitar la extensión que conllevaría la completa traslación del estudio, se obviarán aquellas comunes a las referencias anteriores, invitando al lector a seguir la detallada descripción geométrica del problema en cualquiera de los otros dos trabajos.

El flujo total concatenado en la posición de no alineamiento, λ_T , se corresponde con el producto del número de polos del estator de la fase activa por la suma del determinado en cada uno de los 13 tubos que atraviesan uno de esos polos:

$$\lambda_T = N_{PEF} \left(\lambda_1 + 2 \sum_{n=2}^7 \lambda_n \right). \quad (4.4)$$

El flujo principal ϕ_P es la suma del flujo ϕ_i en los tubos 1 a 5, siendo el flujo concatenado asociado a cada tubo λ_i :

$$\lambda_i = N_{EP} \phi_i = N_{EP} B_{PE_i} S_{PE_i} \quad \text{para } i = 1 \text{ a } 5. \quad (4.5)$$

El flujo de dispersión ϕ_D se compone del flujo ϕ_i en los tubos 6 y 7. Resultando necesario conocer la proporción del número total de espiras por polo que concatena la trayectoria promedio de cada tubo, ζ_{D_i} , para la determinación del flujo concatenado correspondiente. Esto es:

$$\lambda_i = \zeta_{D_i} N_{EP} \phi_i = \zeta_{D_i} N_{EP} B_{PE_i} S_{PE_i} \quad \text{para } i = 6 \text{ y } 7. \quad (4.6)$$

Puesto que el flujo concatenado es función del valor promedio del módulo de la densidad del campo en el polo del estator, B_{PE} , resulta conveniente analizar el comportamiento de esta variable. El resultado para el SRM 24/18 se muestra en la figura 4.5, donde se puede observar una clara dependencia de tipo parabólico del módulo \mathbf{B} con la coordenada x . A pesar de ser poco

significativa en torno a la mitad de la mitad superior del polo del estator, tiende a acentuarse conforme se desciende en el eje y .

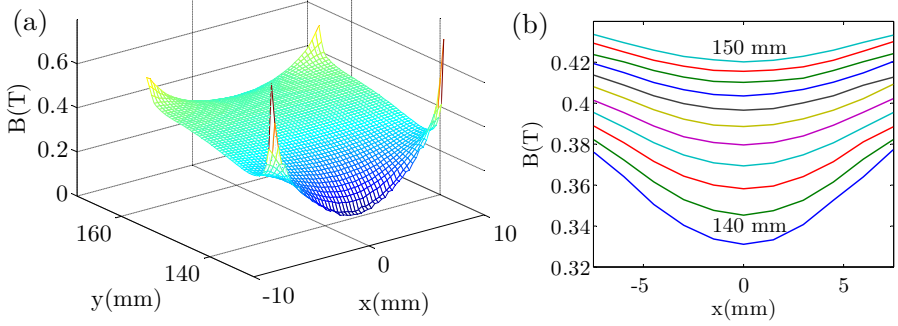
Los resultados anteriores son del todo coherentes con los que se deducen al observar la separación de las líneas equipotenciales de \mathbf{A} en la figura 4.1 y que a su vez se corresponden con los procedentes del análisis del SRM 8/6 y el SRM 6/4, siendo estos consecuentemente extensivos a otros motores de corte clásico.

Así, si tal como se propone la región del polo del estator se descompone en tubos que la recorren verticalmente y se toma como parámetro la coordenada y , la variación en cada tubo del módulo de \mathbf{B} respecto a x , presenta una dependencia aproximadamente lineal. De modo que el centro de la recta que define esa dependencia queda atravesado por la trayectoria promedio que recorre el tubo. Por consiguiente, trabajar en cada tubo con el valor promedio del módulo de \mathbf{B} *vs.* x es una aproximación correcta. No causando un significativo aumento del número de tubos una reducción proporcional del error.

De igual modo, si se analiza la dependencia del módulo de \mathbf{B} en el polo del estator respecto a la coordenada y manteniendo x como parámetro, se evidencia una dependencia no lineal. Esta dependencia presenta una forma aproximable por una exponencial truncada en el origen con un valor inicial mayor en los extremos del polo que en el centro y un comportamiento simétrico respecto al eje vertical que divide el centro del polo. Siendo el crecimiento del módulo de \mathbf{B} respecto a y muy leve para valores de x cercanos a los extremos del polo y más acentuado en torno al centro. En consecuencia, la aproximación del módulo de \mathbf{B} por su valor promedio en aquellos tubos con un orden numérico inferior exhibirá un mayor error. Una solución al problema implicaría subdividir el tubo en “rebanadas” (término que será empleado posteriormente), posibilitando considerar una dependencia lineal del módulo de \mathbf{B} *vs.* y en cada una, tal como se ha propuesto al dividir el polo en tubos respecto a x .

Este tratamiento del problema si bien en términos de velocidad de procesamiento de la información resultaría más rápido que mediante la aplicación del FEM, al no tener que resolver conjuntamente las expresiones que definen el campo \mathbf{B} en cada uno de los nodos del mallado en que se subdivide el motor, no lo sería en términos de complejidad computacional, puesto que, además del conocimiento de las dimensiones de la longitud y la sección promedio de cada rebanada, requeriría calcular el valor promedio de la permeabilidad de cada una de estas en cada tubo y región. Motivo por el cual en la literatura este procedimiento de cálculo solo se aborda en el entrehierro donde la permeabilidad es conocida, obviándose el cálculo del campo en las demás regiones del

Figura 4.5. Resultados de la simulación del SRM 24/18 en la posición de no alineamiento con $i_r=7A$: (a) módulo de \mathbf{B} vs. x e y en el polo del estator (las coordenadas en mm x , y de los puntos inferiores y superiores en las aristas del polo son, respectivamente, $\pm 7,5$, $132,388$ y $\pm 7,5$, $162,723$); (b) módulo de \mathbf{B} vs x en la parte superior del polo a intervalos de y espaciados 10 mm entre 140 y 150 mm



motor, cuya aportación se asume despreciable, asunto que será abordado posteriormente en esta tesis.

Obviando la descomposición de los tubos en rebanadas y puesto que el producto en cualquier región del tubo (yugos, entrehierro y polos) del módulo de \mathbf{B} por la sección normal a \mathbf{B} se ha de mantener constante, el hecho de imponer un valor promedio de B para cada tubo i en la región polo del estator, B_{PE_i} , posibilita mediante un algoritmo como el mostrado en la figura 3.4 la determinación del flujo concatenado en cualquiera de los 13 tubos.

En las tres siguientes páginas (figuras 4.6, 4.7 y 4.8) se muestra el detalle de los tubos y de las aproximaciones. Cada región se indica en un color distinto y el polo de la fase activa con un punto en su interior.

A continuación, se indican las ecuaciones a resolver para cada uno de los tubos de flujo considerados:

Tubo 1

$$N_{EP} i_F = \frac{B_{PE_1} l_{PE_1}}{\mu \Big|_{B=B_{PE_1}}} + B_{PE_1} S_{PE_1} \left(\frac{l_{EH_1}}{\mu_0 S_{EH_1}} + \frac{l_{YE_1}}{4 \mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_1} S_{PE_1}}{2 S_{YE_1}}} S_{YE_1}} + \frac{l_{YR_1}}{4 \mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_1} S_{PE_1}}{2 S_{YR_1}}} S_{YR_1}} \right). \quad (4.7)$$

Figura 4.6. Detalle de los tubos 1, 2 y 3 en los tres motores bajo estudio. El polo de la fase activa del estator se representa con un punto (imágenes vectoriales).

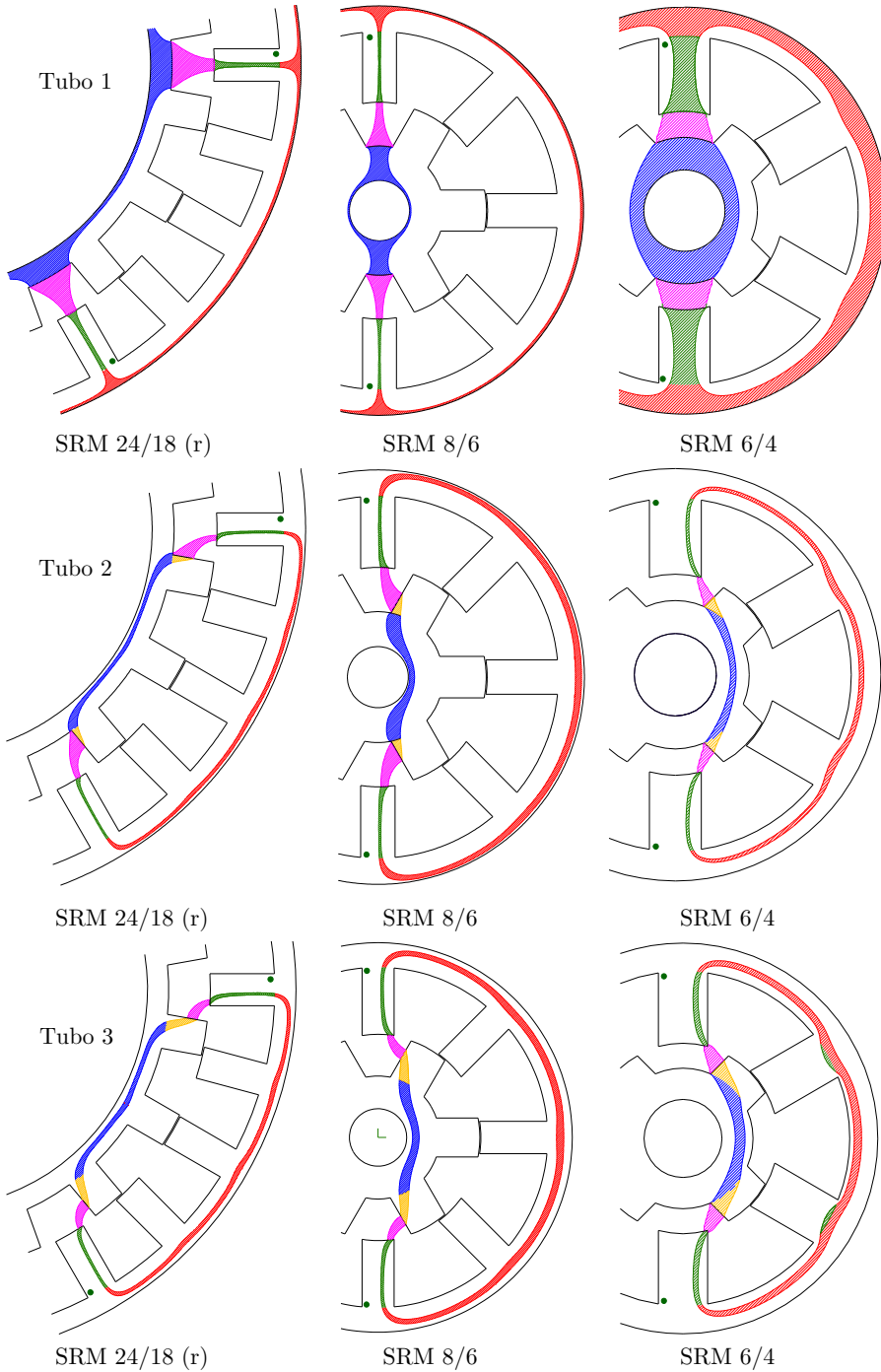


Figura 4.7. Detalle de los tubos 4 y 5 en los tres motores bajo estudio. En el tubo 5 se muestra el recorrido teórico y su aproximación (imágenes vectoriales).

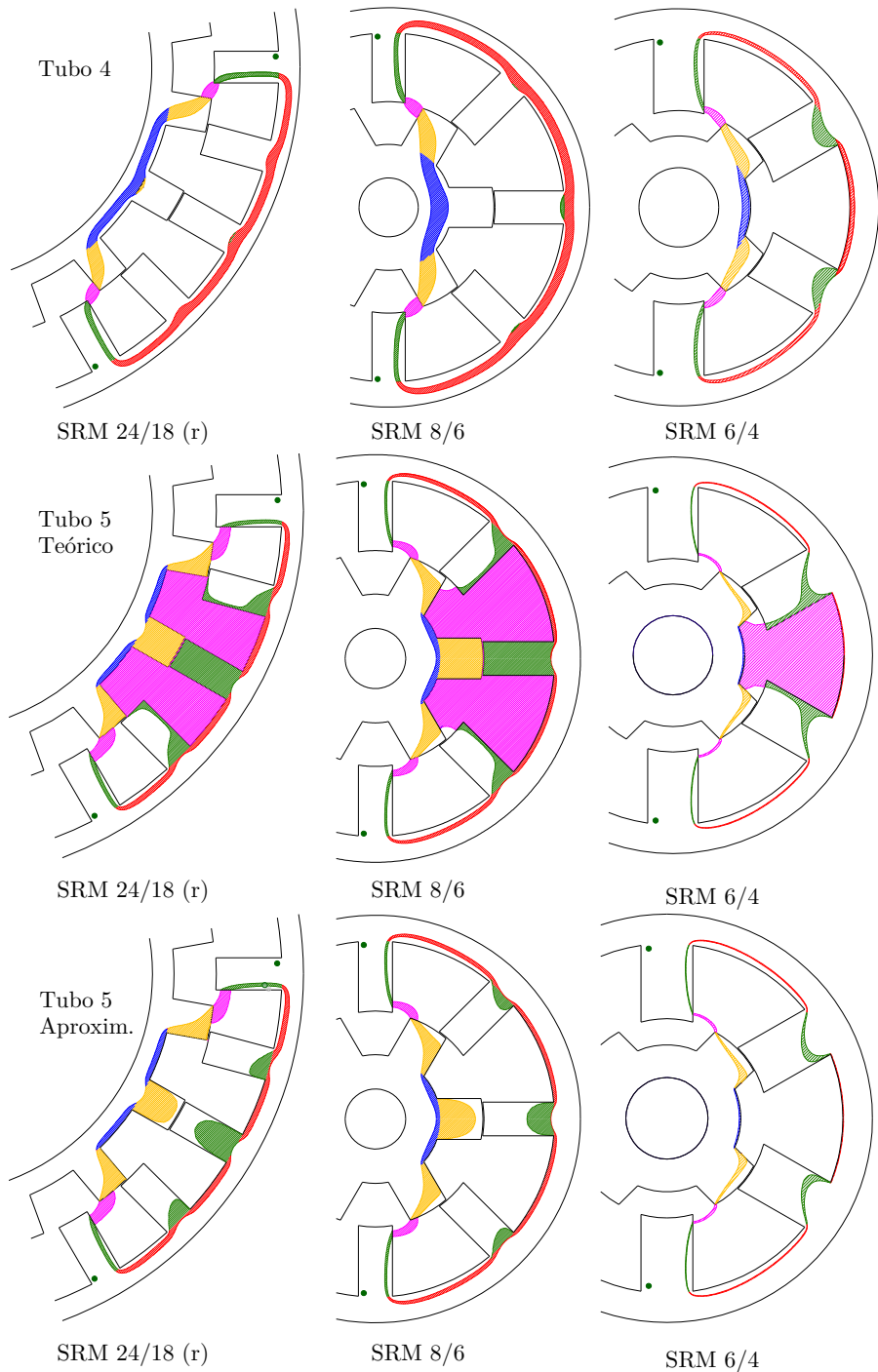
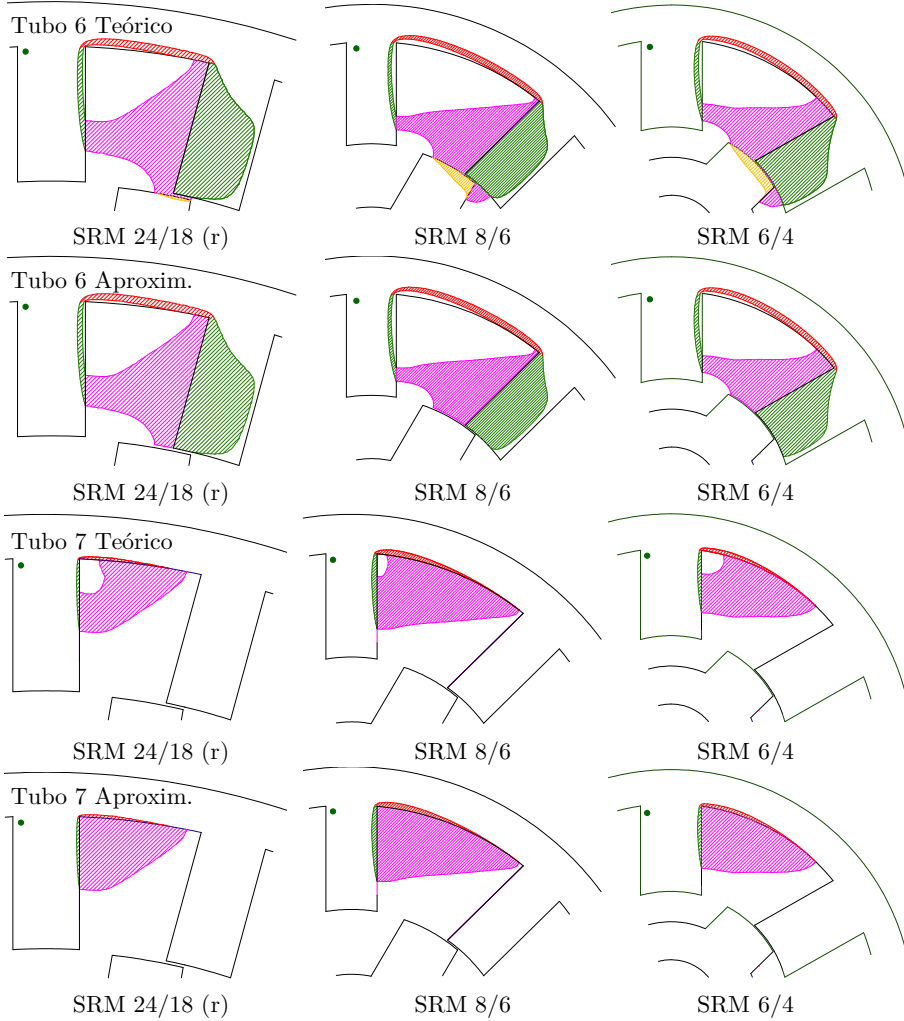


Figura 4.8. Detalle de los tubos 6 y 7 en los tres motores bajo estudio. Se muestra el recorrido teórico y su aproximación (imágenes vectoriales).



Tubos 2 a 5 ($i=2,\dots,5$)

$$N_{EP} i_F = \frac{B_{PE_i} l_{PE_i}}{\mu \Big|_{B=B_{PE_i}}} + B_{PE_i} S_{PE_i} \left(\frac{l_{EH_i}}{\mu_0 S_{EH_i}} + \frac{l_{PR_i}}{\mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_i} S_{PE_i}}{S_{PR_i}}} S_{PR_i}} + \frac{l_{YE_i}}{2\mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_i} S_{PE_i}}{S_{YE_i}}} S_{YE_i}} + \frac{l_{YR_i}}{2\mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_i} S_{PE_i}}{S_{YR_i}}} S_{YR_i}} \right). \quad (4.8)$$

Dada la complejidad del tubo 5, se considera la aproximación mostrada en la figura 4.7. La región de los polos en la que se adentra el tubo 4 y principalmente el 5 en su recorrido por los yugos se asocia a estos.

Tubo 6

$$\zeta_{D_6} N_{EP} i_F = \frac{B_{PE_6} l_{PE_6}}{\mu|_{B=B_{PE_6}}} + B_{PE_6} S_{PE_6} \left(\frac{l_{EH_6}}{\mu_0 S_{EH_6}} + \frac{l_{YE_6}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_6} S_{PE_6}}{S_{YE_6}}} S_{YE_6}} + \frac{l_{PE_6'}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_6} S_{PE_6}}{S_{PE_6'}}} S_{PE_6'}} \right). \quad (4.9)$$

Donde l'_{PE} y S'_{PE} son, respectivamente, la longitud y la sección del tubo en el polo del estator contiguo al de la fase activa.

Se ha obviado tanto la cuasi nula contribución del polo del rotor como la de la reducida región del vacío que queda por debajo del polo del estator contiguo al de la fase activa (figura 4.8). Aproximación sin tan apenas pérdida de resolución en el cálculo de flujo concatenado, pues equivale a considerar como límite externo del tubo la línea equipotencial de A de longitud inmediatamente inferior.

Tubo 7

$$\zeta_{D_7} N_{EP} i_F = \frac{B_{PE_7} l_{PE_7}}{\mu|_{B=B_{PE_7}}} + B_{PE_7} S_{PE_7} \left(\frac{l_{EH_7}}{\mu_0 S_{EH_7}} + \frac{l_{YE_7}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_7} S_{PE_7}}{S_{YE_7}}} S_{YE_7}} \right). \quad (4.10)$$

El tubo 7 formalmente queda delimitado por la trayectoria equipotencial de A que a su vez limita el tubo 6 y aquella de menor longitud que atraviesa el vacío y el polo del estator de la fase activa (figura 4.8). No obstante, el cálculo de la geometría del tubo se simplifica sin tan apenas pérdida de resolución obviando dicha trayectoria, y estableciendo como límite interior del tubo el fragmento de arista del polo del estator de la fase activa y de arco interno del yugo del estator confinados por la trayectoria equipotencial de A que separa los tubos 6 y 7 en el vacío.

En los tubos 6 y 7 es además necesario estimar la proporción de espiras ζ_D que concatena su trayectoria promedio.

El modo de determinar el valor medio de la sección, la longitud de la trayectoria promedio y la permeabilidad del campo en cada una de las regiones que forman cada tubo se detalla a continuación.

4.3.1. Sección y longitud media de los tubos 1 a 7 en la región del vacío

La sección de cada tubo en esta región se determinará promediando el valor de las secciones de entrada y de salida del tubo en las fronteras. El subíndice _B denota base y el subíndice _A arista.

Sección de los tubos 1, 2 y 3 en la frontera del polo del estator y el vacío:

$$S_{PE_EH_i} = \delta_{SB_PE_EH_i} \beta_E r_{IE} l_{PCH} \quad \text{para } i = 1, 2 \text{ y } 3. \quad (4.11)$$

Sección del tubo 4 en la frontera del polo del estator y el vacío:

$$S_{PE_EH_4} = \left(\delta_{SB_PE_EH_4} \beta_E r_{IE} + \delta_{SA_PE_EH_4} h_{PE} \right) l_{PCH}. \quad (4.12)$$

Sección de los tubos 5, 6 y 7 en la frontera del polo del estator y el vacío:

$$S_{PE_EH_i} = \delta_{SA_PE_EH_i} h_{PE} l_{PCH} \quad \text{para } i = 5, 6, 7. \quad (4.13)$$

Sección del tubo 1 en la frontera del yugo del rotor y el vacío:

$$S_{YR_EH_1} = \left[\frac{2\pi (r_{IR} + \omega_{YR})}{N_{PR}} - \beta_R r_{ER} \right] l_{PCH}. \quad (4.14)$$

Sección de los tubos 2 a 5 en la frontera del polo del rotor y el vacío:

$$S_{PR_EH_i} = \delta_{SA_PR_EH_i} h_{PR} l_{PCH} \quad \text{para } i=2, 3 \text{ y } 4; \quad (4.15)$$

$$S_{PR_EH_5} = \delta_{SB_PR_EH_5} \beta_R r_{ER} l_{PCH}. \quad (4.16)$$

Sección del tubo 6 en la frontera del polo del estator y del polo del rotor contiguos al polo del estator de la fase activa y el vacío:

$$S_{PE'_{YE_PR_EH_6}} = S_{PE'_{EH_6}} + S_{YE_{EH_6}} + S_{PR_{EH_6}}, \quad (4.17)$$

donde:

$$S_{PE'_{EH_6}} = \left(\frac{\delta_{SA_PE_{EH_6}}}{2} + \delta_{SA_PE_{EH_7}} \right) h_{PE} l_{PCH}; \quad (4.18)$$

$$S_{YE_{EH_6}} = \delta_{S_{YE_{EH_6}}} \left(\frac{2\pi}{N_{PE}} - 2 \arcsen \left(\frac{r_{IE} \sen \frac{\beta_E}{2}}{(r_{EE} - w_{YE})} \right) \right) (r_{EE} - w_{YE}) l_{PCH}; \quad (4.19)$$

$$S_{PR_{EH_6}} = \left[\left(1 - \delta_{SB_PR_{EH_5}} \right) \beta_R - \left(\left(\frac{\pi}{N_{PR}} + \frac{\beta_R}{2} \right) - \left(\frac{2\pi}{N_{PE}} - \frac{\beta_E}{2} \right) \right) \right] r_{ER} l_{PCH}. \quad (4.20)$$

Sección del tubo 7 en la frontera del yugo del estator y el vacío:

$$S_{YE_EH_7} = \left(1 - \delta_{S_YE_EH_6}\right) \left(\frac{2\pi}{N_{PE}} - 2 \arcsen \left(\frac{r_{IE} \operatorname{sen} \frac{\beta_E}{2}}{(r_{EE} - w_{YE})} \right) \right) (r_{EE} - w_{YE}) l_{PCH}. \quad (4.21)$$

Sección promedio del tubo 1:

$$S_{EH_1} = \frac{S_{PE_EH_1} + S_{YR_EH_1}}{2}. \quad (4.22)$$

Sección promedio de los tubos 2, 3, 4 y 5:

$$S_{EH_i} = \frac{S_{PE_EH_i} + S_{PR_EH_i}}{2} \quad \text{para } i = 2, 3, 4 \text{ y } 5. \quad (4.23)$$

Sección promedio del tubo 6:

$$S_{EH_6} = \frac{S_{PE_EH_6} + S_{PE_YE_PR_EH_6}}{2}. \quad (4.24)$$

Sección promedio del tubo 7:

$$S_{EH_7} = \frac{S_{PE_EH_7} + S_{YE_EH_7}}{2}. \quad (4.25)$$

En la tabla 4.1 se incluyen los valores de los coeficientes de ocupación de cada tubo sobre la base del polo del estator, $\delta_{SB_PE_EH}$, la arista del polo del estator, $\delta_{SA_PE_EH}$, la base del polo del rotor, $\delta_{SB_PR_EH}$, la arista del polo del rotor, $\delta_{SA_PR_EH}$ y el arco interno del yugo del estator del tubo 6, $\delta_{S_YE_EH_6}$, en la frontera con el vacío.

En [Vijayraghavan, 2001], se opera con expresiones diferentes y no se citan estos coeficientes, no obstante, excepto para $\delta_{S_YE_EH_6}$, es fácil deducir su valor, el cual se denota en la tabla 4.1 como Vijay. En la misma tabla se indica como Krish los valores propuestos para estos coeficientes en [Krishnan, 2001], siendo únicamente diferentes los de $\delta_{SB_PE_EH}$ y $\delta_{SA_PR_EH}$ en el tubo 2. Si bien, el valor propuesto en [Krishnan, 2001] para estos coeficientes no puede ser correcto, puesto que la suma del valor de $\delta_{SB_PE_EH}$ en los 13 tubos indica una ocupación de la base del polo del estator inferior al 100%. Este mismo error se desprende de la suma del valor de $\delta_{SA_PR_EH}$ en los tubos 2, 3 y 4.

Por otro lado, el análisis de la tendencia de las líneas equipotenciales de \mathbf{A} en los tres motores bajo estudio ha revelado como válidos los valores propuestos en [Vijayraghavan, 2001] para $\delta_{SA_PR_EH}$, los cuales coinciden a su vez con los criterios establecidos en esta tesis para determinar el recorrido de los tubos. Sin embargo, esto no sucede con los valores propuestos en la misma referencia

Tabla 4.1. Coeficientes de ocupación de cada tubo sobre: la base del polo del estator, $\delta_{SB_PE_EH}$, la arista del polo del estator, $\delta_{SA_PE_EH}$, la base del polo del rotor, $\delta_{SB_PR_EH}$, y la arista del polo del rotor, $\delta_{SA_PR_EH}$, que intersecan con el vacío (entrehierros).

Coef.	SRM	1	2 y 2'	3 y 3'	4 y 4'	5 y 5'	6 y 6'	7 y 7'
$\delta_{SB_PE_EH}$	Vijay	1/4	1/4	3/32	1/32	----	----	----
	Krish	1/4	1/8	3/32	1/32	----	----	----
	24/18 (c)	36,27%	14,65%	13,87%	3,35%	----	----	----
	24/18 (r)	36,11%	14,67%	13,88%	3,40%	----	----	----
	8/6	18,10%	21,85%	16,54%	2,55%	----	----	----
	6/4	86,01%	6,74%	0,26%	----	----	----	----
$\delta_{SA_PE_EH}$	Vijay	----	----	----	1/16	3/16	1/4	1/2
	Krish	----	----	----	1/16	3/16	1/4	1/2
	24/18 (c)	----	----	----	7,99%	11,66%	29,10%	51,25%
	24/18 (r)	----	----	----	7,42%	15,43%	22,61%	54,54%
	8/6	----	----	----	7,42%	7,96%	13,25%	71,37%
	6/4	----	----	2,63%	6,56%	1,90%	18,93%	69,98%
$\delta_{SB_PR_EH}$	Vijay	----	----	----	----	1/8	----	----
	Krish	----	----	----	----	1/8	----	----
	24/18 (c)	----	----	----	----	24,78%	----	----
	24/18 (r)	----	----	----	----	49,76%	----	----
	8/6	----	----	----	----	17,29%	----	----
	6/4	----	----	----	----	5,25%	----	----
$\delta_{SA_PR_EH}$	Vijay	----	1/2	1/4	1/4	----	----	----
	Krish	----	1/4	1/4	1/4	----	----	----
	Común	----	50,00%	25,00%	25,00%	----	----	----
$\delta_{S_YE_EH}$	24/18 (c)	----	----	----	----	----	8,61%	----
	24/18 (r)	----	----	----	----	----	12,85%	----
	8/6	----	----	----	----	----	3,22%	----
	6/4	----	----	----	----	----	16,63%	----

para los otros tres coeficientes. Puesto que tal como se ha comprobado en cada uno de los tres motores, solo resultarían correctos si las líneas de campo que delimitan los tubos se cruzasen, hecho que como bien es sabido es imposible.

Con el fin de analizar la desviación respecto a los valores de los coeficientes propuestos en [Vijayraghavan, 2001], estos se han calculado en los tres motores. El procedimiento seguido para ello es manual y extraordinariamente laborioso, puesto que requiere del tedioso trabajo previo, ya realizado, consistente

en dibujar sobre los motores el recorrido de las líneas equipotenciales de \mathbf{A} que limitaban los tubos en cada SRM (ver figura 4.4) y, con la ayuda de las herramientas que el propio programa de diseño gráfico facilita, la posterior medida de su ocupación.

Los resultados mostrados en la tabla 4.1 evidencian que, en motores con un corte clásico, como son el SRM 8/6 y el SRM 24/18, el recorrido de la trayectoria media de los tubos mantiene su tendencia. Sin embargo, en motores con una relación entre la altura del polo del rotor y del estator menor a la habitual, como sucede en el SRM 6/4, la sección de los tubos 3 y 4 en la frontera del polo del estator con el aire debe calcularse como se propone para los tubos 4 y 5 de un motor clásico, empleando (4.12) y (4.13), respectivamente.

Otra de las conclusiones de ese estudio, es la notable diferencia entre los valores propuestos en [Vijayraghavan, 2001] y los procedentes de procesar la información obtenida del análisis efectuado mediante FEMM. Aún más, con el fin de analizar la sensibilidad de estos coeficientes ante leves variaciones en la geometría del motor, se han evaluado dos modelos del SRM 24/18, uno con una unión circular entre las aristas de los polos y del yugo del estator (c) y otro con una unión recta (r) (lo cual, requiere repetir todo el proceso en FEMM y en AutoCAD). Los resultados mostrados en la tabla 4.1, indican altas variaciones en el coeficiente $\delta_{SB_PR_EH}$ ante ligeros cambios en la geometría del motor, evidenciando una gran sensibilidad.

Así, cabe concluir que, si bien el procedimiento de cálculo es válido, la generalización de los valores de los coeficientes $\delta_{SB_PE_EH}$, $\delta_{SA_PE_EH}$ y especialmente $\delta_{SB_PR_EH}$ no resulta viable incluso en motores de corte clásico, salvo asumiendo gruesas aproximaciones que redunden en un significativo error en el resultado final.

Longitud del tubo 1:

$$l_{EH_1} = r_{IE} - (r_{IR} + \omega_{YR}). \quad (4.26)$$

Longitud de los tubos 2, 3 y 4:

Se aproxima por la de un arco cuya cuerda une los centros de las bases del tubo en las fronteras entre el aire y los polos del estator y del rotor. El centro del arco se sitúa en el vértice opuesto al lado, que coincide con dicha cuerda, de un triángulo equilátero.

$$\begin{aligned}
 l_{EH_i} &= \frac{\pi}{3} \sqrt{X_{EH_i}^2 + Y_{EH_i}^2} \text{ para } i=2, 3 \text{ y } 4; \\
 \delta_{LA_PR_EH_2} &= \frac{\delta_{SA_PR_EH_2}}{2}; \quad \delta_{LA_PR_EH_3} = \delta_{SA_PR_EH_2} + \frac{\delta_{SA_PR_EH_3}}{2}; \\
 \delta_{LA_PR_EH_4} &= \delta_{SA_PR_EH_2} + \delta_{SA_PR_EH_3} + \frac{\delta_{SA_PR_EH_4}}{2}; \\
 \delta_{LB_PE_EH_2} &= \frac{\delta_{SB_PE_EH_1}}{2} + \frac{\delta_{SB_PE_EH_2}}{2}; \\
 \delta_{LB_PE_EH_3} &= \frac{\delta_{SB_PE_EH_1}}{2} + \delta_{SB_PE_EH_2} + \frac{\delta_{SB_PE_EH_3}}{2}; \quad \delta_{LB_PE_EH_4} \approx \frac{1}{2} \\
 \theta_{EH_i} &= \frac{\pi}{N_{PR}} - \frac{\beta_R r_{ER}}{2 \left[r_{ER} - (1 - \delta_{LA_PR_EH_i}) h_{PR} \right]}; \\
 X_{EH_i} &= \left(r_{ER} - (1 - \delta_{LA_PR_EH_i}) h_{PR} \right) \text{sen } \theta_{EH_i} - r_{IE} \text{sen} \left(\delta_{LB_PE_EH_i} \beta_E \right); \\
 Y_{EH_i} &= \left(r_{ER} - (1 - \delta_{LA_PR_EH_i}) h_{PR} \right) \text{cos } \theta_{EH_i} - r_{IE} \text{cos} \left(\delta_{LB_PE_EH_i} \beta_E \right).
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

Longitud del tubo 5:

Se aproxima por la longitud de un arco: i) cuyo centro coincide con la intersección entre el eje vertical del motor y el arco entre polos del yugo del rotor; ii) cuyo ángulo resulta igual al que forman los segmentos que unen su centro y los puntos centrales de las bases inferior y superior del tubo en la intersección con el vacío del polo del rotor y del polo estator, respectivamente; iii) cuyo radio es igual al promedio de sendos segmentos. Así:

$$\begin{aligned}
 l_{EH_5} &= \frac{R_1 + R_2}{2} \theta_{EH_5}; \\
 X_1 &= r_{IE} \text{sen} \frac{\beta_E}{2}, \quad Y_1 = r_{IE} \text{cos} \left(\frac{\beta_E}{2} \right) + \left(\delta_{SA_PE_EH_4} + \frac{\delta_{SA_PE_EH_5}}{2} \right) h_{PE}; \\
 \gamma_{EH_5} &= \text{atan} \frac{X_1}{Y_1 - (r_{IR} + \omega_{YR})}, \quad X_2 = r_{ER} \text{sen} \left(\frac{\pi}{N_{PR}} - \beta_R \frac{1 - \delta_{SB_PR_EH_5}}{2} \right); \\
 Y_2 &= r_{ER} \text{cos} \left(\frac{\pi}{N_{PR}} - \beta_R \frac{1 - \delta_{SB_PR_EH_5}}{2} \right) - (r_{IR} + \omega_{YR}), \quad \alpha_{EH_5} = \text{atan} \frac{Y_2}{X_2}; \\
 \theta_{EH_5} &= \frac{\pi}{2} - \gamma_{EH_5} - \alpha_{EH_5}, \quad R_1 = \frac{X_1}{\text{sen } \gamma_{EH_5}}; \quad R_2 = \sqrt{X_2^2 + Y_2^2}.
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

Longitud del tubo 6:

Se aproxima por la de un arco: i) cuyo centro coincide con el del motor; ii) con radio igual al segmento que une el centro del motor con el centro de la base del tubo en la frontera entre el vacío y el polo del estator; iii) cuyo ángulo es el comprendido entre el segmento anterior y otro que une el centro del motor con la intersección del arco con la arista del siguiente polo del estator. Tal que:

$$l_{EH_6} = \frac{X_1}{\text{sen} \left[\text{atan} \left(\frac{X_1}{Y_1} \right) \right]} \left[\frac{2\pi}{N_{PE}} - 2 \text{atan} \left(\frac{X_1}{Y_1} \right) \right]; X_1 = r_{IE} \text{sen} \frac{\beta_E}{2}; \quad (4.29)$$

$$Y_1 = r_{IE} \cos \left(\frac{\beta_E}{2} \right) + \left(\delta_{SA_PE_EH_4} + \delta_{SA_PE_EH_5} + \frac{\delta_{SA_PE_EH_6}}{2} \right) h_{PE}.$$

Longitud del tubo 7:

Se propone determinar la longitud del tubo 7 en el vacío l_{EH_7} por el valor promedio de la longitud de dos arcos. Ambos centrados en la intersección del polo del estator con el yugo y con una apertura angular γ . La cual, a su vez se propone obtener tal como en (3.42) pero considerando ω_C igual a su máximo valor permisible $\omega_{C_{MAX}}$. Siendo $\omega_{C_{MAX}}$:

$$\omega_{C_{MAX}} = r_{IE} \tan \left(\frac{\pi}{N_{PE}} \right) - \frac{\omega_{PE}}{2} = r_{IE} \left[\tan \left(\frac{\pi}{N_{PE}} \right) - \text{sen} \left(\frac{\beta_E}{2} \right) \right]. \quad (4.30)$$

El radio del arco menor $r_{PE_EH_7}$ ha de coincidir con la mitad de la fracción de la arista del polo estator que delimita el tubo 7:

$$r_{PE_EH_7} = \frac{S_{PE_EH_6}}{2l_{PCH}}. \quad (4.31)$$

Y el radio del arco mayor $r_{YE_EH_7}$ con la cuerda de la mitad de la fracción del arco del yugo del estator que delimita el tubo 7:

$$r_{YE_EH_7} \approx (r_{EE} - w_{YE}) \text{sen} \left(\frac{S_{YE_EH_7}}{2(r_{EE} - w_{YE})l_{PCH}} \right). \quad (4.32)$$

De este modo l_{EH_7} resulta igual a:

$$l_{EH_7} = \frac{r_{PE_EH_7} + r_{YE_EH_7}}{2} \gamma \Big|_{\omega_C = \omega_{C_{MAX}}}. \quad (4.33)$$

Se ha valorado una aproximación de tipo elíptico en base a (3.28), tomando sendos radios como ejes de la elipse y $\pi/4 - \gamma$ como multiplicador externo al paréntesis. El resultado ha sido muy próximo al obtenido en (4.33).

Una solución más sencilla, verificada en los tres motores ensayados, pasa por aproximar la longitud del tubo 7 por la mitad de la longitud del arco que delimita el yugo del estator entre dos polos contiguos:

$$l_{EH_7} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{N_{PE}} - 2 \arcsen \left(\frac{r_{IE} \text{sen} \frac{\beta_{PE}}{2}}{(r_{EE} - w_{YE})} \right) \right) (r_{EE} - w_{YE}). \quad (4.34)$$

Siendo el error relativo que deriva de (4.34) porcentualmente similar al propio de (4.33) para los motores SRM 24/18 y SRM 8/6 y ligeramente superior para el SRM 6/4.

4.3.2. Sección y longitud media de los tubos 1 a 7 en el polo del estator de la fase activa

El conocimiento de la sección de los tubos para el cálculo de la permeabilidad del campo en el polo de la fase activa del estator no es relevante en el algoritmo de cálculo. Conocida la característica $B-H$ del material y establecido el valor de la densidad del campo para cada tubo en esa región, su determinación resulta directa.

De hecho, tampoco lo sería si las ecuaciones a resolver en el algoritmo fueran las propuestas en [Krishnan, 2001] en términos de flujo y reluctancia, o como en [Vijayraghavan, 2001] sus equivalentes. A saber:

Tubo 1

$$N_{EP}i_F = H_{PE}l_{PE_1} + \frac{B_{PE}}{\mu_0} \frac{S_{PE-EH_1}}{S_{EH_1}} l_{EH_1} + \frac{H_{YE}l_{PE_1}}{4} + \frac{H_{YR}l_{PR_1}}{4}. \quad (4.35)$$

Tubos 2 a 5 ($i=1,\dots,5$)

$$N_{EP}i_F = H_{PE}l_{PE_i} + H_{PR}l_{PR_i} + \frac{B_{PE}}{\mu_0} \frac{S_{PE-EH_i}}{S_{EH_i}} l_{EH_i} + \frac{H_{YE}l_{PE_i}}{2} + \frac{H_{YR}l_{YR_i}}{2}. \quad (4.36)$$

Tubo 6

$$\zeta_{D_6} N_{EP}i_F = 2H_{PE}l_{PE_6} + \frac{B_{PE}}{\mu_0} \frac{S_{PE-EH_6}}{S_{EH_6}} l_{EH_6} + H_{YE_6}l_{YE_6}. \quad (4.37)$$

En sendas referencias se asume que la intensidad del campo es igual en el polo del estator de la fase activa y en el polo contiguo del estator de la fase inactiva (ver figura 4.8). Lo cual, como se deduce de las simulaciones, es incorrecto en todos los motores analizados, siendo esta la causa de la diferencia entre la expresión (4.37) y (4.9) propuesta en esta tesis. Sirva como ejemplo el SRM 8/6, donde el valor del módulo de \mathbf{B} y \mathbf{H} en los centros de las regiones del tubo 6 correspondientes al polo del estator de la fase activa y al polo del estator de la inactiva es, respectivamente, para i_F igual a 16 A, 0,45 T y 288 A/m y 0,025 T y 56,48 A/m.

Tubo 7

$$\zeta_{D_7} N_{EP}i_F = H_{PE}l_{PE_7} + \frac{B_{PE}}{\mu_0} \frac{S_{PE-EH_7}}{S_{EH_7}} l_{EH_7} + H_{YE_7}l_{YE_7}, \quad (4.38)$$

donde H_{PE} , H_{PR} , H_{YE} y H_{YR} son, respectivamente, según los autores, los valores de la intensidad del campo magnético en la región del polo del estator, del polo del rotor, del yugo del estator y del yugo del rotor. Y cuyo valor en el caso del polo del estator se calcula directamente a partir de la curva B - H del material y de la densidad del campo en esa región, B_{PE} , la cual, es la incógnita a resolver en cada una de las ecuaciones anteriores. En cambio, en el resto de las regiones este cálculo se realiza como sigue:

$$B_{REG} = \delta_{REG} B_{PE} (\text{REG}=\text{PR}, \text{YE}, \text{YR}) \Rightarrow H_{REG} = \frac{\delta_{REG} B_{PE}}{\mu \Big|_{B=\delta_{REG} B_{PE}}}. \quad (4.39)$$

En [Vijayraghavan, 2001] se propone establecer el valor del coeficiente δ_{REG} al comienzo del diseño del motor en $1/2$ para el yugo del estator, $4/5$ para el yugo del rotor y S_{PE}/S_{PR} para el polo del rotor. Ello implica que según el autor de esa tesis S_{YE} debe ser igual a S_{PE} y S_{YR} a $S_{PE}/1,6$, valores a priori poco acertados, puesto que el yugo del estator suele tener una anchura inferior al polo del estator, mientras que solo el flujo principal alcanza el yugo del rotor y en el cálculo se ha considerado la mitad del total. En [Krishnan, 2001] no se indican valores concretos sino las siguientes relaciones para el tubo de flujo número 1:

$$B_{EH_i} = B_{PE} \frac{S_{PE_i}}{S_{EH_i}}; \quad B_{YE_i} = \frac{B_{PE}}{2} \frac{S_{PE_i}}{S_{YE_i}}; \quad B_{YR_i} = \frac{B_{PE}}{2} \frac{S_{PE_i}}{S_{YR_i}}; \quad B_{PE_i} = B_{PE}. \quad (4.40)$$

No obstante, al comparar (4.35), (4.36), (4.37) y (4.38) con (4.7), (4.8), (4.9) y (4.10) se deduce que en un modelo del motor constituido por un circuito magnético equivalente independiente para cada tubo, tal como se propone tanto en las dos referencias anteriores como en esta tesis, deberían haberse asumido las siguientes aproximaciones:

i) En las regiones donde la trayectoria promedio atraviesa el vacío (EH):

$$B_{PE_i} S_{PE_i} \approx B_{PE} S_{PE_EH_i} \Rightarrow H_{EH_i} = \frac{B_{EH_i}}{\mu_0} = \frac{B_{PE_i}}{\mu_0} \frac{S_{PE_i}}{S_{EH_i}} \approx \frac{B_{PE}}{\mu_0} \frac{S_{PE_EH_i}}{S_{EH_i}}. \quad (4.41)$$

ii) En el polo del rotor (PR), el yugo del estator (YE) y el yugo del rotor (YR):

$$\left. \begin{array}{l} \frac{S_{PE_i}}{S_{PE}} \approx \frac{S_{REG_i}}{S_{REG}} \\ B_{PE_i} \approx B_{PE} \end{array} \right\} \Rightarrow H_{REG_i} = \frac{B_{REG_i}}{\mu \Big|_{B=B_{REG_i}}} = \frac{B_{PE_i}}{\mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_i}}{d} \frac{S_{PE_i}}{S_{REG_i}}}} \frac{S_{PE_i}}{S_{REG_i}} \approx \frac{B_{PE}}{\mu \Big|_{B=\frac{B_{PE}}{d} \frac{S_{PE}}{S_{REG}}}} \frac{S_{PE}}{S_{REG}} = H_{REG}, \quad (4.42)$$

donde el subíndice i en (4.41) y (4.42) hace referencia exclusivamente a la parte del tubo en cada región y en su ausencia a la región completa. El

subíndice REG en (4.42) toma el valor PR , YE y YR en función de la región que atraviesa la trayectoria promedio. En cuanto al divisor d , su valor es igual a la unidad, excepto para las regiones circulares de los yugos asociadas al tubo 1, en cuyo caso es el doble.

Sin embargo, al aplicar el algoritmo de minimización del error utilizando (4.35), (4.36), (4.37) y (4.38) en la región del estator se obtiene una solución distinta de la densidad del campo para cada tubo. Puesto que el flujo en un tubo es constante, esta podría interpretarse como el valor medio de la densidad del campo en la frontera del polo del estator con el aire, $B_{PE_EH_i}$, pero en ningún caso, como se deduce de los resultados mostrados en figura 4.5, ni con el valor medio de la densidad del campo en el tubo, B_{PE_i} , ni con el de la de la región completa, B_{PE} .

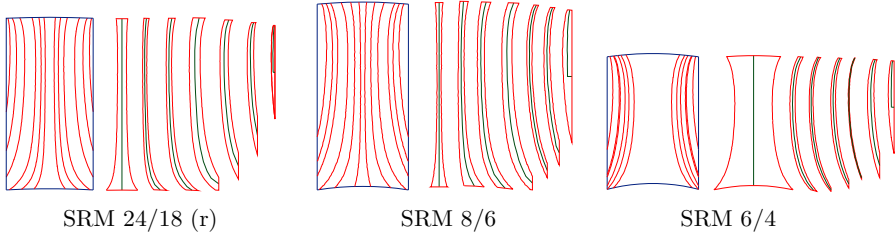
Por consiguiente, replanteando (4.35), (4.36), (4.37) y (4.38) en base a valores promedio de la intensidad y densidad del campo para cada tubo en la región de polo del estator, tal como se propone en (4.7), (4.8), (4.9) y (4.10) las aproximaciones anteriores i) y ii), se transforman en: i) $S_{PE_i} \approx S_{PE_EH_i}$ y ii) $S_{PE_i}/S_{PE} \approx S_{REG_i}/S_{REG}$, y por ende la diferencia entre el resultado procedente de la resolución de las primeras o de las segundas expresiones estriba en el uso o no de dichas aproximaciones.

La verificación de sendas aproximaciones requiere de la determinación del valor promedio de la sección de cada tubo en cada una de las regiones que atraviesa (S_{PE_i} , S_{EH_i} , S_{PR_i} , S_{YE_i} y S_{YR_i}). Esta se ha calculado como el cociente entre el volumen y la longitud de la trayectoria promedio del tubo en esa región. A su vez, el cálculo del volumen y de la longitud se ha realizado en AutoCAD con la ayuda de las herramientas que el programa incorpora. Sin embargo, para ello hay que dibujar previamente la parte del tubo en cada región y su trayectoria promedio, resultando de nuevo el proceso laborioso.

Al contrario de como se hizo en la posición de alineamiento, en este caso la región que se extiende desde el polo del estator hacia el yugo no se ha considerado como parte de este, sino del yugo.

Los resultados para el polo del estator de la fase activa se muestran en la figura 4.9 y en la tabla 4.2, donde se incluyen: el coeficiente $\delta_{L_PE_i}$, expresado como el cociente, entre la longitud de la trayectoria promedio de cada tubo en la región del polo del estator l_{PE_i} y la altura central del polo h_{C_PE} ; el coeficiente $\delta_{V_PE_i}$, resultante de dividir el volumen del tubo en la región del polo del estator V_{PE_i} entre el volumen total del polo del estator V_{PE} ; y el coeficiente $\delta_{S_PE_EH_i}$, obtenido para cada tubo como el cociente entre su sección promedio equivalente en la región del polo del estator S_{PE_i} y su sección en la frontera del polo del estator con el vacío $S_{PE_EH_i}$.

Figura 4.9. Formas de los tubos de flujo en la región del polo del estator de la fase activa en los tres motores bajo estudio. En su despiece se incluye la trayectoria central para los tubos 1 a 7 numerados de izquierda a derecha (imágenes vectoriales).



Como se deduce del valor de $\delta_{S_PE_EH_i}$, la diferencia S_{PE_i} y $S_{PE_EH_i}$ es muy alta, especialmente en los tubos 6 y 7, lo que invalida la primera de las aproximaciones ($S_{PE_i} \approx S_{PE_EH_i}$). Sin embargo, el cociente entre ambas, $\delta_{S_PE_EH_i} = S_{PE_i} / S_{PE_EH_i}$, no difiere significativamente en motores de corte clásico como el SRM 8/6 y las dos versiones del SRM 24/18.

En un intento de establecer un coeficiente de cálculo que posibilite estimar de forma aproximada el valor de S_{PE_i} en motores de corte clásico, a partir del conocimiento de la sección de la base inferior del polo del estator $S_{PE_{BI}}$, se ha evaluado el cociente entre S_{PE_i} y S_{PE} , denominándolo $\delta_{S_PE_i}$. Nótese que la sección de las bases inferior y superior de un polo es ligeramente diferente y que $\delta_{S_PE_i} = \delta_{V_PE_i} / \delta_{L_PE_i}$. Desgraciadamente, los resultados incluidos en la tabla 4.2 exhiben notables diferencias, no solo como cabía esperar entre el SRM 6/4 y los demás motores de corte clásico, sino también entre estos últimos. Otra de las relaciones analizadas ha sido la existente entre S_{PE_i} y o bien la sección de la base del polo del estator en los tubos 1, 2 y 3, o bien la suma de las secciones de la base y la arista del polo del estator en el tubo 4, o bien la sección de la arista del polo del estator en los tubos 5, 6 y 7, siendo de nuevo el resultado obtenido, no incluido en la tabla, distinto en todos los motores analizados.

Así, dadas las menores diferencias del coeficiente $\delta_{S_PE_EH_i}$ en los tres motores de corte clásico, en una fase inicial de tanteo al comienzo del diseño del motor donde solo se pretenden obtener resultados sin gran exactitud, cabría la posibilidad de generalizar y emplear el valor medio de $\delta_{S_PE_EH_i}$ indicado en la tabla 4.2 como Med. Cla., para estimar el valor de S_{PE_i} . Recuerde el lector que el cálculo de $S_{PE_EH_i}$ fue descrito en (4.11), (4.12) y (4.13).

Evaluado el error del uso del valor medio de $\delta_{S_PE_EH_i}$ en la estimación de S_{PE_i} , cabe concluir que a pesar de no ser bajo, este resulta muy inferior al precedente de asumir que S_{PE_i} es aproximadamente igual a $S_{PE_EH_i}$. Como ejemplo, en el SRM 8/6 la reducción del error en los tubos 1 a 7 resulta, respectivamente entorno, al 178%, 135%, 52%, 1,8%, 170%, 291% y 1471%.

En cualquier caso, la propuesta anterior debería ser refrendada analizando un mayor número de motores de corte clásico, para lo cual habría que diseñar una herramienta ad hoc, no obvia, que redujese la gran carga de trabajo que requiere el procesado de la información resultante de la simulación mediante el FEM.

En cuanto a la segunda de las aproximaciones, esta se evalúa posteriormente de forma específica para cada una de las tres regiones.

Longitud de los tubos 1 a 7 en el polo del estator de la fase activa:

La longitud de la trayectoria promedio de cada tubo en la región del polo del estator de la fase activa, l_{PE_i} , se determina como el producto del coeficiente $\delta_{L_PE_i}$ por la longitud de la arista del polo del estator, tal que:

$$l_{PE_i} = \frac{\delta_{L_PE_i}}{2} h_{PE} \text{ y } l_{PE_i} = \delta_{L_PE_i} h_{PE} \quad i = 2, \dots, 7. \quad (4.43)$$

En la tabla 4.2 se pueden observar los valores del coeficiente $\delta_{L_PE_i}$ propuestos en [Vijayraghavan, 2001] y [Krishnan, 2001] y los medidos mediante AutoCAD sobre la trayectoria promedio para cada uno de los cuatro motores analizados en FEMM. Las diferencias entre los cuatro motores no son elevadas, siendo bajo el error debido a las aproximaciones propuestas en [Vijayraghavan, 2001] o [Krishnan, 2001] en los tubos 1 a 5 y levemente mayor en los tubos 6 y 7, especialmente en el caso del SRM 6/4.

Con el fin de evitar tener que medir la longitud del tubo en la región del polo se propone calcular el valor de $\delta_{L_PE_i}$ como sigue:

$$\begin{aligned} \delta_{L_PE_{1,2,3,4}} &= 1; \quad \delta_{L_PE_7} = \delta_{SA_PE_EH_7}; \\ \delta_{L_PE_5} &= 1 - \left(\delta_{SA_PE_EH_4} + \frac{\delta_{SA_PE_EH_5}}{2} \right); \\ \delta_{L_PE_6} &= \delta_{SA_PE_EH_7} + \frac{\delta_{SA_PE_EH_6}}{2}. \end{aligned} \quad (4.44)$$

El análisis de los resultados revela una diferencia cuasi despreciable entre los procedentes de (4.44) y los indicados en la tabla 4.2, siendo el error ligeramente más alto en el tubo 6 de los dos motores de corte clásico.

4.3.3. Sección y longitud media del tubo 6 en el polo del estator contiguo al de la fase activa

Dada la irregular geometría del tubo 6 en la región del polo del estator contiguo al de la fase activa, ha sido necesario procesar en AutoCAD los datos obtenidos previamente de la simulación por el FEM. Así, una vez determinados

Tabla 4.2. Cociente entre la longitud, el volumen y la sección equivalente de cada tubo y su valor considerando el polo completo ($\delta_{L_PE_i}$, $\delta_{V_PE_i}$, $\delta_{S_PE_i}$) y entre la sección equivalente de cada tubo y la del mismo en la frontera del polo del estator con el vacío ($\delta_{L_EH_PE_i}$).

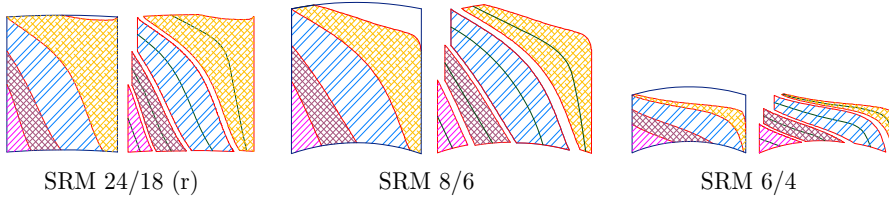
Coef,	SRM	1	2 y 2'	3 y 3'	4 y 4'	5 y 5'	6 y 6'	7 y 7'
$\delta_{L_PE_i}$	Vijay	1	1	1	1	29/32	5/8	1/4
	Krish	1	1	1	1	1	5/8	1/4
	24/18 (c)	100,0%	102,4%	102,4%	100,37%	87,90%	66,51%	51,41%
	24/18 (r)	100,0%	102,13%	103,9%	100,4%	86,43%	66,47%	54,67%
	8/6	100,0%	101,3%	104,0%	100,9%	91,34%	79,87%	72,24%
	6/4	100,0%	107,0%	107,0%	99,11%	94,02%	82,40%	71,63%
$\delta_{V_PE_i}$	24/18 (c)	13,08%	6,015%	7,614%	14,10%	6,937%	7,098%	1,693%
	24/18 (r)	13,15%	5,990%	7,669%	14,28%	8,769%	5,128%	1,589%
	8/6	6,508%	8,606%	9,543%	12,25%	5,335%	5,536%	5,481%
	6/4	49,09%	5,982%	4,365%	5,065%	0,973%	5,781%	3,289%
	Vijay/Krish	1	1	1	1	1	1	1
$\delta_{S_PE_EH_i}$	24/18 (c)	35,93%	39,93%	53,39%	75,73%	35,57%	19,28%	3,378%
	24/18 (r)	36,64%	40,22%	53,50%	77,50%	32,62%	16,92%	2,644%
	8/6	35,90%	38,82%	55,40%	67,27%	35,14%	25,05%	5,090%
	6/4	56,79%	82,58%	98,24%	52,67%	36,80%	25,06%	4,436%
	Med. Cla.	36,16%	39,66%	54,10%	73,50%	34,44%	20,42%	3,704%
$\delta_{S_PE_i}$	24/18 (c)	13,03%	5,849%	7,404%	14,00%	7,862%	10,63%	3,281%
	24/18 (r)	13,23%	5,900%	7,424%	14,30%	10,21%	7,762%	2,952%
	8/6	6,505%	8,494%	9,178%	12,14%	5,839%	6,929%	7,584%
	6/4	49,04%	5,586%	4,075%	5,105%	1,034%	7,008%	4,586%
		Med. Cla.	10,92%	6,75748%	8,002%	13,48%	7,970%	8,440%

el volumen del tubo y la longitud promedio de esa parte (figura 4.8), la sección promedio $S_{PE'6}$ se ha obtenido como el cociente de ambos.

Se propone expresar $S_{PE'6}$ en función de un coeficiente $\delta_{S_PE'6}$, tal que $S_{PE'6} = \delta_{S_PE'6} S_{PEB1}$, siendo el valor expresado en tanto por cien de $\delta_{S_PE'6}$ para el SRM 24/18, el SRM 8/6 y el SRM 6/4, respectivamente, igual al 63,19%, el 71,90% y el 64,09 %.

Considerando la no elevada diferencia de los valores obtenidos en tres motores ciertamente diferentes, caso de desconocer $\delta_{S_PE'6}$ no resultaría infundado aproximarlos por el del valor promedio de dichos motores, siendo este el 66,4%.

Figura 4.10. Formas de los tubos de flujo 2 a 5 (de izda. a dcha.) en la región del polo del rotor en los tres motores bajo estudio. En su despiece se incluye la trayectoria central (imágenes vectoriales).



en cualquier caso, mucho más cercano al real que el 100% propuesto en [Vijayraghavan, 2001] o en [Krishnan, 2001].

La longitud del tubo 6 en la región del polo del estator de la fase no activa $l_{PE'6}$ es igual a l_{PE6} . Recuérdese que la trayectoria central del tubo 6 en el vacío es un arco delimitado por la arista del polo del estator de la fase activa y de polo de la fase inactiva y cuyo centro es el mismo que el del motor.

4.3.4. Sección y longitud media de los tubos 2 a 5 en el polo del rotor

El resultado de procesar mediante AutoCAD la información procedente de la simulación en FEMM de los tres motores en la región del polo del rotor se muestra en la figura 4.10. La zona sin sombread del polo del rotor forma parte del tubo número 6. Siendo su contribución despreciable frente a la del vacío (ver figura 4.8).

Las bases superior e inferior de cada tubo en esta región son, respectivamente, las correspondientes a las fronteras que separan el polo del rotor por un lado con el vacío y por el otro con el yugo del rotor.

Sección de los tubos 2 a 5 en la intersección con el yugo del rotor:

$$S_{PR_YR_i} = \delta_{SB_PR_YR_i} \beta_{RTER} l_{PCH} \quad \text{para } i=2,\dots,5. \quad (4.45)$$

En una primera aproximación cabría calcular el coeficiente $\delta_{SB_PR_YR_i}$ asumiendo que la ocupación de cada una de las bases inferiores de los tubos respecto a su suma (igual a la base inferior del polo del rotor) coincide con la de las bases superiores respecto a su total. Esto es:

$$\delta_{SB_PR_YR_i} \approx \frac{S_{PR_EH_i}}{\sum_{j=2}^5 S_{PR_EH_j}}. \quad (4.46)$$

Por desgracia, tras la determinación de $\delta_{SB_PR_YR_i}$ se observa que dicha proporcionalidad no se mantiene, siendo su valor el indicado en la tabla 4.3 para los tres motores analizados.

En el caso del SRM (c) al intersecar la arista del polo con el yugo a través de un arco circular, la base inferior del polo únicamente resulta semejante a la superior al final de la arista, siendo su tamaño mayor si como base inferior se considerase la ubicada entre los extremos de los arcos que intersecan con el yugo. Los resultados mostrados son los correspondientes al primero de los dos casos, los cuales al igual que para el SRM 6/8, y aunque en menor grado, difieren de los obtenidos para los dos motores con un corte más clásico, como son el SRM 8/6 y el SRM 24/18 (r). Motores donde las variaciones de $\delta_{SB_PR_YR_i}$ son bajas y aproximables por su valor promedio, el cual se ha indicado en la tabla 4.3 como “Med. Cla.” y que bien habría de servir como referencia para otros motores de corte clásico. Téngase en cuenta que en un procedimiento de prueba y error aplicado al diseño inicial del motor no se suele trabajar con intersecciones curvas entre el polo y el yugo.

Longitud del tubo 2 en el polo del rotor:

La longitud del tubo 2, l_{PR_2} , se puede aproximar por la de una recta que une los centros de sus bases. Para su cálculo se parte de un triángulo cuyos lados son a_{PR_2} , y_{PR_2} y l_{PR_2} , siendo a_{PR_2} la mitad de la cuerda de la base inferior del tubo, y_{PR_2} la mitad de la longitud de la base superior y α_{PR_2i} el ángulo comprendido entre a_{PR_2} y y_{PR_2} . Así:

$$\begin{aligned} a_{PR_2} &= 2r_{ER} \operatorname{sen} \left(\frac{\delta_{SB_PR_YR_2} \beta_R}{4} \right); \quad x_{PR_2} = \delta_{SB_PR_YR_2} r_{ER} \operatorname{sen} \left(\frac{\beta_R}{2} \right); \\ \theta_{PR_2} &= \arccos \left(\frac{x_{PR_2}}{a_{PR_2}} \right); \quad \alpha_{PR_2} = \frac{\pi}{2} - \theta_{PR_2}; \quad y_{PR_2} = \frac{S_{PR_EH_2}}{2l_{PCH}}; \\ l_{PR_2} &= \sqrt{a_{PR_2}^2 + y_{PR_2}^2 - 2a_{PR_2} b_{PR_2} \cos \alpha_{PR_2}}. \end{aligned} \quad (4.47)$$

Longitud del tubo 3 en el polo del rotor:

En el cálculo de la longitud del tubo 3, l_{PR_3} , se tienen en cuenta las mismas consideraciones que en el tubo 2, siendo en este caso a_{PR_3} , y_{PR_3} y l_{PR_3} los lados del triángulo, tal que:

$$\begin{aligned} a_{PR_3} &= 2r_{ER} \operatorname{sen} \left(\left(\delta_{SB_PR_YR_2} + \frac{\delta_{SB_PR_YR_3}}{2} \right) \frac{\beta_R}{2} \right); \\ x_{PR_3} &\approx x_{PR_2} + \sum_{i=2}^3 \delta_{SB_PR_YR_i} r_{ER} \sin \left(\frac{\beta_R}{2} \right); \quad \theta_{PR_2} = \arccos \left(\frac{x_{PR_2}}{a_{PR_2}} \right); \\ \alpha_{PR_2} &= \frac{\pi}{2} - \theta_{PR_2}; \quad y_{PR_3} = \frac{1}{l_{PCH}} \left(\frac{S_{PR_EH_3}}{2} + S_{PR_EH_2} \right); \\ l_{PR_3} &= \sqrt{a_{PR_3}^2 + y_{PR_3}^2 - 2a_{PR_3} b_{PR_3} \cos \alpha_{PR_3}}. \end{aligned} \quad (4.48)$$

Longitud del tubo 4 en el polo del rotor:

En el caso del tubo 4, l_{PR_4} resulta muy similar a la longitud de un arco circular con una apertura angular igual a $\pi/4$ y cuya cuerda es la recta que une los centros de las bases del tubo. Esto es:

$$\begin{aligned}
 l_{PR_4} &= \frac{\pi}{4} \frac{\sqrt{x_{PR_4}^2 + y_{PR_4}^2}}{2 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{8}\right)}; \quad x_{PR_4} \simeq x_{PR_3} + \sum_{i=3}^4 \delta_{SB-PR-YR_i} r_{ER} \sin\left(\frac{\beta_R}{2}\right); \\
 d_{PR_4} &= 2r_{ER} \operatorname{sen}\left(\left(\delta_{SB-PR-YR_5} + \frac{\delta_{SB-PR-YR_4}}{2}\right) \frac{\beta_R}{2}\right); \\
 e_{PR_4} &= 2r_{ER} \left(\delta_{SB-PR-YR_5} + \frac{\delta_{SB-PR-YR_4}}{2}\right) \sin\left(\frac{\beta_R}{2}\right); \\
 f_{PR_4} &= \sqrt{d_{PR_4}^2 - e_{PR_4}^2}; \quad y_{PR_4} = \frac{1}{l_{PCH}} \left(\frac{S_{PR-EH_4}}{2} + \sum_{i=2}^3 S_{PR-EH_i}\right) - f_{PR_4}.
 \end{aligned} \tag{4.49}$$

Longitud del tubo 5 en el polo del rotor:

El tubo 5 presenta una geometría similar a dos rectas unidas por un arco elíptico, cuya longitud l_{PR_5} se propone aproximar por la suma de los lados menores de un triángulo escaleno, siendo el lado mayor y a su vez la base del triángulo, la recta que une los centros de las bases del tubo. Así mismo, supuesto un rectángulo con dos lados paralelos a las aristas del polo del rotor y cuya diagonal es la base del triángulo, la altura del triángulo es la mitad de la longitud de la recta que une perpendicularmente la diagonal y el vértice superior derecho del rectángulo, de modo que:

$$\begin{aligned}
 l_{PR_5} &= \sqrt{a_{PR_5}^2 + c_{PR_5}^2} + \sqrt{b_{PR_5}^2 + c_{PR_5}^2}; \quad \alpha_{PR_5} = \frac{\pi}{2} - \theta_{PR_5}; \\
 d_{PR_5} &= 2r_{ER} \operatorname{sen}\left(\frac{\delta_{SB-PR-YR_4}}{2} \frac{\beta_R}{2}\right); \quad e_{PR_5} = 2r_{ER} \frac{\delta_{SB-PR-YR_4}}{2} \sin\left(\frac{\beta_R}{2}\right); \\
 f_{PR_5} &= \sqrt{d_{PR_5}^2 - e_{PR_5}^2}; \quad y_{PR_5} = h_{PR} - f_{PR_4}; \\
 \theta_{PR_5} &= \arcsen \frac{y_{PR_5}}{\sqrt{\left(x_{PR_5} - \delta_{SB-PR-EH_5} r_{ER} \sin\left(\frac{\beta_R}{2}\right)\right)^2 + y_{PR_5}^2}}; \\
 x_{PR_5} &\simeq x_{PR_4} + \sum_{i=4}^5 \delta_{SB-PR-YR_i} r_{ER} \sin\left(\frac{\beta_R}{2}\right); \quad a_{PR_5} = x_{PR_5} \cos \theta_{PR_5}; \\
 b_{PR_5} &= y_{PR_5} \cos \alpha_{PR_5}; \quad c_{PR_5} = \frac{1}{2} y_{PR_5} \operatorname{sen} \alpha_{PR_5}.
 \end{aligned} \tag{4.50}$$

En la tabla 4.3 se muestra el resultado de dividir l_{PR_i} entre h_{PR} expresado como el coeficiente δ_{L-PR_i} y cuyo valor en forma porcentual se ha obtenido o

Tabla 4.3. Valores en los motores bajo estudio de los coeficientes $\delta_{SB_PR_YR_i}$, $\delta_{L_PR_i}$, $\delta_{S_PR_i}$ y de la relación entre $\delta_{S_PE_i}$ y $\delta_{S_PR_i}$.

Coef.	SRM	Método	1	2 y 2'	3 y 3'	4 y 4'	5 y 5'	6 y 6'	7 y 7'
$\delta_{SB_PR_YR_i}$	24/18 (c)	Medid.	----	14,36%	37,50%	20,49%	11,45%	----	----
	24/18 (r)	Medid.	----	21,91%	26,92%	38,09%	13,08%	----	----
	8/6	Medid.	----	23,64%	26,74%	40,47%	9,147%	----	----
	6/4	Medid.	----	37,14%	33,39%	27,39%	2,077%	----	----
	Med. Cla.	Medid.	----	19,97%	30,39%	33,02%	11,23%	----	----
$\delta_{L_PR_i}$	Vijay	Propu.	----	1/4	5/8	7/8	1	----	----
	Krish	Propu.	----	1/4	3/4	7/8	1	----	----
	24/18 (c)	Medid.	----	20,72%	58,90%	107,2%	145,9%	----	----
	24/18 (r)	Propu.	----	26,38%	68,50%	106,9%	137,3%	----	----
		Medid.	----	25,12%	65,59%	104,7%	120,9%	----	----
	8/6	Propu.	----	26,32%	68,72%	111,2%	149,6%	----	----
		Medid.	----	25,12%	67,22%	110,7%	146,1%	----	----
	6/4	Propu.	----	44,25%	125,3%	205,0%	260,4%	----	----
		Medid.	----	41,55%	125,4%	210,0%	266,7%	----	----
	$\delta_{S_PR_i}$	24/18 (c)	Medid.	----	21,22%	20,68%	36,23%	28,04%	----
24/18 (r)		Medid.	----	23,72%	20,61%	36,34%	25,64%	----	----
		Propu.	----	20,75%	28,10%	33,68%	30,49%	----	----
8/6		Medid.	----	24,09%	20,04%	33,52%	22,99%	----	----
		Propu.	----	22,29%	26,31%	33,17%	23,14%	----	----
6/4		Medid.	----	20,01%	12,29%	17,87%	5,477%	----	----
		Propu.	----	20,71%	22,40%	19,40%	12,09%	----	----
$\frac{\delta_{S_PE_i}}{\delta_{S_PR_i}}$		Vijay/Krish	Propu.	----	1	1	1	1	----
	24/18 (c)	Medid.	----	27,56%	35,80%	38,64%	28,04%	----	----
	24/18 (r)	Medid.	----	24,87%	36,02%	39,35%	39,82%	----	----
	8/6	Medid.	----	35,26%	45,80%	36,22%	25,40%	----	----
	6/4	Medid.	----	27,83%	33,08%	27,97%	18,85%	----	----

bien de aplicar las expresiones anteriores o bien de la medición directa sobre los resultados alcanzados en FEMM, estando indicados, respectivamente, en la tabla como “Propu.” y “Medid.”. Se incluyen también los valores propuestos en [Vijayraghavan, 2001] y [Krishnan, 2001].

A partir de la tabla 4.3 se puede concluir que los valores de l_{PR_i} calculados mediante las expresiones anteriores no difieren significativamente de los

medidos en ambos motores de corte clásico. Las diferencias son más notables para los tubos 4 y 5 del SRM 6/4 (dada su inusual baja relación entre las longitudes de la altura y de la base del polo), pero, en cualquier caso, muy inferiores a las que resultan de los valores propuestos en las dos referencias anteriores.

En el caso del SRM 24/18 (c) no se incluyen los resultados calculados, puesto que resultarían ser los mismos que para el caso del SRM 24/18 (r) al no distinguirse el tipo de intersección en las expresiones propuestas. En cuanto a los valores medidos, estos son los obtenidos considerando únicamente la longitud de la arista del polo.

Sección del tubo 2 en el polo del rotor:

Se propone determinarla como el cociente entre el volumen, el cual cabe aproximar por el de un prisma triangular, y la longitud promedio del tubo, tal que:

$$S_{PR_2} = \frac{2a_{PR_2}y_{PR_2} \operatorname{sen}(\alpha_{PR_2})l_{PCH}}{l_{PR_2}}. \quad (4.51)$$

Sección de los tubos 3 y 4 en el polo del rotor:

Se propone aproximarla por el valor promedio de la sección de sus bases superior e inferior

$$S_{PR_i} = \frac{S_{PR_EH_i} + S_{PR_YR_i}}{2} \text{ para } i = 3, 4. \quad (4.52)$$

Sección del tubo 5 en el polo del rotor:

Se propone aproximarla por el valor promedio entre la sección del tubo en el plano que define la recta que determina la altura del triángulo usado en el cálculo de la longitud del tubo y el de las bases superior e inferior de dicho tubo:

$$S_{PR_5} = \frac{1}{2} \left(C_{PR_5}l_{PCH} + \frac{S_{PR_EH_5} + S_{PR_YR_5}}{2} \right). \quad (4.53)$$

La sección media de los tubos en la región del polo del rotor obtenida de su medición en AutoCAD, se ha calculado dividiendo el volumen del tubo por su longitud media, siguiendo el mismo tedioso procedimiento que en la región del polo del estator. El resultado se indica en la tabla 4.3 mediante el coeficiente $\delta_{S_PR_i}$, el cual se corresponde con el coeficiente entre la sección media del tubo y la de su base superior.

En los dos motores de corte clásico (SRM 24/18 (r) y SRM 8/6) los valores calculados del coeficiente $\delta_{S_PR_i}$ resultan próximos a los medidos, validando por tanto el uso de las expresiones propuestas, no siendo así para algunos tubos

del SRM 6/4. En cuanto al SRM 24/18 (c), el resultado es el esperado dado que en las mediciones en AutoCAD únicamente se ha considerado el tramo recto de la arista del polo.

Conocidos los valores de $\delta_{S_{PEi}}$ y $\delta_{S_{PRi}}$ es posible evaluar la validez de la segunda de las aproximaciones, $S_{PEi}/S_{PE} = \delta_{S_{PEi}} \approx \delta_{S_{REGi}} = S_{REGi}/S_{REG}$ con $REG=PR$, en la región del polo del rotor. En caso de que ambos coeficientes resultasen similares, conocido el valor de S_{PEi} sería posible calcular el valor de S_{PRi} en los tubos 2 a 5. Sin embargo, tal como se deduce del resultado del cociente de ambos coeficientes mostrado en la tabla 4.3, esto no sucede.

4.3.5. Sección y longitud media de los tubos 2 a 5 en el yugo del rotor

La trayectoria media de cada tubo en la región del yugo del rotor se ha aproximado descomponiéndola en dos partes: una con geometría recta y ortogonal a la base inferior del tubo de la región con la que interseca (bien el entrehierro para el tubo 1, bien el polo del rotor para los tubos 2 a 5) y otra con geometría circular cuyos extremos quedan unidos a cada una de las dos rectas anteriores en los dos polos simétricos de la fase excitada. La longitud de la primera se ha denotado como l_{R_YRi} , y la de la segunda como l_{C_YRi} .

En cuanto al cálculo de la sección de los tubos en esta región, se propone aproximar la correspondiente a la trayectoria recta, S_{R_YRi} por el promedio de las bases de un prisma trapezoidal. En ella las bases superior e inferior coinciden, respectivamente, con la base inferior del tubo en la región del polo del rotor y la limitada por la proyección hacia el centro del motor de las aristas que partiendo de los vértices de la base superior intersecan en la trayectoria promedio con geometría circular del tubo en el yugo del rotor.

Respecto a la sección de la trayectoria curva de cada tubo S_{C_YRi} , caso de cumplirse la segunda de las aproximaciones ($S_{PEi}/S_{PE} = \delta_{S_{PEi}} \approx \delta_{S_{REGi}} = S_{REGi}/S_{REG}$ con $REG=YR$), su cálculo resultaría directo. Caso contrario, será necesaria su determinación, mediante la simulación en FEMM del motor y su posterior análisis mediante AutoCAD, tal como se ha explicado para otras regiones. En cualquier caso, se expresará como el producto del coeficiente $\delta_{S_{C_YRi}}$ por la sección del yugo del rotor.

Desafortunadamente tras determinar $\delta_{S_{C_YRi}}$ en los tres motores, cuyo valor junto con el cociente $\delta_{S_{PEi}}/\delta_{S_{C_YRi}}$ se incluyen en la tabla 4.4, se puede concluir que los resultados no son generalizables para el tubo 1, incluso en motores con proporciones clásicas. No obstante, esta desviación es mucho menor en el resto

Tabla 4.4. Valores del coeficiente $\delta_{SC_YR_i}$ en los motores bajo estudio.

Coef.	SRM	Método	1	2 y 2'	3 y 3'	4 y 4'	5 y 5'	6 y 6'	7 y 7'
$\delta_{SC_YR_i}$	Vijay/Krish	Propu.	1	1	1	1	1	----	----
	24/18 (c)	Medid.	12,74%	13,09%	16,23%	37,38%	20,55%	----	----
	24/18 (r)	Medid.	13,85%	13,53%	16,50%	33,94%	22,18%	----	----
	8/6	Medid.	4,331%	13,85%	19,78%	46,28%	15,76%	----	----
	6/4	Medid.	43,16%	16,43%	14,48%	21,34%	4,588%	----	----
Med. Cla.	Medid.	10,31%	13,49%	17,50%	39,20%	19,50%	----	----	
$\frac{\delta_{S_PE_i}}{\delta_{SC_YR_i}}$	Vijay/Krish	Propu.	100,0%	100,0%	100,0%	100,0%	100,0%	----	----
	24/18 (c)	Medid.	102,2%	44,68%	45,62%	37,45%	38,26%	----	----
	24/18 (r)	Medid.	95,52%	43,61%	44,99%	42,13%	46,03%	----	----
	8/6	Medid.	150,2%	61,33%	46,40%	26,23%	37,05%	----	----
	6/4	Medid.	113,6%	34,00%	28,14%	23,92%	22,54%	----	----

de tubos posibilitando establecer un valor promedio de referencia (en la tabla Med. Clas.), aunque ciertamente impreciso, del coeficiente $\delta_{SC_YR_i}$.

De igual modo, para un mismo motor y tubo los coeficientes $\delta_{SC_YR_i}$ y $\delta_{S_PE_i}$ no son aproximables, imposibilitando el uso de la segunda aproximación.

En la figura 4.11 se muestra la forma de los tubos obtenida de la simulación por el FEM y su posterior procesado en AutoCAD, junto con la aproximación propuesta para la determinación de su reluctancia.

Sección del tubo 1 en el yugo del rotor:

$$\theta_{YR_i} = \frac{S_{YR_EH_1}}{l_{PCH} (r_{IR} + w_{YR})}; \tau_{YR_i} = \frac{\delta_{SC_YR_i} w_{YR}}{2} + \tau_{IR};$$

$$S_{R_YR_i} = \frac{S_{YR_EH_1} + \tau_{YR_i} \theta_{YR_i} l_{PCH}}{2}; S_{C_YR_i} = \delta_{SC_YR_i} w_{YR} l_{PCH}.$$
(4.54)

Sección de los tubos 2 a 5 en el yugo del rotor, con $i=2$ a 5:

$$\theta_{YR_i} = \frac{\delta_{SB_PR_YR_i} \beta_R \tau_{ER}}{\tau_{IR} + w_{YR}}; \tau_{YR_i} = \left(\sum_{j=1}^{i-1} \delta_{SC_YR_j} + \frac{\delta_{SC_YR_i}}{2} \right) w_{YR} + \tau_{IR};$$

$$S_{R_YR_i} = \frac{(\delta_{SB_PR_YR_i} \beta_R + \tau_{YR_i} \theta_{YR_i}) l_{PCH}}{2}; S_{C_YR_i} = \delta_{SC_YR_i} w_{YR} l_{PCH}.$$
(4.55)

Longitud del tubo 1 en el yugo del rotor:

$$l_{R_YR_i} = r_{IR} + \omega_{YR} - \tau_{YR_i}; l_{C_YR_i} = \frac{2\pi}{N_{PEF}} \tau_{YR_i};$$
(4.56)

Longitud del tubo 2 en el yugo del rotor:

$$l_{R_YR_2} = r_{IR} + \omega_{YR} - r_{YR_2}; \quad l_{C_YR_2} = \left(\frac{2\pi}{N_{PEF}} - \sum_{j=1}^2 \theta_{YR_j} \right) r_{YR_2}. \quad (4.57)$$

Longitud de los tubos 3 a 5 en el yugo del rotor con $i=3, \dots, 5$:

$$l_{R_YR_i} = r_{IR} + \omega_{YR} - r_{YR_i}; \quad l_{C_YR_i} = \left[\frac{2\pi}{N_{PEF}} - \left(\theta_{YR_i} + 2 \sum_{j=2}^{i-1} \theta_{YR_j} + \theta_{YR_i} \right) \right] r_{YR_i}. \quad (4.58)$$

Nótese como al estar el tubo compuesto por dos tramos con secciones y longitudes distintas, la densidad y la intensidad del campo también lo serán. Además, el flujo en el tramo recto será el mismo que en la región limítrofe y el doble que en el tramo circular. Lo cual, salvo que se desprecie el tramo recto, obliga a transformar (4.7) correspondiente al tubo 1 como sigue:

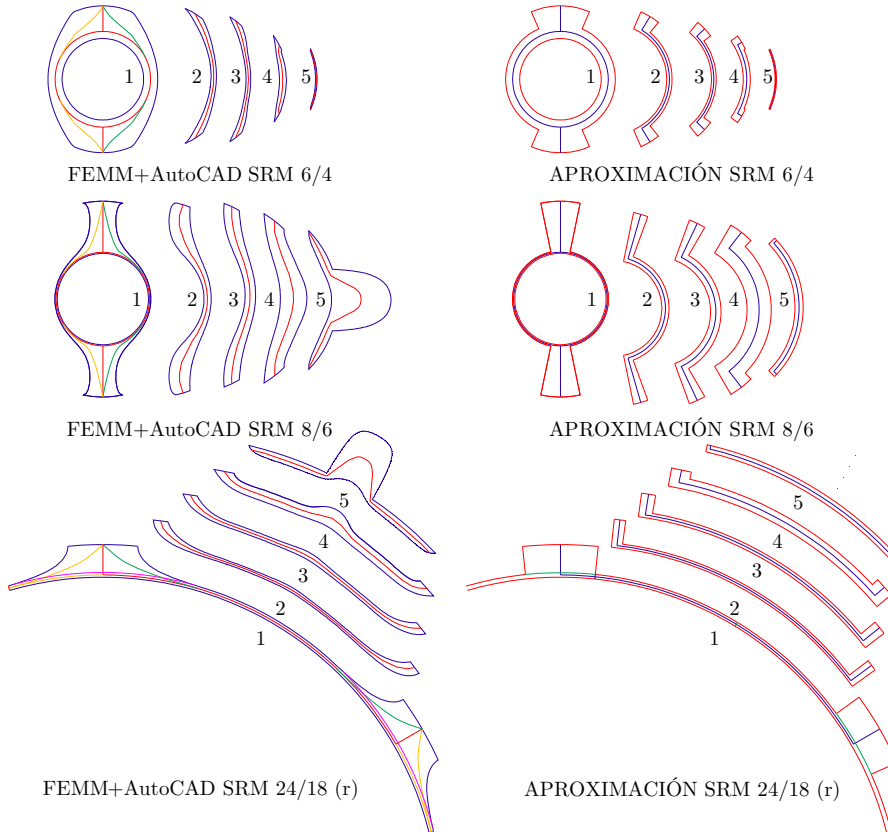
$$\begin{aligned} N_{EP} i_F = & \frac{B_{PE_1} l_{PE_1}}{\mu \Big|_{B=B_{PE_1}}} + B_{PE_1} S_{PE_1} \left(\frac{l_{EH_1}}{\mu_0 S_{EH_1}} + \frac{l_{YE_1}}{4 \mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_1} S_{PE_1}}{S_{YE_1}}}} S_{YE_1} \right. \\ & \left. + \frac{l_{R_YR_1}}{\mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_1} S_{PE_1}}{S_{R_YR_1}}}} S_{R_YR_1} + \frac{l_{C_YR_1}}{4 \mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_1} S_{PE_1}}{S_{C_YR_1}}}} S_{C_YR_1} \right). \end{aligned} \quad (4.59)$$

Y de igual modo (4.8) con $i=2, \dots, 5$ para los tubos 2 a 5 en:

$$\begin{aligned} N_{EP} i_F = & \frac{B_{PE_i} l_{PE_i}}{\mu \Big|_{B=B_{PE_i}}} + B_{PE_i} S_{PE_i} \left(\frac{l_{EH_i}}{\mu_0 S_{EH_i}} + \frac{l_{PR_i}}{\mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_i} S_{PE_i}}{S_{PR_i}}}} S_{PR_i} \right. \\ & \left. + \frac{l_{YE_i}}{2 \mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_i} S_{PE_i}}{S_{YE_i}}}} S_{YE_i} + \frac{l_{R_YR_i}}{\mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_i} S_{PE_i}}{S_{R_YR_i}}}} S_{R_YR_i} + \frac{l_{C_YR_i}}{2 \mu \Big|_{B=\frac{B_{PE_i} S_{PE_i}}{S_{C_YR_i}}}} S_{C_YR_i} \right). \end{aligned} \quad (4.60)$$

En [Vijayraghavan, 2001] y [Krishnan, 2001] solo se considera un tramo circular, a pesar de que en la representación gráfica también se incluye el tramo recto. Si se observan los resultados mostrados en la figura 4.11, dicha aproximación resulta correcta para el tubo 1 en los tres motores. Es decir, al ser $S_{R_YR_1}$ mucho mayor que $S_{C_YR_1}$ y el flujo constante en el tubo, la densidad y la intensidad del campo en el tramo recto será mucho menor que en el tramo circular. Además, como $l_{R_YR_1}$ es menor que $l_{C_YR_1}$, la contribución a la fuerza magnetomotriz total del tramo recto del yugo del rotor, en el circuito magnético equivalente del tubo 1, resultará despreciable frente a la del tramo circular en el algoritmo de cálculo. El análisis anterior y por tanto la aproximación es,

Figura 4.11. Izquierda: Forma de los tubos de flujo en la región del yugo del rotor obtenida tras la simulación por el FEM y su procesado en AutoCAD. Derecha: aproximaciones propuestas para la determinación de la reluctancia de los tubos.



excepto en el SRM 8/6 para los tubos 2 y el 3, extensible al resto de tubos en los tres motores estudiados.

No obstante, para el cálculo de la reluctancia de cada tubo en ambas referencias se considera la sección completa del yugo del rotor ($w_{YR} \cdot l_{PCH}$), en [Krishnan, 2001] la longitud en la posición de alineamiento en cada tubo y en [Vijayraghavan, 2001] dicha longitud para el tubo 1 y 2/3 de esta para los tubos 2 a 5.

La aproximación en sendas referencias de la sección es incorrecta, pues la alta dispersión de las líneas del campo magnético en el entrehierro obliga, debido a la dependencia de la permeabilidad del material con la densidad del campo, a considerar al menos 7 tubos de flujo con una sección obviamente inferior a la del yugo completo, de los que para poder resolver el problema

derivan sus correspondientes circuitos magnéticos equivalentes, todos ellos entre si independientes.

De nuevo, la intensidad del campo magnético en cada tubo se obtiene a partir del conocimiento de la densidad del campo y la característica $B-H$ del material.

4.3.6. Sección y longitud media de los tubos 1 a 7 en el yugo del estator

Atendiendo a la geometría de la trayectoria promedio de los tubos en la región del polo del estator se ha decidido descomponer los tubos 1 a 5 en tres subregiones, dos idénticas y simétricas inter polo-yugo ubicadas cada una en un extremo y otra central localizada entre ambas. Cada una de las dos subregiones de los extremos queda delimitada, por un lado, por un polo activo y, por otro, por una recta que se extiende desde la intersección de ese polo con el yugo hasta alcanzar la circunferencia que delimita externamente al yugo.

En cuanto a los tubos 6 y 7, estos se han dividido dada su geometría en dos subregiones. Una inter polo-yugo ubicada en un extremo, que limita con un polo activo del estator y la recta que se extiende desde la intersección entre dicho polo y el yugo hasta alcanzar el final del yugo, y otra subregión central contigua a esta, que en el otro extremo del tubo en esa región queda delimitada por una parte del arco interpolar del yugo del estator, localizado entre la citada intersección y el siguiente polo del estator de la fase no activa. Nótese la existencia de simetría de los tubos 6 y 7 en todos los polos activos de una fase.

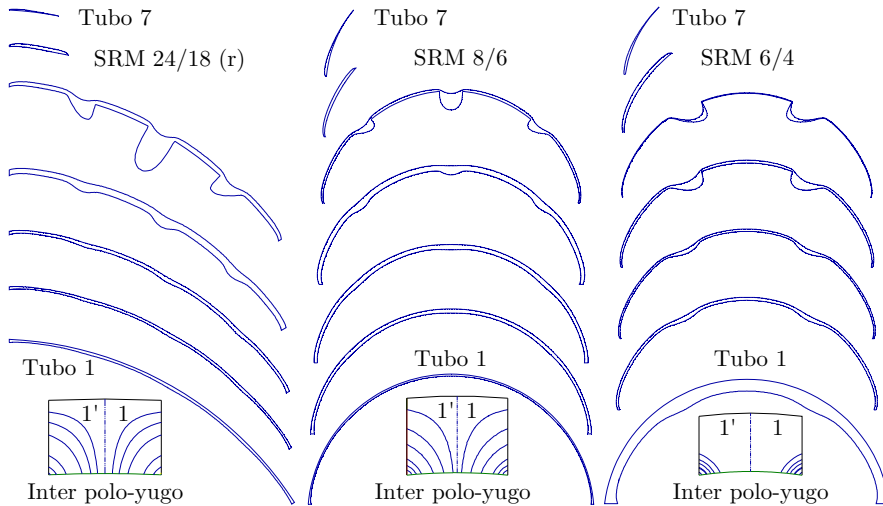
La forma de los tubos de flujo en ambas subregiones del yugo del estator se muestra para los tres motores bajo estudio en la figura 4.12. La subregión inter polo-yugo se representa a mayor escala, estando los tubos 1 y 1' delimitados por el eje de simetría del polo.

Al valor promedio de la longitud y de la sección de cada tubo i en las subregiones inter polo-yugo se le ha denominado, respectivamente, $l_{IPY_YE_i}$ y $S_{IPY_YE_i}$. Igualmente se ha denominado $l_{C_YE_i}$ y $S_{C_YE_i}$ al valor promedio de la longitud y de la sección de la subregión central.

A la sección de la base de cada tubo i en el límite de la subregión inter polo-yugo con la base superior del polo activo se la ha dado en llamar $S_{PE_YE_i}$. Siendo $S_{R_YE_i}$ la correspondiente a la otra base de cada tubo i en la recta limítrofe con la subregión central.

Por desgracia, tal como se deduce de la figura 4.9, la sección de la base superior $S_{PE_YE_i}$ de cada tubo i en el polo del estator difiere de la de su base inferior $S_{PE_EH_i}$, ya conocida. Ello obliga a determinar otros nuevos coeficientes

Figura 4.12. Despiece de los tubos de flujo en la subregión central del yugo del estator (imágenes vectoriales) y detalle de estos en la subregión inter polo-yugo.



de ocupación $\delta_{SB_PE_YE_i}$ para cada tubo i de cada motor bajo estudio. Tal que $S_{PE_YE_i} = \delta_{SB_PE_YE_i} S_{PE_YE}$.

De igual modo, el análisis de las simulaciones realizadas mediante el FEM revela que las secciones $S_{PE_YE_i}$ y $S_{R_YE_i}$ de los tubos también son distintas. Por consiguiente, el valor de $S_{R_YE_i}$ se establecerá en base a otro coeficiente de ocupación $\delta_{SR_YE_i}$, siendo $S_{R_YE_i} = \delta_{SR_YE_i} S_{YEP}$.

La distribución de los tubos en la subregión central del yugo tampoco resulta uniforme. Solo los tubos 1 a 5 parten de un polo de la fase activa y alcanzan otro de la misma fase, lo cual origina su expansión conforme se avanza hacia el eje de simetría de esa subregión. De igual modo los tubos 3, 4 y 5 tienden a curvarse y ensancharse hacia los polos del estator de las fases no activas, llegando incluso a invadirlos.

En consecuencia, en una primera instancia $S_{C_YE_i}$ se determinará para cada tubo i como el cociente entre su volumen y su longitud promedio en esa subregión. Con el objeto de simplificar las expresiones finales, excepto en el tubo 6, la parte del tubo que profundiza en los polos de fase no activa se ha considerado parte de la subregión central del yugo del estator.

Para generalizar los resultados procedentes del estudio de los tres motores, se han definido dos nuevos coeficientes $\delta_{LC_YE_i}$ y $\delta_{SC_YE_i}$. El primero de ellos es el cociente entre $l_{C_YE_i}$ y la diferencia de l_{YEP} y $\beta_E r_{IE}$ y el segundo es el cociente

Tabla 4.5. Valores en los motores bajo estudio de los coeficientes $\delta_{SB_PE_YE_i}$, $\delta_{R_YE_i}$, $\delta_{LC_YE_i}$, $\delta_{SC_YE_i}$ y relación $\delta_{S_PE_i}/\delta_{SC_YE_i}$.

Coef.	SRM	Método	1	2 y 2'	3 y 3'	4 y 4'	5 y 5'	6 y 6'	7 y 7'
$\delta_{SB_PE_YE_i}$	24/18 (r)	Medid.	13,21%	5,932%	7,830%	14,00%	8,875%	5,059%	1,693%
	8/6	Medid.	8,419%	9,087%	10,25%	11,65%	5,152%	4,741%	4,917%
	6/4	Medid.	58,14%	5,420%	3,713%	3,789%	0,656%	4,203%	2,760%
	Med. Cla.	Medid.	10,81%	7,510%	9,040%	12,83%	7,014%	4,900%	3,306%
$\delta_{SR_YE_i}$	24/18 (r)	Medid.	15,84%	13,71%	16,97%	27,57%	15,19%	8,333%	2,377%
	8/6	Medid.	14,90%	24,76%	20,46%	18,86%	8,512%	6,213%	6,298%
	6/4	Medid.	63,50%	10,03%	6,530%	6,383%	1,571%	6,853%	5,126%
	Med. Cla.	Medid.	15,37%	19,24%	18,72%	23,22%	11,85%	7,273%	4,338%
$\delta_{LC_YE_i}$	Vijay/Krish Propu.		1	1	1	1	1	1	1
	24/18 (r)	Medid.	102,8%	101,9%	101,3%	100,0%	112,3%	18,19%	15,09%
		Propu.	102,8%	101,8%	100,8%	99,33%	97,94%	17,31%	15,09%
	8/6	Medid.	106,5%	102,9%	98,73%	98,43%	98,98%	19,53%	18,25%
		Propu.	106,1%	103,2%	100,1%	97,19%	95,27%	19,08%	18,26%
	6/4	Medid.	103,9%	98,73%	97,17%	97,38%	101,5%	25,42%	20,29%
	Propu.	103,1%	96,86%	95,45%	94,35%	93,68%	24,64%	20,34%	
$\delta_{SC_YE_i}$	Vijay/Krish Propu.		1	1	1	1	1	1	1
	24/18 (r)	Medid.	13,08%	12,50%	16,54%	32,93%	38,51%	14,28%	3,520%
	8/6	Medid.	9,245%	18,86%	22,55%	29,79%	19,04%	13,40%	6,681%
	6/4	Medid.	54,29%	13,98%	10,93%	16,01%	4,592%	13,90%	5,910%
Med. Cla.	Medid.	11,16%	15,68%	19,55%	31,36%	28,85%	13,84%	5,101%	
$\delta_{S_PE_i}$	Vijay/Krish Propu.		1	1	1	1	1	1	1
	24/18 (r)	Medid.	101,2%	47,20%	44,89%	43,43%	26,51%	54,36%	83,86%
	$\delta_{SC_YE_i}$	8/6	Medid.	70,36%	45,04%	40,70%	40,75%	30,67%	51,71%
	6/4	Medid.	90,33%	39,96%	37,28%	31,89%	22,52%	50,42%	77,60%

entre $S_{C_YE_i}$ y S_{YEP} . Con el fin de reducir el peso computacional y dada su semejanza, en la determinación de $\delta_{LC_YE_i}$ se ha utilizado la longitud de la base del polo del estator, $\beta_E r_{IE}$, en lugar de la del arco limitado entre las dos rectas que se extienden desde las aristas del polo y con radio igual al radio promedio del yugo del estator, $2(r_{EE} \omega_{YE}/2) \arcsen(r_{IE} \sen(\beta_E/2)/(r_{EE} \omega_{YE}/2))$.

El valor de los coeficientes $\delta_{SB_PE_YE_i}$, $\delta_{R_YE_i}$, $\delta_{LC_YE_i}$ y $\delta_{SC_YE_i}$ se ha obtenido mediante los programas FEMM y AutoCAD siguiendo el procedimiento

descrito para otras regiones. El resultado se muestra en la tabla 4.5 para los tres motores bajo estudio.

En caso de cumplirse la segunda de las aproximaciones ($S_{PE_i}/S_{PE} = \delta_{S_{PE_i}} \approx \delta_{S_{REG_i}} = S_{REG_i}/S_{REG}$ con $REG=C_YE$), no resultaría necesaria la determinación de $\delta_{S_{C_YE_i}}$, siendo directo el cálculo de $S_{C_YE_i}$. Desafortunadamente tal como se deduce del cociente entre $\delta_{S_{PE_i}}$ y $\delta_{S_{C_YE_i}}$ mostrado en la tabla 4.5 esto no sucede.

Sección del tubo 1 en la subregión inter polo-yugo del yugo del estator:

A tenor de la distribución de la densidad del campo magnético en la subregión inter polo-yugo del yugo del estator, el tubo 1 se ha dividido en dos partes iguales y simétricas respecto al eje central del motor, tal que:

$$S_{IPY_YE_i} = \frac{1}{2} \left(\frac{\delta_{SB_PE_YE_i} S_{PE_YE}}{2} + \delta_{SR_YE_i} S_{YE} \right), \quad (4.61)$$

donde $S_{PE_YE} = (r_{EE} - \omega_{YE}) 2 \arcsen \left(\frac{2r_{IE} \sen \left(\frac{\beta_E}{2} \right)}{2(r_{EE} - \omega_{YE})} \right)$.

Nótese que en la expresión anterior se considera únicamente $1/2$ de $\delta_{SB_PE_YE_i}$ como consecuencia de la división en dos partes del tubo 1 cuando este pasa del polo del estator al yugo.

Sección de los tubos $i=2$ a 7 en la subregión inter polo-yugo del yugo del estator:

$$S_{IPY_YE_i} = \frac{\delta_{SB_PE_YE_i} S_{PE_YE} + \delta_{SR_YE_i} S_{YE}}{2}. \quad (4.62)$$

Sección de los tubos $i=2$ a 7 en la subregión central del yugo del estator:

$$S_{C_YE_i} = \delta_{S_{C_YE_i}} S_{YE}. \quad (4.63)$$

Longitud de los tubos $i=1$ a 7 en la subregión inter polo-yugo del yugo del estator:

Se han probado múltiples combinaciones conjugando la suma o bien de trayectorias rectas o bien de trayectorias rectas y curvilíneas en los tres motores. Las trayectorias elipsoidales han resultado las más adecuadas por su reducido coste computacional.

Así, la longitud promedio de cada tubo en esta subregión se ha aproximado por un cuarto de elipse, cuyo semieje b (ver figura 3.12) se sitúa en la dirección de la arista del polo, su centro en la intersección de esta con el yugo y su semieje a en la dirección de la recta que une sendas intersecciones del polo de la fase activa con el yugo.

La longitud de los semiejes a_i y b_i en los tubos $i=1,7$ resulta:

$$a_i = 2r_{IE} \operatorname{sen} \left(\frac{\beta_E}{2} \right) \left(\frac{\delta_{SB_PE_YE_i}}{c} + d \right);$$

$$\text{donde } c = \begin{cases} 4 & \text{para } i = 1 \\ 2 & \text{para } i = 2, \dots, 7 \end{cases} \text{ y } d = \begin{cases} \sum_{n=i+1}^7 \delta_{SB_PE_YE_n} & \text{para } i = 1, \dots, 6 \\ 0 & \text{para } i = 7 \end{cases}; \quad (4.64)$$

$$b_i = \omega_{YE} \left(1 - \frac{1}{2} \delta_{SR_YE_i} - \sum_{n=1}^{i-1} \delta_{SR_YE_n} \right),$$

siendo la longitud promedio de los tubos $i=1$ a 7 en la subregión inter poloyugo $l_{IPY_YE_i}$:

$$l_{IPY_YE_i} \cong \frac{\pi}{4} \left[3(a_i + b_i) - \sqrt{(3a_i + b_i)(a_i + 3b_i)} \right]. \quad (4.65)$$

Como curiosidad, tras procesar con la herramienta de ajuste de curvas que ofrece Matlab las coordenadas extraídas en AutoCAD de las *polilíneas* que limitan los tubos en esta subregión, cabe concluir que una función gaussiana de primer orden posibilita un correcto ajuste de estas trayectorias. No obstante, en algunos casos, como por ejemplo en el tubo 1 del SRM 8/6, ha resultado necesario elevar el orden de la función hasta un tercer grado (9 parámetros).

Longitud de la subregión central de los tubos $i=1$ a 7 en el yugo del estator

$$l_{C_YE_i} = \frac{\delta_{LC_YE_i}}{c} \left(r_{EE} - \frac{\omega_{YE}}{2} \right) \left[\frac{2\pi}{N_{PEF}} - 2 \arcsen \left(\frac{r_{IE} \operatorname{sen} \left(\frac{\beta_E}{2} \right)}{r_{EE} - \frac{\omega_{YE}}{2}} \right) \right], \quad (4.66)$$

$$\text{donde } c = \begin{cases} 1 & \text{para } i = 1, \dots, 6 \\ 2 & \text{para } i = 7 \end{cases}.$$

Con el fin de evitar el cálculo del coeficiente $\delta_{LC_YE_i}$, se propone calcular la longitud de los tubos en la subregión central del yugo del estator como sigue:

Radio aproximado del tubo 1 en la subregión central del yugo del estator

$$r_{C_YE_APRO_1} = \left(r_{EE} - w_{YE} \frac{\delta_{SR_YE_1}}{2} \right). \quad (4.67)$$

Radio aproximado de los tubos $i=2$ a 7 en la subregión central del yugo del estator

$$r_{C_YE_APRO_i} = r_{EE} - \left(w_{YE} \left(\frac{\delta_{SR_YE_i}}{2} + \sum_{n=1}^{i-1} \delta_{SR_YE_n} \right) \right). \quad (4.68)$$

Longitud aproximada de los tubos $i=1$ a 5 en la subregión central del yugo del estator

$$l_{C_YE_i} = \left(\frac{2\pi}{N_{PEF}} - 2\arcsen \left(\frac{r_{IE} \sen \frac{\beta_E}{2}}{r_{C_YE_APRO_i}} \right) \right) r_{C_YE_APRO_i}. \quad (4.69)$$

Longitud aproximada del tubo 6 en la subregión central del yugo del estator

$$l_{C_YE_6} = \left(\frac{2\pi}{N_{PE}} - 2\arcsen \left(\frac{r_{IE} \sen \frac{\beta_E}{2}}{r_{C_YE_APRO_6}} \right) \right) r_{C_YE_APRO_6}. \quad (4.70)$$

Longitud aproximada del tubo 7 en la subregión central del yugo del estator

$$l_{C_YE_7} = \frac{(1 - \delta_{S_YE_EH_6})}{2} \left(\frac{2\pi}{N_{PE}} - 2\arcsen \left(\frac{r_{IE} \sen \frac{\beta_E}{2}}{r_{C_YE_APRO_7}} \right) \right) r_{C_YE_APRO_7}. \quad (4.71)$$

Los resultados procedentes de las aproximaciones anteriores se indican como Propu. en la tabla 4.5. Como se puede observar, estos presentan una muy leve desviación respecto a los valores medidos. Encontrándose el error más significativo en el tubo 5, como consecuencia de la inclusión de los valores medidos de la región afectada en los polos no activos.

Aún más, tal como se deduce del valor de $\delta_{LC_YE_i}$ procedente de las medidas, el radio aproximado de los tubos $r_{C_YE_APRO_i}$ cabría aproximarse en segunda instancia por el radio promedio del yugo del estator ($r_{EE} - \omega_{YE}/2$).

De igual modo, si no se dispusiese del valor de los coeficientes $\delta_{SB_PE_YE_i}$, $\delta_{R_YE_i}$ y $\delta_{SC_YE_i}$, en motores de corte clásico cabría utilizar el valor indicado en la tabla 4.5 como Med. Clas (valor promedio del SRM 24/18 y del SRM 8/6). Si bien en este caso la aproximación sería un tanto impropia.

Por el hecho de asumir dos subregiones en el yugo del estator las expresiones (4.59), (4.60), (4.9) y (4.10) que definen, respectivamente, el tubo 1, los tubos 2 a 5 ($i=2, \dots, 5$), el tubo 6 y el tubo 7 se transforman a su vez, respectivamente, en las expresiones indicadas a continuación (4.72), (4.73), (4.74) y (4.75):

Tubo 1

$$N_{EP}i_F = \frac{B_{PE_1}l_{PE_1}}{\mu|_{B=B_{PE_1}}} + B_{PE_1}S_{PE_1} \left(\frac{l_{EH_1}}{\mu_0 S_{EH_1}} + \frac{l_{IPY_YE_1}}{4\mu|_{B=\frac{B_{PE_1}S_{PE_1}}{S_{IPY_YE_1}}}} S_{IPY_YE_1} + \right. \\ \left. \frac{l_{C_YE_1}}{4\mu|_{B=\frac{B_{PE_1}S_{PE_1}}{S_{C_YE_1}}}} S_{C_YE_1} + \frac{l_{R_YR_1}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_1}S_{PE_1}}{S_{R_YR_1}}}} S_{R_YR_1} + \frac{l_{C_YR_1}}{2\mu|_{B=\frac{B_{PE_1}S_{PE_1}}{S_{C_YR_1}}}} S_{C_YR_1} \right). \quad (4.72)$$

Tubos 2 a 5 ($i=2,\dots,5$)

$$N_{EP}i_F = \frac{B_{PE_i}l_{PE_i}}{\mu|_{B=B_{PE_i}}} + B_{PE_i}S_{PE_i} \left(\frac{l_{EH_i}}{\mu_0 S_{EH_i}} + \frac{l_{PR_i}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_i}S_{PE_i}}{S_{PR_i}}}} S_{PR_i} + \right. \\ \left. \frac{l_{IPY_YE_i}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_i}S_{PE_i}}{S_{IPY_YE_i}}}} S_{IPY_YE_i} + \frac{l_{C_YE_i}}{2\mu|_{B=\frac{B_{PE_i}S_{PE_i}}{S_{C_YE_i}}}} S_{C_YE_i} + \right. \\ \left. \frac{l_{R_YR_i}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_i}S_{PE_i}}{S_{R_YR_i}}}} S_{R_YR_i} + \frac{l_{C_YR_i}}{2\mu|_{B=\frac{B_{PE_i}S_{PE_i}}{S_{C_YR_i}}}} S_{C_YR_i} \right). \quad (4.73)$$

Tubo 6

$$\zeta_{D_6} N_{EP}i_F = \frac{B_{PE_6}l_{PE_6}}{\mu|_{B=B_{PE_6}}} + B_{PE_6}S_{PE_6} \left(\frac{l_{EH_6}}{\mu_0 S_{EH_6}} + \frac{l_{IPY_YE_6}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_6}S_{PE_6}}{S_{IPY_YE_6}}}} S_{IPY_YE_6} + \right. \\ \left. \frac{l_{C_YE_6}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_6}S_{PE_6}}{S_{C_YE_6}}}} S_{C_YE_6} + \frac{l_{PE_6'}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_6}S_{PE_6}}{S_{PE_6'}}}} S_{PE_6'} \right). \quad (4.74)$$

Tubo 7

$$\zeta_{D_7} N_{EP}i_F = \frac{B_{PE_7}l_{PE_7}}{\mu|_{B=B_{PE_7}}} + B_{PE_7}S_{PE_7} \left(\frac{l_{EH_7}}{\mu_0 S_{EH_7}} + \right. \\ \left. \frac{l_{IPY_YE_7}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_7}S_{PE_7}}{S_{IPY_YE_7}}}} S_{IPY_YE_7} + \frac{l_{C_YE_7}}{\mu|_{B=\frac{B_{PE_7}S_{PE_7}}{S_{C_YE_7}}}} S_{C_YE_7} \right). \quad (4.75)$$

Una vez propuestas tanto las expresiones que permiten determinar la sección y la longitud de los tubos en cada una de las regiones, como aquellas que

posibilitan la determinación del flujo en base a un modelo circuital equivalente, tan solo resta estudiar el modo de obtener los coeficientes ζ_{D6} y ζ_{D7} .

4.3.7. Cálculo de los coeficientes de dispersión ζ_{D6} y ζ_{D7}

El valor de los coeficientes de dispersión ζ_{D6} y ζ_{D7} depende del recorrido de la trayectoria central de sendos tubos en la región de cobre. Evidentemente el número de polos del estator determina la distancia angular entre dos polos contiguos y, por tanto, la longitud de la trayectoria central de sendos tubos. Sin embargo, es la forma que esta adopta a través de la región de cobre la que determina el valor de los coeficientes ζ_{D6} y ζ_{D7} .

Si se observa la figura 4.2 la forma de la trayectoria central equipotencial de **A** en dichos tubos es muy similar en los tres motores bajo estudio, a pesar de la notable diferencia entre el número de polos en el SRM 24/18 y los otros dos motores. No obstante, la forma de su recorrido en la región de cobre difiere.

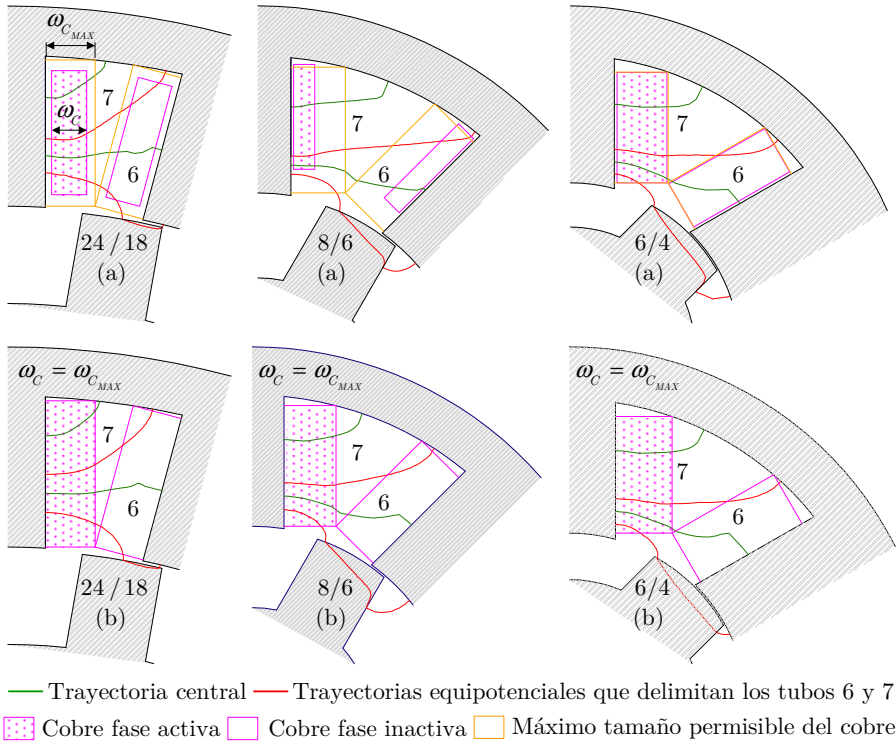
Además, y lo que es más importante, el recorrido de la trayectoria central equipotencial de **A** no debe confundirse con el de la trayectoria geoméricamente promedio empleada en el cálculo de la reluctancia equivalente del tubo en cada región (ver la figura 4.2 y la figura 4.13), y por ende en el de los coeficientes ζ_{D6} y ζ_{D7} .

Con el fin de conocer la forma del recorrido de esta trayectoria se han simulado además de los tres motores bajo estudio, otros tres motores iguales conservando todas sus características excepto el área de la región de cobre ω_C , la cual se ha incrementado hasta su máximo valor permisible con $\omega_C = \omega_{C_{MAX}}$.

El resultado de procesar en AutoCAD la información procedente de las seis simulaciones en FEMM se muestra en la figura 4.13. Como se puede observar, la forma a través del cobre de la trayectoria geoméricamente promedio (central) resulta en los tubos 6 y 7 claramente dependiente del número de polos, y en mucho menor grado de la anchura de la región de cobre.

Se han probado diversas funciones geométricas conocidas como la circunferencia, la elipse o la parábola considerando diferentes centros, así como combinaciones o bien de estas con líneas rectas o bien de solo líneas rectas, con el objeto de poder determinar el área de la región de cobre abarcada por la trayectoria central del tubo 7 en este tipo de motores. En motores con elevado número de polos como el SRM 18/24, el mejor resultado con un bajo coste computacional se ha obtenido aproximando el área de la región de cobre abarcada, por la de un cuarto de elipse con centro en la esquina superior izquierda de la región de cobre, eje horizontal a igual a ω_C y eje vertical b igual a $0,5 \cdot (h_{pe} \cdot \delta_{SA_PE_EH7}) - u$, siendo u la diferencia sobre el eje y entre la intersección

Figura 4.13. Representación de la trayectoria central de los tubos de flujo 6 y 7 en los tres motores. Parte superior: (a) $\omega_C < \omega_{C_{MAX}}$. Parte inferior: (b) $\omega_C = \omega_{C_{MAX}}$



de la arista del polo con el yugo y la parte superior de la región de cobre (figura 4.3), cuyo valor aproximado se calcula como se indica en (3.42).

En motores con un bajo número de polos como el SRM 8/6 y el SRM 6/4 la curvatura de la trayectoria central en la región de cobre es mucho menor, lo cual posibilita aproximar el área de cobre abarcada por la de un rectángulo de altura $0,5 \cdot (h_{PE} \cdot \delta_{SA_PE_EH7}) - u$ y base ω_C .

Visto lo anterior, se propone calcular el valor de ζ_{D7} como sigue:

$$\text{a) Con } N_{PE} \text{ alto (24/18): } \zeta_{D7} = \zeta_{D7_a} = \frac{\pi \left(\frac{\delta_{SA_PE_EH7} h_{PE}}{2} - u \right)}{4h_C}; \quad (4.76)$$

$$\text{b) Con } N_{PE} \text{ bajo (8/6 y 6/4): } \zeta_{D7} = \zeta_{D7_b} = \frac{\delta_{SA_PE_EH7} h_{PE} - u}{2h_C}. \quad (4.77)$$

En cuanto al coeficiente ζ_{D6} , la situación es justo la opuesta. En motores con elevado número de polos como el SRM 24/18 la trayectoria central del

tubo 6 en la región de cobre se puede aproximar por una línea recta, mientras que en motores como el SRM 8/6 y el SRM 6/4 con un menor número de polos, esta tiende a curvarse conforme ω_C tiende a $\omega_{C_{MAX}}$.

Solamente en el caso poco probable de que la altura del carrete h_C resulte inferior a $h_{PE}(\delta_{SA_PE_EH7}+0,5\cdot\delta_{SA_PE_EH6})-u$, la línea central del tubo 6 abarcará toda la región de cobre. Sin embargo, si como es habitual h_C resulta superior y además el número de polos es alto, el área de cobre abarcada por la trayectoria central puede aproximarse por la de un rectángulo de altura $h_{PE}(\delta_{SA_PE_EH7}+0,5\cdot\delta_{SA_PE_EH6})-u$ y base ω_C . Mientras que si la diferencia entre h_C y $h_{PE}(\delta_{SA_PE_EH7}+\delta_{SA_PE_EH6})-u$ es negativa, la altura del triángulo será $h_C-h_{PE}(\delta_{SA_PE_EH7}+0,5\cdot\delta_{SA_PE_EH6})-u$, y si no $0,5\cdot h_{PE}\cdot\delta_{SA_PE_EH6}$.

Así, el valor de ζ_{D_6} se calculará como se indica a continuación:

$$\text{a) Si } h_C \leq h_{PE} \left(\delta_{SA_PE_EH7} + \frac{\delta_{SA_PE_EH6}}{2} \right) - u \quad (4.78)$$

entonces: $\zeta_{D_6} = \zeta_{D_{6_a}} = 1$;

$$\text{b) Si } h_C > h_{PE} \left(\delta_{SA_PE_EH7} + \frac{\delta_{SA_PE_EH6}}{2} \right) - u \text{ y además:}$$

$$\text{b.1) } \left\langle N_{PE} \text{ es alto} \right\rangle \vee \left\langle N_{PE} \text{ es bajo} \wedge \omega_C \leq \frac{1}{2} \omega_{C_{MAX}} \right\rangle \quad (4.79)$$

$$\text{entonces: } \zeta_{D_6} = \zeta_{D_{6_b.1}} = \frac{h_{PE} \left(\delta_{SA_PE_EH7} + \frac{\delta_{SA_PE_EH6}}{2} \right) - u}{h_C};$$

$$\text{b.2) } \left\langle N_{PE} \text{ es bajo} \wedge \omega_C > \frac{1}{2} \omega_{C_{MAX}} \right\rangle \text{ y además:}$$

$$\text{b.2.1) } h_C < h_{PE} \left(\delta_{SA_PE_EH7} + \delta_{SA_PE_EH6} \right) - u \quad (4.80)$$

$$\text{entonces: } \zeta_{D_6} = \zeta_{D_{6_b.2.1}} = \zeta_{D_{6_b.1}} + \frac{h_C \left(1 - \zeta_{D_{6_b.1}} \right) \left(\omega_C - \frac{\omega_{C_{MAX}}}{2} \right)}{2\omega_C h_C};$$

$$\text{b.2.2) } h_C \geq h_{PE} \left(\delta_{SA_PE_EH7} + \delta_{SA_PE_EH6} \right) - u$$

$$\text{entonces: } \zeta_{D_6} = \zeta_{D_{6_b.2.2}} = \frac{h_{PE} \left(\delta_{SA_PE_EH7} + \frac{3}{4} \delta_{SA_PE_EH6} \right) - u}{h_C}. \quad (4.81)$$

El resultado de evaluar las aproximaciones propuestas en (4.76) y siguientes para los 6 motores mostrados en la figura 4.13 se muestra en la tabla 4.6. El error en la estimación de sendos coeficientes es ciertamente bajo, habiéndose

Tabla 4.6. Área de cobre exacta y estimada que abarcan las líneas centrales de los tubos 6 y 7, error relativo debido a la estimación y valor de los coeficientes ζ_{D6} y ζ_{D7} en los motores mostrados en la figura 4.13.

SRM	Área cobre total (mm ²)	ζ_{D6}		Error ζ_{D6}	ζ_{D7}		Error ζ_{D7}
		Exacto	Estimado		Exacto	Estimado	
24/18 (a)	175	0,6952	0,6985	1,94%	0,1722	0,1728	0,36%
24/18 (b)	293,1647	0,6340	0,6330	0,15%	0,1869	0,1872	0,17%
8/6 (a)	125,0000	0,9673	0,9628	0,47%	0,3945	0,4052	2,72%
8/6 (b)	388,3535	0,7901	0,8072	2,16%	0,2794	0,2826	1,12%
6/4 (a)	180	0,8727	0,8663	0,73%	0,3078	0,2879	6,46%
6/4 (b)	194,9744	0,8708	0,8679	0,33%	0,4209	0,4016	4,59%

obtenido el peor resultado para ζ_{D7} en el SRM 6/4 como consecuencia de la leve curvatura de la línea central del tubo 7 en la región de cobre.

De los mismos resultados se deduce como en motores con un elevado número de polos como el SRM 18/24 sendos coeficientes resultan prácticamente independientes del tamaño de la región de cobre (el incremento del cobre de un motor a otro es cercano al 68%).

En cuanto al valor de los coeficientes, solo cabe su generalización para motores que ocupan el máximo espacio permisible de cobre con ω_C igual a $\omega_{C_{MAX}}$, en cuyo caso ζ_{D6} varía aproximadamente entre un 68% y un 87% y ζ_{D7} entre un 19% y un 40%, siendo el valor de ambos coeficientes inversamente proporcional al número de polos del estator N_{PE} , pero de forma no lineal. De hecho, una función del tipo $\zeta_D = aN_{PE}^b + c$ ajusta con gran precisión los pocos puntos de los que se dispone con $a=1,335$, $b=-0,6846$ y $c=0,4784$ para ζ_{D6} y con $a=35,79$, $b=-2,857$ y $c=0,1859$ para ζ_{D7} .

Tanto en [Krishnan, 2001] como en [Vijayraghavan, 2001] no se indica cómo calcular el valor de sendos coeficientes, si bien, en ambos se propone considerar $\zeta_{D6}=3/4$, siendo las dimensiones del estator y del rotor del SRM 8/6 analizado en [Krishnan, 2001] y en esta tesis iguales, y muy similares a las del SRM 8/6 estudiado en [Vijayraghavan, 2001] ($r_{EE}=97$ mm, $r_{IE}=50,5$ mm, $\omega_{YE}=19,2$ mm, $\beta_E=22$ deg, $r_{ER}=49,5$ mm, $r_{IR}=14$ mm, $\omega_{YR}=12$ mm, $\beta_R=23$ deg, $l_{PCH}=180$ mm, $N_{EP}=86$).

En [Vijayraghavan, 2001] se aporta además el valor de la altura y la anchura de la región de cobre ($h_C=25,2$ mm $\omega_C=8.33$ mm), siendo la primera de ellas próxima a la del SRM 8/6 (a) mostrado en la figura 4.13 ($h_C=25$ mm, $\omega_C=5$ mm), por lo que a priori cabe pensar que ζ_{D6} podría ser similar en ambos motores. Sin embargo, al ser la relación h_C/h_{PE} del SRM 8/6 estudiado en [Vijayraghavan, 2001] un tanto superior a la del SRM 8/6 (a) (0,9065 *vs.*

0,7588) esto no sucede. Por el contrario, el valor de ζ_{D6} propuesto [Vijayraghavan, 2001] si resulta próximo al indicado en la tabla 4.6 para el motor el SRM 8/6 (b), al serlo también la relación h_C/h_{PE} (0,9065 vs. 0,9122).

Respecto al valor del coeficiente ζ_{D7} propuesto en sendos trabajos, tanto en [Krishnan, 2001] como en [Vijayraghavan, 2001] este se fija en $\frac{1}{2}$. Si bien en [Krishnan, 2001] primero se expresa su valor textualmente como $\frac{1}{2}$ y poco después al deducirlo de la expresión 2.131 que aparece en dicha publicación ζ_{D7} debería ser igual a 1, lo cual es probablemente una errata. En cualquier caso, el valor de ζ_{D7} igual a $\frac{1}{2}$ resulta un tanto alejado del obtenido para sendos SRM 8/6 representados en la figura 4.13, y a priori incoherente con el valor propuesto por sendos autores de $\delta_{SA_PE_EH7}$ igual a $\frac{1}{2}$. En base al cual ζ_{D7} debería estar en torno a un valor algo superior a $\frac{1}{4}$ tal como se indica para el SRM 8/6 (b) en la tabla 4.6.

4.3.8. Análisis de la densidad del campo en el polo del estator

Tal como se indica en (4.4) el flujo concatenado total λ_T se obtiene como una suma ponderada del flujo concatenado en cada tubo λ_i . A su vez, el flujo concatenado en un tubo se determina como el producto del número de espiras abarcadas por el flujo ϕ_i , siendo ϕ_i igual al producto de la sección media considerada en una región del tubo por la densidad media del campo en la misma (se asume que \mathbf{B} y \mathbf{S} tienen la misma dirección y sentido). Dicha densidad se calcula mediante un algoritmo como el de la figura 3.4 dedicado a cada tubo.

Así, en el algoritmo de cálculo es necesario introducir el valor medio de la sección y de la longitud de cada región del tubo procedente de las expresiones anteriormente descritas, el valor de la corriente de fase, el número de espiras que abarca la trayectoria central del tubo para calcular la fmm y una de las cuatro expresiones (4.72), (4.73), (4.74) y (4.75) que rija el comportamiento del tubo.

La incógnita a determinar por el algoritmo es el valor medio del módulo de la densidad del campo en el polo del estator de cada i tubo B_{PEi} . Obteniéndose a partir de este el valor medio del módulo de la densidad del campo en el resto de las regiones en que se descompone dicho tubo.

Obtener mediante este procedimiento de cálculo un resultado igual al de un programa de simulación en 2D basado en el FEM es prácticamente imposible, pues son muchos los parámetros a calcular (36 secciones medias, 36 longitudes medias, 2 coeficientes de dispersión, etc.) y, por tanto, las posibles

fuentes de error. En cualquier caso, cuanto menor sea el error en la estimación de B_{PE_i} y S_{PE_i} en cada tubo menor lo será en la del flujo concatenado total.

En [Vijayraghavan, 2001] y en [Krishnan, 2001] únicamente aportan el resultado del cálculo de la inductancia al origen. Sin embargo, para verificar la validez del método basado en tubos de flujo, también al menos se debería aportar el valor de la densidad del campo obtenido en el polo del estator para cada tubo.

En dichas referencias el valor del flujo en cada tubo se obtiene considerando la sección del polo del estator justo en su frontera con el vacío $S_{PE_EH_i}$ (siendo los valores de $\delta_{SA_PE_EH_i}$ y $\delta_{SA_PE_EH_i}$ los indicados en la tabla 4.1). Por tanto, la densidad del campo obtenida en el polo del estator no se corresponde con el valor promedio B_{PE_i} obtenido para la sección promedio equivalente S_{PE_i} , sino con el del punto central de la región del polo del estator de cada tubo inmediatamente después de atravesar su frontera con el vacío $B_{PE_EH_i}$.

En la tabla 4.7 se muestra para cada uno de los tres motores bajo estudio el valor de $B_{PE_EH_i}$ obtenido: i) mediante el algoritmo considerando tanto los valores de ζ_{D_6} y ζ_{D_7} como las indicaciones propuestas en [Krishnan, 2001] para el cálculo de la sección y la longitud de las regiones que atraviesan los tubos; ii) del análisis por el FEM (a 0,01 mm de la frontera con el vacío).

El cálculo de $\beta_{PE_EH_i}$ según [Vijayraghavan, 2001] es semejante al obtenido siguiendo las indicaciones de [Krishnan, 2001] (hay una muy leve variación en el cuarto decimal del tubo 5), es por ello que ambos resultados se han agrupado en la tabla 4.7 denotados como “Kris/Vija”.

En la tabla 4.7 se indica además para cada tubo y motor ensayado el valor del factor corrector $\beta_{PE_EH_i}$ que debería aplicarse al valor de $B_{PE_EH_i}$ obtenido según [Vijayraghavan, 2001] o [Krishnan, 2001], $B_{PE_EH_KV_i}$, para que este resulte igual al determinado mediante el FEM, $B_{PE_EH_FEM_i}$, tal que:

$$B_{PE_EH_FEM_i} = B_{PE_EH_KV_i} (1 + \beta_{PE_EH_i}). \quad (4.82)$$

La diferencia entre $B_{PE_EH_KV_i}$ y $B_{PE_EH_FEM_i}$ es extraordinariamente alta en los tubos 6 y 7, estando está motivada principalmente por el modo de determinar S_{PE_i} en [Vijayraghavan, 2001] o [Krishnan, 2001]. Es decir, al considerar en sendos trabajos que la sección del tubo justo a ambos lados de la arista del polo es la misma, siendo el flujo en el tubo constante, el campo también debería serlo. Pero lo cierto es que cuando las líneas de campo atraviesan la arista del polo del polo del estator y pasan del vacío al polo, solo la componente normal de \mathbf{B} (dirección x) se conserva. Por el contrario, la componente tangencial (dirección y) aumenta significativamente y por tanto el módulo de \mathbf{B} en el polo del estator B_{PE} .

Tabla 4.7. Valores de la densidad del campo magnético en el polo del estator en los tres motores bajo estudio (24/18 y 6/4 $i_F=10$ A, 8/6 $i_F=20$ A) obtenidos aplicando la indicaciones propuestas en [Vijayraghavan, 2001] y [Krishnan, 2001], esta tesis y mediante el FEM. Valores de $\beta_{PE_EH_i}$, $\beta_{PE_AVG_i}$ y $\beta_{PE_UNI_i}$ y $\delta_{S_PE_UNI_i}$.

SRM	Método	1	2 y 2'	3 y 3'	4 y 4'	5 y 5'	6 y 6'	7 y 7'	
24/18(r)	FEM	0,1626	0,3271	0,5896	0,6389	0,4874	0,5391	0,6073	
	Kris/Vija	0,1076	0,0968	0,1361	0,3869	0,1447	0,0199	0,0854	
	$\beta_{PE_EH_i}$	51,16%	237,9%	333,2%	65,14%	236,8%	2609%	611,1%	
	8/6	FEM	0,1427	0,2379	0,5264	0,5952	0,4767	0,5173	0,5849
		Kris/Vija	0,1466	0,0946	0,1205	0,3302	0,2891	0,0262	0,0749
		$\beta_{PE_EH_i}$	-2,65%	151,5%	336,8%	80,25%	64,90%	1874%	680,9%
6/4	FEM	0,2238	0,3333	0,6770	0,8351	0,6104	0,5816	0,6325	
	Kris/Vija	0,3205	0,0881	0,0722	0,2727	0,5520	0,0359	0,1079	
	$\beta_{PE_EH_i}$	-30,17%	278,4%	837,6%	206,2%	10,57%	1520%	486,1%	
24/18(r)	FEM	0,4983	0,5135	0,5135	0,5472	0,5754	0,6297	0,6335	
	Pro_Avg	0,7334	0,7117	0,5171	0,4283	0,6340	0,9192	1,0800	
	$\beta_{PE_AVG_i}$	-32,06%	-27,85%	-0,70%	27,76%	-9,24%	-31,49%	-41,34%	
	8/6	FEM	0,4301	0,4092	0,4688	0,5012	0,5465	0,5741	0,6303
		Pro_Avg	0,6804	0,5179	0,4050	0,4270	0,4966	1,2039	0,8647
		$\beta_{PE_AVG_i}$	-36,79%	-20,99%	15,75%	17,38%	10,05%	-52,31%	-27,11%
6/4	FEM	0,4513	0,5668	0,6422	0,6299	0,6196	0,6631	0,6503	
	Pro_Avg	0,4952	0,6243	0,5218	0,5457	0,9546	1,1903	0,9768	
	$\beta_{PE_AVG_i}$	-8,865%	-9,210%	23,07%	15,43%	-35,09%	-44,29%	-33,43%	
24/18(r)	FEM	0,5803	0,5806	0,5811	0,5836	0,5870	0,5914	0,5934	
	Pro_Uni	-----	-----	-----	0,4804	-----	-----	-----	
	$\beta_{PE_UNI_i}$	20,80%	20,86%	20,96%	21,48%	22,19%	23,11%	23,52%	
	8/6	FEM	0,5273	0,5279	0,5307	0,5367	0,5438	0,5500	0,5584
		Pro_Uni	-----	-----	-----	0,4624	-----	-----	-----
		$\beta_{PE_UNI_i}$	14,04%	14,17%	14,77%	16,07%	17,60%	18,95%	20,76%
6/4	FEM	0,5349	0,5566	0,5655	0,5741	0,5810	0,5887	0,5986	
	Pro_Uni	-----	-----	-----	0,5165	-----	-----	-----	
	$\beta_{PE_UNI_i}$	3,562%	7,764%	9,487%	11,15%	12,49%	13,98%	15,90%	
24/18(r)	Pro_Uni	10,18%	4,866%	6,519%	12,74%	9,787%	7,785%	3,199%	
	8/6	Pro_Uni	4,584%	6,712%	7,594%	11,24%	5,804%	7,044%	9,309%
		6/4	Pro_Uni	41,54%	5,592%	4,276%	5,433%	1,030%	7,366%

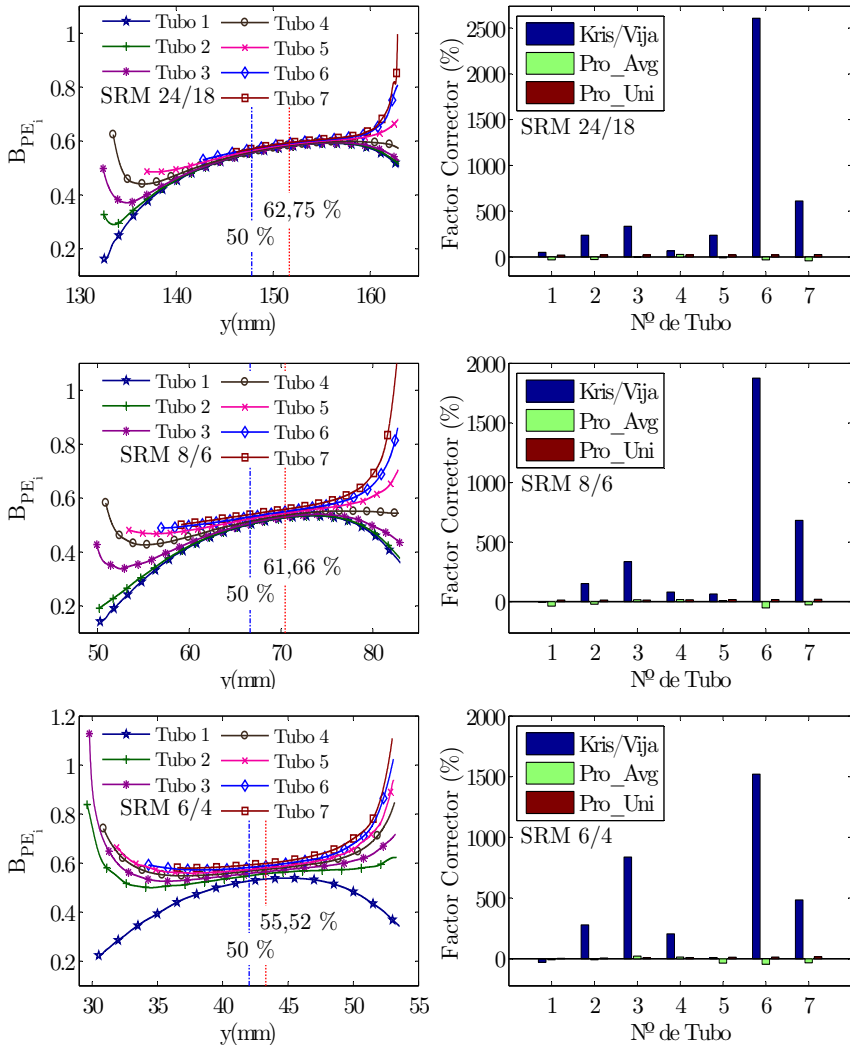
Así por ejemplo en el centro del tubo 7 del SRM 8/6 el valor de la componente x de \mathbf{B} a 0,01 mm de la artista en el interior del polo es igual a 0,0224138 T y el de la componente y -0.585132 T, mientras que, a la misma distancia de la arista, pero en el vacío, la componente x es igual a 0,0224142 T y la componente y a -0.00191255 T. Así, el valor que realmente se obtendría es el de la componente normal de \mathbf{B} , siendo esta en los tubos 6 y 7 mucho menor que el de la componente tangencial y por tanto que el del módulo de \mathbf{B} . A lo cual no se hace mención en sendos trabajos donde únicamente se nombra B_{PE} , entendido como módulo, obviando alusión alguna a las componentes x e y de \mathbf{B} , al asumir que las líneas de campo siempre atraviesan el material de forma perpendicular.

Sin embargo, al cambiar de medio estas cambian de dirección siendo el ejemplo de cálculo más complejo el del tubo 4, en el cual las líneas de campo atraviesan parte de la base inferior y de la cara lateral del polo del estator. Así, caso de no operar o bien con valores promedio asumiendo que los vectores \mathbf{B}_{PE} y \mathbf{S}_{PE} tienen la misma dirección o bien con un corte transversal a una altura del polo donde para los 7 tubos la dirección de \mathbf{B}_{PE} y \mathbf{S}_{PE} es prácticamente la misma, la determinación del ángulo entre \mathbf{B}_{PE} y \mathbf{S}_{PE} para el cálculo del flujo es ciertamente complejo.

Aún más, la teoría de circuitos magnéticos se basa en la ley de Hopkinson, en la cual se requiere del conocimiento del valor medio de la longitud l_{REG} y del módulo de la intensidad del campo H_{REG} en cada región (o en su defecto de la permeabilidad). El valor de H_{REG} , se calcula a partir de la relación $B-H$ del material y del valor medio de la densidad del campo en esa región B_{REG} . Lo cual obliga a determinar el valor de la sección promedio de esa región S_{REG} independientemente de si el flujo se calculó considerando valores promedio o valores particulares del campo y la sección en el polo del estator, siendo B_{REG} igual al cociente entre el flujo en el tubo y S_{REG} .

En la misma tabla se muestra, para los tres motores bajo estudio, el valor medio del módulo de la densidad del campo magnético a lo largo de la trayectoria central de cada tubo calculado mediante el FEM $B_{PE_FEM_AVG}$ (prácticamente similar al de la componente y de \mathbf{B}). Este se ha determinado promediando el obtenido en FEMM para un conjunto de puntos que la definen y cuya representación en función de y se muestra en la figura 4.14. Las coordenadas x , y de estos puntos se han obtenido procesando en AutoCAD la información procedente de la simulación completa del motor. Se incluye también denotado como Pro_Avg el valor medio del módulo de la densidad del campo magnético $B_{PE_PRO_AVG}$ determinado en cada tubo tras evaluar las indicaciones propuestas en esta tesis.

Figura 4.14. Izqda.: módulo de \mathbf{B} en la trayectoria central de cada tubo en polo del estator. La línea azul de trazos y puntos indica el 50% de la altura del polo del estator y la línea roja de puntos es el porcentaje de la altura del polo para el cual la densidad del campo resulta más uniforme. Decha.: representación gráfica de los factores correctores $\beta_{PE_EH_i}$, $\beta_{PE_AVG_i}$ y $\beta_{PE_UNI_i}$. Todo ello en los tres motores bajo estudio (24/18 y 6/4 $i_F=10$ A, 8/6 $i_F=20$ A).



Tal como se mostró en la figura 4.5 la densidad del campo en el polo del estator exhibe una variación cuadrática cuyo centro de simetría coincide con el del polo. Así, tomando y como parámetro, la variación de la densidad del campo en cada tubo se puede aproximar por la tangente a la curva en el valor

central x del tubo, excepto para el tubo 1 en el cual resulta cuadrática. Así, el valor promedio de la densidad del campo en los tubos 2 a 7 es prácticamente igual al central, mientras que para el tubo 1 este se encontrará para un valor de x entorno $\frac{1}{4}$ de su anchura. No obstante, tomando y como parámetro la variación de la densidad del campo en el tubo 1 es baja y el error que se comete al aproximar su valor medio en el tubo por el del punto central es despreciable.

Con el fin de valorar la desviación entre los resultados aplicando las indicaciones seguidas en esta tesis y los obtenidos mediante el FEM, se ha introducido de forma semejante a $\beta_{PE_EH_i}$ un nuevo factor corrector $\beta_{PE_AVG_i}$ tal que:

$$B_{PE_FEM_AVG_i} = B_{PE_PRO_AVG_i} (1 + \beta_{PE_AVG_i}). \quad (4.83)$$

Como se deduce de los resultados mostrados en la tabla 4.7, así como de la representación gráfica de los factores de corrección en la figura 4.14, la estimación de la densidad del campo en el polo del estator mejora notablemente respecto a la obtenida mediante el FEM usando las correcciones propuestas en esta tesis, superando a los trabajos de [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001]. La mejora es especialmente significativa en los tubos 6 y 7.

Del valor de $\beta_{PE_AVG_i}$ en el tubo 6 se deduce que, a pesar de operar con motores muy distintos, en todos los casos el valor de $B_{PE_FEM_AVG}$ tiende a superar entre un 31,49% y un 52,31% al de $B_{PE_PRO_AVG}$. En consecuencia, cabría generalizar y aplicar en el cálculo final de la densidad del campo en ese tubo un factor corrector global en torno al -42%. Lo mismo sucede en el tubo 7, donde la reducción a aplicar se encuentra comprendida entre un 33,43% y un 41,34%. La generalización lleva a un factor corrector global en torno al -37%.

La anterior situación también se observa en el tubo 1. Sin embargo, la variación de $\beta_{PE_AVG_1}$ entre motores es mucho mayor. Lo cual resulta lógico, dado que los tubos 6 y 7 hacen referencia al flujo de dispersión, estando estos fundamentalmente afectados por la región del vacío en el estator. Siendo la relación entre la altura del polo del estator y el arco entre estos más cercana en los tres motores, que la existente entre la altura del polo del rotor y el arco entre estos, representativas del área de la región en el vacío del tubo 1. De cualquier modo, cabría una reducción del orden del 33% en motores de corte clásico y de al menos un 13% (21% en promedio) en caso de generalizar.

Por último, resulta significativo destacar como en los tres motores a una altura porcentualmente muy similar del polo de estator la densidad del campo tiende a ser uniforme. Esa altura se indica en la figura 4.14 numéricamente y gráficamente (línea roja de puntos). Concretamente en el SRM 24/18 coincide con el 62,75% de la altura central del polo, en el SRM 8/6 con el 61.66% y en

el SRM 6/4 con el 55,52%. No obstante, dadas las leves variaciones del campo en torno a ese valor de y , cabe generalizar y considerar un 60%.

Así, conocida la sección de los tubos a la altura del polo del estator donde la densidad del campo es más uniforme $S_{PE_UNI_i}$, únicamente habría que aplicar al algoritmo de cálculo al tubo 4 y aproximar por esta la densidad del campo en el resto de tubos. Con ello se reduce sustancialmente el tiempo de cómputo, incrementando solo en uno el número de variables. Puesto que para el cálculo del flujo se sustituye el valor de $\delta_{S_PE_i}$ asociado a la sección promedio de cada tubo en el polo del estator por el de $\delta_{S_PE_UNI_i}$ incluido en la tabla 4.7 asociado a $S_{PE_UNI_i}$. Siendo formalmente necesario el conocimiento de $\delta_{S_PE_i}$ en el tubo 4.

Recuérdese que para determinar el valor de la reluctancia en la región del polo del estator de cualquiera de los 7 tubos es necesario conocer el valor medio de la intensidad del campo en esa región (o en su defecto la permeabilidad) y por ende el de su sección para poder obtener el de la densidad del campo. Si bien, dada la baja diferencia entre $\delta_{S_PE_UNI_i}$ y $\delta_{S_PE_i}$ en el tubo 4 y el alto valor de la reluctancia en la región del vacío, puede evitarse el conocimiento de $\delta_{S_PE_4}$ y operar únicamente con $\delta_{S_PE_UNI_4}$, resultando en ese caso despreciable la variación del valor calculado de $B_{PE_PRO_AVG}$. Concretamente el -0,04% para el SRM 14/18 y el SRM 8/6 y el 0,02% para el SRM 6/4.

En la tabla 4.7 notado como “FEM” y “Prop_Uni”, respectivamente, se incluye el resultado del cálculo de la densidad del campo en el polo del estator evaluado: i) tal como se acaba de proponer mediante el FEM $B_{PE_FEM_UNI_i}$ ii) en el tubo 4 a través el algoritmo de cálculo según las indicaciones propuestas en esta tesis $B_{PE_PRO_UNI_4}$.

Con el fin de comprobar la validez de la propuesta, se define el factor corrector $\beta_{PE_UNI_i}$, tal que:

$$B_{PE_FEM_UNI_i} = B_{PE_PRO_UNI_i} \left(1 + \beta_{PE_UNI_i} \right). \quad (4.84)$$

El valor de $\beta_{PE_UNI_i}$ se incluye junto con los otros dos factores de corrección numéricamente en la tabla 4.7 y gráficamente en la figura 4.14. Los resultados ponen de manifiesto la validez de la propuesta. Aún más, el factor de corrección que debe aplicarse a la densidad del campo obtenida de esta forma para igualar a la determinada con el FEM, resulta en casi todos los casos inferior al procedente de evaluar el flujo en cada uno de los 7 tubos mediante el algoritmo como el producto de los valores medios de la sección y la densidad del campo.

Asimismo, si se analiza el valor de $\beta_{PE_UNI_i}$, su variación en un motor con corte clásico no es significativa, siendo esta siempre positiva. Así en el SRM 24/18 la corrección estaría entorno a un 21,9% en el SRM 8/6 a un 16,6 % y

en el SRM 6/4 a un 10,6 %. Si bien, dada la irregularidad del SRM 6/4 esa corrección causaría un aumento del error en el tubo 1 por encima de la media. En cualquier caso, en motores de corte clásico el factor corrector a aplicar se encuentra en torno al 19% y de forma global en al menos el 11% y en promedio entorno a un 17%.

4.3.9. Determinación del flujo concatenado total considerando el efecto del material

Conocido el valor de la sección y de la densidad del campo en cada uno de los 7 tubos en la región del polo del estator, es posible calcular el flujo en cada tubo y por ende el flujo concatenado total en la posición de desalineamiento λ_T . Esto es:

$$\lambda_T(i_F) = N_{EP} N_{PEF} \left[\phi(i_F) + 2 \left(\sum_{i=2}^5 \phi_i(i_F) + \zeta_{D_6} \phi_6(i_F) + \zeta_{D_7} \phi_7(i_F) \right) \right]. \quad (4.85)$$

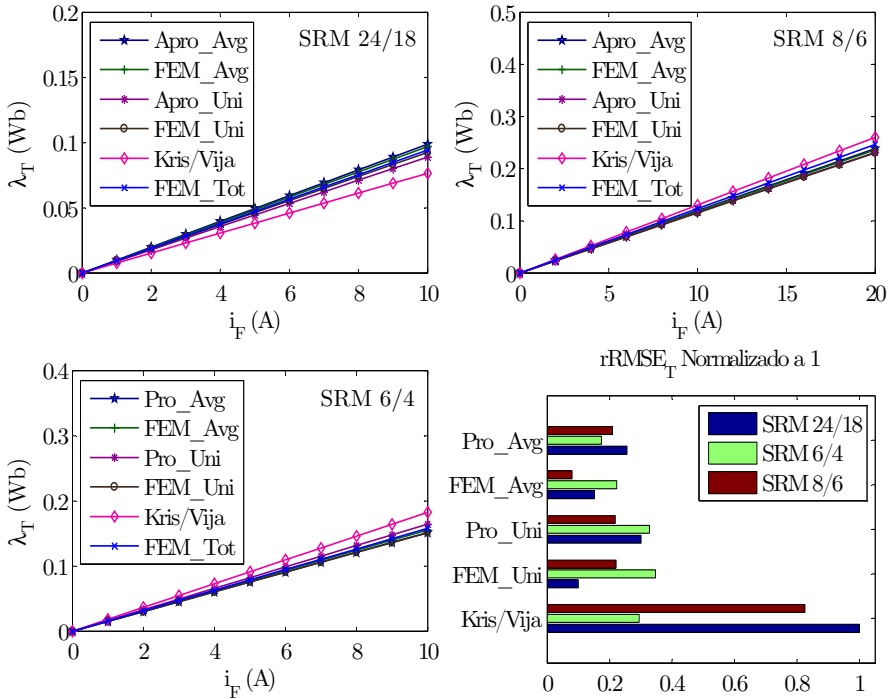
Donde dependiendo del procedimiento de cálculo utilizado el valor del flujo en cada tubo se calcula como sigue:

$$\begin{aligned} \text{Kris/Vija: } \phi(i_F) &= B_{PE_EH_KV_i}(i_F) S_{PE_EH_i} \rightarrow \lambda_{T_EH_KV}(i_F) \rightarrow L_{T_EH_KV}; \\ \text{Pro_Avg: } \phi(i_F) &= B_{PE_PRO_AVG_i}(i_F) S_{PE_i} \rightarrow \lambda_{T_PRO_AVG}(i_F) \rightarrow L_{T_PRO_AVG}; \\ \text{FEM_Avg: } \phi(i_F) &= B_{PE_FEM_AVG_i}(i_F) S_{PE_i} \rightarrow \lambda_{T_FEM_AVG}(i_F) \rightarrow L_{T_FEM_AVG}; \\ \text{Pro_Uni: } \phi(i_F) &= B_{PE_PRO_UNI_i}(i_F) S_{PE_UNI_i} \rightarrow \lambda_{T_PRO_UNI}(i_F) \rightarrow L_{T_PRO_UNI}; \\ \text{FEM_Uni: } \phi(i_F) &= B_{PE_FEM_UNI_i}(i_F) S_{PE_UNI_i} \rightarrow \lambda_{T_FEM_UNI}(i_F) \rightarrow L_{T_FEM_UNI}. \end{aligned} \quad (4.86)$$

El cálculo del flujo concatenado a partir del valor de la densidad del campo $B_{PE_EH_FEM_i}$ no se ha considerado puesto que, tal como se justificó en el apartado anterior, carece de sentido.

Las características flujo concatenado *vs.* corriente de fase obtenidas al aplicar los cinco procedimientos de cálculo sobre los tres motores bajo estudio se muestran en la figura 4.15. En el procedimiento de cálculo propuesto basado en secciones y longitudes promedio (Pro_Avg) la densidad del campo en el polo del estator obtenida en los tubos 6 y 7 se ha corregido aplicando el valor medio para los tres motores del factor corrector $\beta_{PE_AVG_i}$ e igual, respectivamente, a -0.42 y -0.37 y en el tubo 1 el mínimo del -0,13. El valor del factor corrector $\beta_{PE_UNI_i}$ utilizado en el caso del procedimiento de cálculo basado en la uniformidad de la densidad del campo en polo del estator (Pro_Uni) ha sido el indicado como promedio e igual a 0,17 en todos los tubos y motores.

Figura 4.15. Característica flujo concatenado total *vs* corriente de fase en la posición de desalineamiento obtenida mediante las diferentes propuestas de cálculo basadas en el FTM y el FEM. Error rRMSE respecto al FEM normalizado a la unidad.



Conocido el valor de $\lambda_T(i_F)$ el cálculo de la inductancia total al origen resulta directo, es decir $L_T(i_F) = \lambda_T(i_F) / i_F$. Su valor para cada motor y procedimiento de cálculo se muestra en la tabla 4.8.

Con el fin de facilitar el análisis de la bondad del ajuste del propio FTM, en la figura 4.15 también se incluye el resultado del cálculo del flujo concatenado tal como se suele hacer en los programas de simulación. Es decir, como $\frac{1}{2}$ del cociente entre la suma de la coenergía y la energía en el campo (evaluadas considerando el volumen total) y la corriente de fase. El resultado, indicado como FEM_Tot, se ha tomado como patrón objetivo para el cálculo en los cinco procedimientos del rRMSE representado como rRMSE_T en la tabla 4.8 y en la figura 4.15 normalizado a la unidad, lo cual, permite comparar de forma sencilla la bondad del ajuste de sendos procedimientos.

Del análisis de la figura 4.15 y la tabla 4.8 se deduce:

- i) Una manifiesta relación lineal entre el flujo concatenado y la corriente de fase en la posición de alineamiento, a pesar de considerar el material.

Tabla 4.8. Fila 1 (para cada motor), valores en mH de la inductancia total L_T en la posición de desalineamiento de cada uno de los tres motores a estudio calculados considerando el material en los siguientes dos casos: i) aplicando el FTM y los valores de la densidad del campo de los tubos en la región del polo del estator con: a) los procedimientos propuestos en esta tesis y el FEM, b) el procedimiento propuesto en [Krishnan, 2001] o [Vijayraghavan, 2001]; ii) mediante la determinación de la energía y la coenergía en el todo el volumen. Fila 2, rRMSE_P: en columna 1 error relativo (%) ente $L_{T_PRO_AVG}$ y $L_{T_FEM_AVG}$, con $L_{T_FEM_AVG}$ como objetivo; en columna 4 error relativo (%) ente $L_{T_PRO_UNI}$ y $L_{T_FEM_UNI}$, con $L_{T_FEM_UNI}$ como objetivo. Fila 3, rRMSE_T: en columnas 1 a 5 error relativo (%) entre i) y ii) con ii) como objetivo.

SRM	Magnitud	Pro_Avg	FEM_Avg	Pro_Uni	FEM_Uni	Kris/Vija	FEM_Tot
	L_T (mH)	9,8836	9,6999	8,8956	9,2527	7,6511	9,4300
24/18(r)	rRMSE _P %	1,8938	-----	3,8594	-----	-----	-----
	rRMSE _T %	4,8102	2,8621	5,6669	1,8802	18,864	-----
	L_T (mH)	11,926	11,812	11,568	11,523	13,014	12,330
8/6	rRMSE _P %	0,9651	-----	0,3905	-----	-----	-----
	rRMSE _T %	3,2806	4,1979	6,1783	6,5434	5,5458	-----
	L_T (mH)	15,158	15,544	16,430	15,122	18,237	15,780
6/4	rRMSE _P %	2,4993	-----	5,3925	-----	-----	-----
	rRMSE _T %	3,9404	1,4930	4,1204	4,1686	15,5703	-----

ii) Una clara mejora de los resultados obtenidos al aplicar cualquiera de los dos procedimientos de cálculo propuestos en esta tesis frente a los indicados en [Krishnan, 2001] o [Vijayraghavan, 2001]. Siendo especialmente significativa en el SRM 24/18 y el SRM 6/4, motores para los cuales el rRMSE asociado al cálculo del flujo concatenado se reduce, respectivamente, y según el método entre un 13% y un 14 % y entre un 11% y un 12%. Encontrándose el mayor valor del rRMSE entorno al 6,2% para el SRM 8/6 si se trabaja con la sección y densidad del campo de los tubos en la región del polo del estator donde esta resulta más uniforme (Pro_Uni), y el menor al 3,2 %, para el SRM 8/6 en caso de operar con valores medios de la sección y de la densidad del campo de la región completa del polo del estator en cada tubo (Pro_Avg).

iii) Cierta generalidad de los procedimientos propuestos en esta tesis para el cálculo del flujo concatenado, puesto que a pesar de haber sido ensayados tres motores muy distintos, los valores obtenidos del rRMSE han resultado relativamente bajos.

iv) Un buen ajuste entre los resultados alcanzados al aplicar el FTM considerando la densidad del campo de los tubos en la región del polo del estator obtenida por el FEM ($L_{T_FEM_AVG}$ y $L_{T_FEM_UNI}$) y la calculada en su caso

Tabla 4.9. Inductancia (mH) de cada tubo obtenida en los tres motores bajo estudio siguiendo los procedimientos de cálculo descritos en esta tesis.

SRM	Procedimiento	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	L ₆	L ₇
24/18(r)	Pro_Avg	1,4858	1,4784	1,3513	2,1555	2,2781	1,0128	0,1217
	FEM_Av	1,1604	1,0667	1,3419	2,7539	2,0675	1,1962	0,1133
	Pro_Uni	1,0072	0,9627	1,2891	2,5210	1,9363	1,0703	0,1090
	FEM_Uni	1,0403	0,9948	1,3337	2,6182	2,0238	1,1267	0,1152
	Kris/Vija	0,4734	0,8518	0,4491	2,1511	1,9359	0,2662	1,5234
8/6	Pro_Avg	0,9367	2,1375	1,8543	2,5198	1,4095	2,2748	0,793
	FEM_Av	0,6806	1,6889	2,1464	2,9577	1,5511	1,8703	0,9175
	Pro_Uni	0,6009	1,7597	1,9904	2,9473	1,5215	1,7859	0,9626
	FEM_Uni	0,5859	1,7178	1,9533	2,925	1,5303	1,8167	0,9942
	Kris/Vija	0,8919	1,1511	0,5498	2,5807	5,4597	0,4948	1,8859
6/4	Pro_Avg	6,3969	2,1114	1,2861	1,6856	0,5957	2,5565	0,526
	FEM_Av	6,7009	1,917	1,5829	1,9456	0,3866	2,4555	0,5558
	Pro_Uni	7,5451	2,0329	1,5539	1,9725	0,3734	2,3337	0,6188
	FEM_Uni	6,6785	1,8731	1,452	1,8746	0,3589	2,2722	0,6129
	Kris/Vija	2,4353	1,3388	0,4115	2,0134	9,0807	0,5906	2,3667

mediante los procedimientos propuestos en esta tesis ($L_{T_PRO_AVG}$ y $L_{T_PRO_UNI}$). Así, tomando como funciones objetivo $L_{T_FEM_AVG}$ y $L_{T_FEM_UNI}$ el rRMSE asociado a $L_{T_PRO_AVG}$ y $L_{T_PRO_UNI}$ se encuentra, respectivamente, acotado en los intervalos [0,92%, 3,94%] y [0,4%, 5,4%].

v) Cierta diferencia, si bien no muy significativa, entre el flujo concatenado calculado por el FEM partiendo de la energía y la coenergía en el volumen total ($\lambda_{T_FEM_TOT}$) y el obtenido al aplicar el FTM considerando la densidad del campo de los tubos en la región del polo del estator obtenida por el FEM ($\lambda_{T_FEM_AVG}$ y $\lambda_{T_FEM_UNI}$).

Por último, en la tabla 4.9 se muestra la contribución de la inductancia de cada tubo, no siendo de forma general despreciable la debida a alguno de los siete tubos, a pesar de resultar claramente menos significativa la debida al tubo 7 en el SRM 24/18 y el SRM 6/4. En coherencia con los de la densidad del campo mostrados en la tabla 4.7, los resultados obtenidos en cada tubo aplicando los procedimientos de cálculo propuestos no difieren significativamente de los determinados mediante el FEM. De igual modo, los valores de la inductancia en los tubos 6 y 7 calculados según el procedimiento de [Krishnan, 2001] o de [Vijayraghavan, 2001] resultan ciertamente anormales en los tres motores. Lo cual, salvo estudio de los mismos, pasa desapercibido en el

resultado de la inductancia total mostrada en la tabla 4.8, dado que el error debido a cada tubo tiende a compensarse globalmente, al igual que por ejemplo sucede con el elevado valor de la inductancia del tubo 5 en el SRM 8/6.

4.4. Estudio del cálculo del flujo concatenado obviando el material

En la posición de desalineamiento, salvo en zonas muy concretas como por ejemplo los vértices de los polos del estator de la fase activa, la densidad del campo no alcanza valores propios de saturación. Ejemplo de ello son los valores mostrados en la tabla 4.7, que no solo corroboran lo anterior en la región del polo del estator, sino también en el resto de regiones al no sufrir los tubos ninguna drástica reducción de su sección. En esas condiciones, dado el elevado valor de la permeabilidad relativa, podría llegar a desprejiciarse la contribución del material y calcular el flujo concatenado considerando únicamente la debida a la región del vacío.

Así, este apartado se dedica al estudio de los diferentes procedimientos y metodologías de cálculo propuestos en la literatura para el cálculo del flujo concatenado en la posición de alineamiento obviando la contribución del material. El análisis de la diferencia entre los resultados obtenidos en este apartado y el anterior permitirá valorar el grado de validez de la aproximación y de cada uno de los procedimientos de cálculo propuestos.

Al igual que en [Krishnan, 2001] o en [Vijayraghavan, 2001], pero unas décadas antes, en [Corda, 1979] se propone emplear el FTM y determinar la inductancia al origen considerando seis tubos en lugar de siete (cuatro para el flujo principal y dos para el flujo de dispersión). Lo significativo de este trabajo frente a los anteriores, además de obviar la contribución del material, es el procedimiento de cálculo, mediante integración de la permeancia en las trayectorias que no alcanzan el rotor en la región del vacío (en su caso la 1 y la 2). Dicho procedimiento ha sido empleado en esta tesis para la determinación del flujo de dispersión en la posición de alineamiento. Así, la permeancia total en la posición de desalineamiento, P_T , se calcula como el producto de un factor f_C (encargado de corregir el efecto del flujo marginal en la cabeza de las bobinas) y la suma de la permeancia asociada a las trayectorias que no alcanzan el rotor, la cual se ha agrupado en una sola (P_1) y la del resto de las que si lo hacen (P_3, P_4, P_5 y P_6).

El flujo total concatenado obtenido a través de este procedimiento de cálculo λ_{T_COR} , se corresponde con el producto de la inductancia resultante L_{T_COR} por la corriente de fase, tal que:

$$\lambda_{T_COR} = L_{T_COR} i_F = 2N_{PEF} f_C \mu_0 N_{EF}^2 \sum_j P_j \quad (j = 1, 3, 4, 5, 6), \quad (4.87)$$

donde f_C es igual a:

$$f_C = 2 \frac{l_F}{l_{PCH}} - 1 = \frac{l_{PCH} + 2n(1 - \sigma_C)}{l_{PCH}} - 1 \quad (4.88)$$

y el coeficiente de Carter σ_C aproximable en este caso por:

$$\sigma_C = \frac{2}{\pi} \left\{ \arctan \left(\frac{2n}{g_F} \right) - \frac{g_F}{4n} \ln \left[1 + \left(\frac{2n}{g_F} \right)^2 \right] \right\}. \quad (4.89)$$

Nótese que el incremento de la inductancia debido al efecto del flujo marginal en la cabeza de las bobinas se traduce en un incremento de la longitud efectiva del paquete de chapas l_F a través de la ratio l_F/l_{PCH} , incrementándose con ello la sección efectiva del entrehierro, al igual que en el cálculo del flujo marginal en la posición de alineamiento. No obstante, dado que como patrón de referencia se ha utilizado el resultado obtenido de aplicar el FEM en 2D, el cual no incorpora este efecto, inicialmente se considerará f_C igual a la unidad.

Respecto al cálculo de las permeancias, este se realiza como sigue:

$$P_1 = \frac{\gamma M^4}{4W^2(2V + U)^2}; \quad (4.90)$$

$$P_3 = \frac{2}{\pi} \left[\ln \frac{N}{H} + \frac{2(N - H)Y}{WV} - \frac{N^2 - H^2}{4(WV)^2} (\pi WV - 2Y^2) - \frac{(N^3 - H^3)Y\pi}{6(WV)^2} + \frac{(N^4 - H^4)\pi^2}{64(WV)^2} \right]; \quad (4.91)$$

$$P_4 = \frac{2}{\phi - \beta_R} \ln \frac{2 \tan(\phi - \beta_R) + \pi - (\phi - \beta_R)}{2 \tan(\phi - \beta_R) + \pi - 2(\phi - \beta_R)}; \quad (4.92)$$

$$P_5 = \frac{2}{\pi - (\phi - \beta_R)} \ln \frac{2G_I}{H[\pi - (\phi - \beta_R)]}; \quad (4.93)$$

$$P_6 = \frac{P + H}{G_I} - \frac{2}{\pi - (\phi - \beta_R)}, \quad (4.94)$$

una vez conocidos los siguientes parámetros geométricos:

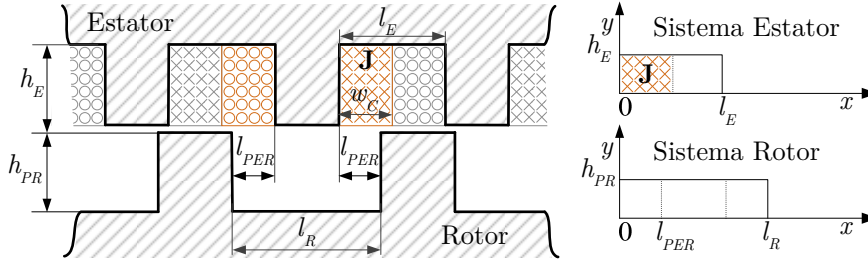
$$\begin{aligned}
\phi &= \frac{2\pi}{N_{PR}}; \quad \delta = \frac{2\pi}{N_{PE}}; \quad \gamma = \frac{\pi}{2} - \frac{\delta}{2}; \quad G = \frac{l_{EH}}{2r_{EE}}; \quad D = \frac{r_{ER}}{r_{EE}}; \\
V &= \frac{h_C}{2r_{EE}} = \left(\frac{1}{2} - \frac{\omega_{NE}}{2r_{EE}} - \frac{\frac{D}{2} + G}{\cos \frac{\delta}{2}} \right) \frac{1}{\cos \frac{\delta}{2}}; \quad Q = \frac{q}{2r_{EE}} = \frac{V}{2}; \\
W &= \frac{\omega_C}{2r_{EE}} = \left(\frac{D}{2} + G \right) \tan \frac{\delta}{2} - P; \quad U = \frac{u}{2r_{EE}} = \frac{W}{\tan \gamma}; \\
M &= \frac{m}{2r_{EE}} = U + Q; \quad P = \frac{p}{2r_{EE}} = \frac{\omega_{PE}}{2} \frac{1}{2r_{EE}} = \left(\frac{D}{2} + G \right) \operatorname{sen} \frac{\beta_E}{2}; \\
H &= \frac{h}{2r_{EE}} = \frac{D}{2} \sin \frac{\phi - \beta_R}{2} - P; \quad Y = \frac{y}{2r_{EE}} = \frac{D}{2} + G - \frac{D}{2} \cos \frac{\phi - \beta_R}{2}; \\
N &= \frac{n}{2r_{EE}} = Y + Q; \quad G_I = \frac{g_I}{2r_{EE}} = \frac{r_{IE} - (r_{IR} + \omega_{VR})}{2r_{EE}},
\end{aligned} \tag{4.95}$$

cuyo significado es fácilmente deducible con ayuda de la figura 3.1, la figura 3.16 y la figura 4.1. Es decir, p es un medio de la anchura del polo del estator, w_C y h_C son la anchura y la altura que el área de cobre ocuparía en el caso de máximo aprovechamiento del hueco entre polos del estator, y es la distancia vertical entre la arista más cercana de un polo del rotor y el eje de un polo del estator, h es la distancia horizontal entre las aristas más próximas de un polo del rotor y otro del estator, u la distancia vertical entre el bloque del cobre y la intersección del polo del estator con el yugo del estator y g_I es la distancia vertical en el entrehierro entre la base del polo del estator y el yugo del rotor.

El resultado de evaluar el procedimiento de cálculo anterior y los que se describen a continuación ([Radun, 1999], [Shang-Hsun, 2009], [Weller, 1991] y [Tolikas, 1995]) se muestran a la vez en la tabla 4.11 al final de este apartado.

Siguiendo un procedimiento de cálculo distinto, en [Radun, 1999] se opta de nuevo por simplificar el problema asumiendo que la permeabilidad del material es infinita y resolverlo algebraicamente. A saber, conocida la relación entre el potencial magnético vector \mathbf{A} y la densidad de corriente \mathbf{J} , $\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J}$ (con μ constante), y puesto que en un análisis en 2D solo se considera la circulación de la corriente en el eje z , siendo consecuentemente nulas las componentes x e y del vector potencial magnético, la determinación del campo magnético en el entrehierro se reduce a resolver la ecuación de Poisson, tal que $\nabla^2 A_z = -\mu_0 J_z$. Además, si como propone el autor, los huecos del rotor y del estator en el entrehierro se aproximan por rectángulos (figura 4.16) el problema se simplifica aún más. Así, el flujo concatenado total λ_{T_RAD} en la posición de desalineamiento se obtiene como suma de la contribución del flujo concatenado

Figura 4.16. Representación de las dimensiones del SRM y los sistemas de referencia considerados en los huecos del estator y del rotor según la aproximación geométrica propuesta en [Radun, 1999].



calculado en la región del entrehierro que forma el hueco rectangular del estator, λ_{E_RAD} , y del flujo concatenado calculado en la región del entrehierro que forma el hueco rectangular del rotor, λ_{R_RAD} .

En el hueco del entrehierro correspondiente al rotor la densidad de corriente J_z es nula, por tanto, la ecuación de Poisson se transforma en la ecuación de Laplace ($\nabla^2 A_z=0$), cuya solución algebraica para una forma rectangular es una función armónica conocida:

$$A_{ZR} = \sum_{n=1}^{\infty} A r_n \cosh\left(\frac{\pi n y}{l_R}\right) \cos\left(\frac{\pi n x}{l_R}\right), \quad (4.96)$$

donde únicamente es necesario determinar el coeficiente que fija la amplitud de sus armónicos.

Establecidas las aproximaciones anteriores (forma rectangular y permeabilidad infinita en el material magnético) y asumiendo que el campo en la frontera entre el rotor y el estator donde no existe material es constante en la dirección x , aplicar las condiciones de frontera de Dirichlet o esenciales y de Newman o naturales permite conocer \mathbf{H} en los límites de la región rectangular. Por otro lado, dado que $\mathbf{B}=\nabla\times\mathbf{A}$, y $\mathbf{B}=\mu_0\mathbf{H}$ en el vacío, resulta directa la determinación del coeficiente que fija la amplitud de los armónicos y, por ende, de sendas expresiones de la intensidad y de la densidad del campo. Además, únicamente la componente y de la densidad del campo participa en la determinación del flujo concatenado, posibilitando la determinación directa de λ_{R_RAD} sin más que integrar B_y a lo largo de la superficie del hueco del rotor. Así, la contribución del rotor considerando únicamente el bobinado de un polo es:

$$\lambda_{R_RAD} = 4\mu_0 N_{EP}^2 l_{PCH} l_R \sum_{n \text{ impar}} \frac{\text{sen}\left(\frac{\pi n l_{PER}}{l_R}\right) + \text{sen}\left(\frac{\pi n (l_R - l_{PER})}{l_R}\right)}{l_{PER} (\pi n)^2 \tanh\left(\frac{\pi n h_{PR}}{l_R}\right)} i_F, \quad (4.97)$$

siendo la longitud de la base del hueco del rotor l_R igual a

$$l_R = \frac{r_{ER} + r_{IR} + \omega_{YR}}{2} \frac{2\pi}{N_{PR}} - r_{ER} \beta_R \quad (4.98)$$

y l_{RP} la distancia en la dirección x entre las dos aristas más cercanas de un polo del rotor y otro del estator:

$$l_{PER} = \frac{l_R - \beta_{PE} r_{IE}}{2}. \quad (4.99)$$

Al existir una región ocupada por la bobina donde la densidad de corriente es no nula, el cálculo de A_z en el hueco rectangular entre polos del estator resulta más complejo. El problema se aborda como suma de la contribución de una solución de tipo particular o no homogénea capaz de satisfacer la ecuación de Poisson en la región donde la densidad de corriente J_z es no nula, más de otra homogénea que hace lo propio con la ecuación de Laplace donde sí lo es. Así, considerando un devanado rectangular de anchura l_C (eje x con origen en la arista derecha del polo del estator) y altura h_E (igual a la del polo del estator más la del entrehierro) y asumiendo una distribución uniforme de la densidad de corriente hasta $x=l_C$ (donde esta se anula) y por tanto independiente de y , es posible expresar $J_z(x)$ como una serie de Fourier (donde se conoce el valor de todos su coeficientes). Por otro lado, definidas las condiciones de contorno que han de satisfacer ambas soluciones para \mathbf{H} , es posible obtener la contribución que cada una de las dos soluciones aportan al cálculo del potencial magnético vector A_z , y en consecuencia de las componentes x e y de \mathbf{B} . Conocido el valor de la densidad de campo magnético, el flujo concatenado λ_{E_RAD} se calcula por integración sobre la superficie abarcada por el devanado del polo del estator, resultando:

$$\lambda_{E_RAD} = \frac{2N_{EP}^2 l_{PCH} i_F}{h_E l_C} \left\{ \frac{2}{3} c s y h_E^2 - c s x \frac{l_C}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a s h_n \right. \\ \left. \left[\cosh\left(\frac{\pi n h_E}{l_E}\right) - \frac{l_E^2}{(n\pi)^2 h_{PE} l_C} \sinh\left(\frac{\pi n h_E}{l_E}\right) \text{sen}\left(\frac{\pi n l_C}{l_E}\right) \right] \right. \\ \left. + \sum_{n=1}^{\infty} a s p_n \left[\cos\left(\frac{\pi n l_C}{l_E}\right) - \frac{l_E}{l_C \pi n} \text{sen}\left(\frac{\pi n l_C}{l_E}\right) \right] \right\}. \quad (4.100)$$

Donde la longitud del hueco entre polos del estator l_E , la altura considerada del hueco en el estator h_E , la longitud l_W (se asume que el devanado ocupa la máxima superficie posible) y los coeficientes csy , csx , ash_n y asp_n se calculan como sigue:

$$l_E = \frac{r_{IE} + r_{EE} - w_{YE}}{2} \frac{2\pi}{N_{PE}} - \beta_s r_{IE}; \quad (4.101)$$

$$l_C = \frac{l_E}{2}; \quad (4.102)$$

$$h_E = h_{PE} + l_{EH}; \quad (4.103)$$

$$csy = -\frac{\mu_0 l_C}{2l_E}; \quad (4.104)$$

$$csx = -\mu_0 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\text{sen}\left(\frac{\pi n l_C}{l_E}\right)}{\pi n} \right)^2 l_E; \quad (4.105)$$

$$ash_n = -\frac{2\mu_0 l_C h_{PE} l_E \text{sen}\left(\frac{\pi n l_{PER}}{l_E}\right)}{(\pi n)^2 l_{PER} \sinh\left(\frac{\pi n h_{PE}}{l_E}\right)}; \quad (4.106)$$

$$asp_n = \frac{\mu_0 l_E^2}{2(\pi n)^3} \text{sen}\left(\frac{\pi n l_C}{l_E}\right), \quad (4.107)$$

siendo el flujo total concatenado en la posición de alineamiento, λ_T , igual a:

$$\lambda_{T_RAD} = \frac{N_{BS}}{N_{BP}} (\lambda_{E_RAD} + \lambda_{R_RAD}) \quad (4.108)$$

y N_{BS} y N_{BP} , respectivamente, el número de bobinas en serie y en paralelo por fase, siendo habitualmente N_{BS} igual al número de polos del estator por fase si la disposición es en serie.

Como referencia, tras ensayar las expresiones anteriores sobre el SRM 24/18, la variación de λ_{R_RAD} alcanzados 21 términos resulto ser cuasi nula, sin embargo, en la determinación de λ_{E_RAD} se necesitaron hasta 160 términos en el primer sumatorio y 990 para el cálculo del segundo y del coeficiente csx .

Por último, se ha considerado tremendamente significativo reseñar que analizados los tres motores bajo estudio según las expresiones propuestas en

[Radun, 1999], la contribución del hueco del estator calculada resulta despreciable frente a la del rotor (en el rango entre $8 \cdot 10^6$ y $3 \cdot 10^5$ veces más baja), lo cual difiere extraordinariamente del resultado obtenido al analizar la misma estructura rectangular por el FEM, donde la contribución de la región en el vacío del estator resulta próxima a la del rotor.

Dos décadas más tarde, en [Shang-Hsun, 2009] el problema se aborda en términos de permeancia aplicando en el hueco del rotor la misma metodología de cálculo que en [Radun, 1999]. Así, una vez transformada la expresión original, la contribución del rotor al cálculo del flujo concatenado se ha de obtener como se indicó en (4.97). En cuanto a la determinación de la contribución del hueco estator, esta se afronta siguiendo un procedimiento similar al expuesto en esta tesis para el cálculo del flujo marginal en la posición de alineamiento. Como resultado, la permeancia en el hueco del estator es:

$$P_{E_SHA} = \frac{4\mu_0 l_{PCH}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi l_{PER}}{2l_{EH}} \right). \quad (4.109)$$

Conocido el valor de la permeancia del entrehierro y considerando infinita la del material, el flujo concatenado total en desalineamiento resulta:

$$\lambda_{T_SHA} = \frac{N_{BS}}{N_{BP}} (\lambda_{E_SHA} + \lambda_{R_RAD}) = \frac{N_{BS}}{N_{BP}} (N_{EP}^2 P_{E_SHA} i_F + \lambda_{R_RAD}). \quad (4.110)$$

Donde de nuevo, la contribución del estator es despreciable frente a la del rotor para los tres motores bajo estudio (entre $1 \cdot 10^6$ y $5 \cdot 10^6$ más baja).

En [Weller, 1991] se indica una expresión para el cálculo de la inductancia en la posición de alineamiento tomando como ejemplo un SRM 6/4. El procedimiento seguido para su determinación según citan sus autores es empírico en base a simulaciones mediante el FEM.

Partiendo de dicha expresión, el flujo concatenado total en la posición de desalineamiento, λ_{T_WELL} , se calcula como sigue:

$$\lambda_{T_WELL} = 8\mu_0 N_{EP}^2 l_{PCH} (1 + f_{CW}) i_F, \quad (4.111)$$

siendo f_{CW} un factor dependiente de la ratio entre el radio exterior del rotor y la longitud del entrehierro y un coeficiente de ajuste c_W :

$$f_{CW} = c_W \frac{r_{ER}}{l_{PCH}}. \quad (4.112)$$

Si se comparan (4.109) más (4.110) y (4.111) más (4.112), se deduce que se ha tratado de ajustar la relación lineal entre el flujo concatenado y la corriente de fase en la posición de desalineamiento, mediante un factor dependiente de ciertas relaciones geométricas, obviando la permeabilidad del material. Por otro lado, en un motor tipo 6/4 como el que se muestra en el estudio, u otro

tipo 8/6, donde el número de polos del estator por fase, N_{PEF} , es 2, el factor multiplicador 8 podría expresarse como $4N_{PEF}$. Así, la ecuación (4.111) quedaría reformulada para motores con cualquier número de polos por fase como sigue:

$$\lambda_{T_WELL_P} = N_{PEF} 4\mu_0 N_{EP}^2 l_{PCH} \left(1 + c_W \frac{r_{ER}}{l_{PCH}} \right) i_F. \quad (4.113).$$

Los autores establecen c_W igual a $\frac{1}{2}$ para motores con potencia inferior a 1 kW y arcos polares alrededor de 30° - 35° . No obstante, después de ensayar el SRM 6/4, el cual cumple con los 2 polos por fase ($4N_{PEF}=8$), unos arcos polares de 30° y 32° y unas relaciones geométricas dentro de los rangos considerados por dichos autores como razonables ($r_{ER}/l_{PCH} \in (0,3-1,5)$, $r_{ER}/r_{EB} \in (0,44-0,56)$; $l_{EH}/r_{ER} \in (0,01-0,02)$), el valor de c_W obtenido para un correcto ajuste entre el resultado procedente de la simulación FEM y la expresión (4.111) resulta ser igual a 0,1041. Un valor muy similar (0,1051) tendente a generalizar el resultado se obtuvo para el SRM 8/6 motor que también tiene 2 polos por fase y unas relaciones geométricas dentro de los rangos citados.

Sin embargo, para el SRM 24/18 utilizando (4.111), lo cual supone mantener el multiplicador 8, el coeficiente de ajuste c_W resulta ser igual a 0,2083 (en torno al doble que en los otros dos motores). Mientras que empleando (4.113) el resultado es de 0,0088, muy inferior, pero mucho más coherente. Téngase en cuenta que en los motores 6/4 y 8/6 la ratio entre el radio exterior del rotor r_{ER} y la longitud del paquete de chapas l_{PCH} es 0,5 y 0,3, respectivamente, aun cuando para el SRM 24/18 resulta igual a 11, quedando completamente fuera del rango habitual especificado por los autores. Así, para motores muy planos ($r_{ER}/l_{PCH} > 0,9$) y poco comunes como el SRM 24/18, bien podría calcularse f_{CW} como el producto del valor central del intervalo propuesto por los autores para la relación r_{ER}/l_{PCH} (0,9) por el valor promedio del valor de c_W obtenido para el SRM 6/4 y el SRM 8/6 (0,1046), lo cual evaluado para el caso concreto del SRM 24/18 conduce a un valor de c_W igual 0,0086, siendo este muy semejante al obtenido para un correcto ajuste.

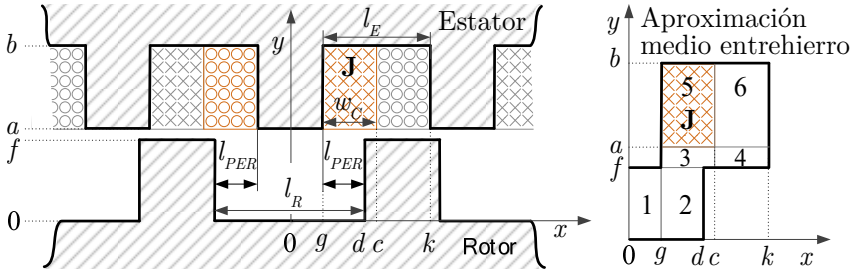
Volviendo a [Radun, 1999] o [Shang-Hsun, 2009], es cierto que asumir una permeabilidad del material infinita y un entrehierro con geometría rectangular simplifica considerablemente el análisis, posibilitando una resolución integral del problema que conduce a una expresión analítica. Pero indudablemente la solución es una mera aproximación al serlo las asunciones impuestas. Así, en sistemas con geometría compleja, como es el caso del SRM, la manera de obviar esas aproximaciones implica el uso de una formulación diferencial, para cuya resolución se recurre a métodos de cálculo numérico, entre los cuales el FEM

es el más empleado. En un análisis en 2D por el FEM el problema se descompone en un gran número de elementos, habitualmente con forma triangular, y la distribución del campo se aproxima en cada elemento por una función polinómica. El objetivo es determinar el valor del potencial magnético vector en los vértices o nodos de cada uno de los elementos triangulares y, después, en su interior, por interpolación en cualquier punto. El principal inconveniente de este método es su gran carga computacional, puesto que la resolución de las ecuaciones que definen el potencial magnético vector en cada uno de los nodos ha de realizarse simultáneamente. Esto es, el problema ha de afrontarse en su conjunto tratando todos los elementos a la vez. Obviamente, cuanto mayor sea el número de elementos la solución será más exacta, pero también lo será el sistema de ecuaciones y su tiempo de cómputo.

Caso de considerar únicamente la región del entrehierro (permeabilidad del material infinita), lo cual nos conduce de nuevo a una pérdida de precisión, un método numérico alternativo al FEM utilizado en la literatura para el cálculo de la inductancia mínima con unos tiempos muy inferiores, es el *dual energy method* o DEM. Este método que se articula haciendo uso de principios variacionales basados en la dualidad entre potencial y flujo se ha aplicado al SRM siguiendo dos formulaciones: una geométrica [Miller, 1990] y otra algebraica [Tolikas, 1995].

La formulación geométrica, más conocida como *tubes and slices* (tubos o rebanadas) o por su acrónimo TAS [Hammond, 1988], es la utilizada en el programa de simulación de motores de reluctancia conmutada PC-SRD. Para ello el entrehierro se divide en cuadriláteros (elementos) formados por la intersección de rebanadas equipotenciales y tubos de flujo. De este modo, la permeancia en el entrehierro se obtiene promediando el valor de la permeancia determinada mediante la descomposición del entrehierro en rebanadas (asociada a un límite energético superior) y su correspondiente en tubos (asociada a un límite energético inferior). Dado que el cálculo de la permeancia de cada uno de los *tubos* y cada una de las *rebanadas* se realiza de manera independiente, su coste computacional es mucho más bajo que con el FEM. Por otro lado, operar con valores promedio mejora el error inherente a una reducción del número de elementos, impuesta con el fin de minimizar el coste computacional. Por desgracia, este tipo de formulación no arroja una solución directa de carácter analítico, siendo este el motivo por el que se ha obviado su comparación con el resto de procedimientos estudiados en esta tesis. No obstante, se ha explorado la posibilidad del uso del software TAS incluido en un disquete en [Hammond, 1994]. El programa funciona sobre MS-DOS, lo cual no representa un gran inconveniente, sin embargo, el cálculo de la inductancia está

Figura 4.17. Aproximación geométrica del entrehierro utilizada para el cálculo mediante el ADEM de la inductancia en la posición de desalineamiento.



limitado a una región donde la densidad de corriente o bien es nula (resolución de Laplace) o bien no lo es (resolución de Poisson), impidiendo su combinación, tal como se muestra en el lado derecho de la figura 4.17 y, por tanto, el cálculo directo de la inductancia en el entrehierro del SRM.

La formulación algebraica del método (ADEM) facilita la determinación de la energía en el entrehierro y, a partir de esta, de la inductancia. Para ello es necesario definir dos funcionales de energía W_I y W_S con geometría cóncava y convexa respectivamente, cuyos valores extremos se corresponden a su vez con dos valores límite de energía: uno inferior e igual al valor máximo del funcional cóncavo inferior W_I , el otro superior e igual al mínimo del funcional convexo superior W_S . El valor promedio de ambos límites, W_{PRO} , es cercano al valor exacto de la energía que se pretende calcular.

Para poder comparar el resultado de aplicar el ADEM con el obtenido del procedimiento descrito en [Radun, 1999], de nuevo se considera una aproximación geométrica rectangular y se calcula la energía almacenada en una mitad de entrehierro (figura 4.17). Tal como se justifica en [Tolikas, 1999], esta aproximación genera un pequeño error fácilmente asumible frente a la necesaria reducción del coste computacional requerida en la fase inicial de diseño del motor. En cualquier caso, el procedimiento a seguir considerando la geometría exacta del entrehierro descrita en coordenadas polares se puede consultar en [Tolikas, 1995].

El cálculo del valor límite inferior se realiza teniendo en cuenta un único elemento que por simetría abarca la mitad del entrehierro y una distribución polinómica del potencial magnético vector expresada en coordenadas cartesianas, $\mathbf{A}_I = A_Z \mathbf{z} = (a_1 + a_2 x + a_3 y) \mathbf{z}$, cuyos coeficientes se deducen forzando el cumplimiento de la condición de Dirichlet para $x=0$ y la existencia de un máximo de W_I , tras una serie de operaciones resulta:

$$W_I = \int_V \mathbf{A}_L \cdot \mathbf{J} dV - \frac{1}{2} \int_V \mathbf{B}_L \cdot \mathbf{H}_L dV = \dots = \mu_0 J^2 C_I, \quad (4.114)$$

donde:

$$C_I = l_{PCH} \frac{(b-a)^2 (c^2 - g^2)}{8(b-f)(k-g) + d f}. \quad (4.115)$$

Y como se deduce de la figura 4.17:

$$\begin{aligned} f &= h_{PR}; \quad b = h_{PR} + l_{EH} + h_{PE}; \quad a = b - h_C; \\ d &= \frac{l_R}{2}; \quad g = \frac{\beta_{PE\gamma IE}}{2}; \quad k = l_E + g; \quad c = w_C + g, \end{aligned} \quad (4.116)$$

siendo h_C la altura del bloque de cobre y l_C su anchura, que en [Tolikas, 1995] se aproximan, respectivamente, por h_{PE} y $\frac{1}{2}$ de l_E .

En cuanto a la determinación del valor límite superior, este se aborda considerando una distribución polinómica de la intensidad magnética del campo $\mathbf{H}_S = (a_1 + a_2x + a_3y)\mathbf{x} + (a_4 + a_5x + a_6y)\mathbf{y}$, que ha de cumplir la condición de Newman en todas las fronteras donde existe material, la condición de Dirichlet en $x=0$ y la ley de Ampère en aquellas regiones del entrehierro donde la densidad de corriente no sea nula. Siendo necesario subdividir el entrehierro en al menos seis regiones (véase la figura 4.17) para poder determinar todos los coeficientes de la función polinómica. Así, después de unos tediosos cálculos, el valor mínimo de W_S resulta igual a:

$$W_S = \frac{1}{2} \int_V B_S \times H_S \, dV = \sum_{j=1}^6 \frac{\mu}{2} \int_V H_S^j \times H_S^j \, dV = \dots = \frac{\mu_0}{2} J^2 C_S, \quad (4.117)$$

siendo:

$$\begin{aligned} C_S &= l_{PCH} \frac{(c-g)^2 (b-a)}{3(a-f)(g-k)f(d-g)} \left[a^3 df + a^3 fk - 2a^3 fg - a^2 bfk \right. \\ &+ a^2 bfg + a^2 d^2 k - a^2 d^2 g - 3a^2 df^2 + a^2 dkg - a^2 dg^2 - a^2 f^2 k \\ &+ 4a^2 f^2 g - 2a^2 kg^2 + 2a^2 g^3 - ab^2 df + ab^2 fg - abd^2 k + abd^2 g \\ &+ 2abdf^2 - abdkg + abdg^2 + abf^2 k - 3abf^2 g + 2abkg^2 - 2abg^3 \\ &+ ad^3 f - 3ad^2 fk + 2adf^3 + adfkg + 2adfk c + adfg^2 - adfc^2 \\ &- 2af^3 g + 2afkg^2 - 2afkgc - 2afg^3 + afgc^2 + b^2 df^2 - b^2 f^2 g - bd^3 f \\ &+ 3bd^2 fk - 2bdf^3 - bdfk^2 - bdfkg - bdfg^2 + 2bf^3 g + bfk^2 g - 2bfkg^2 \\ &\left. + 2bfg^3 + df^2 k^2 - 2df^2 kc + df^2 c^2 - f^2 k^2 g + 2f^2 kgc - f^2 gc^2 \right]. \end{aligned} \quad (4.118)$$

De igual modo, la inductancia total en la posición de desalineamiento asociada al límite superior, L_{TS} , resulta igual al producto de N_{PEF} , por el doble de la inductancia de medio entrehierro, L_S :

Tabla 4.10. Dimensiones de los tres motores (en mm) y valor de las inductancias inferior y superior (en mH) calculado por el ADEM según se indica en [Tolikas, 1995].

SRM	a	b	c	d	f	g	k	h_C	w_C	L_{TI}	L_{TS}
24/18	25	50	14,5	13,3	19	7,5	31,2	25	7	0,59	16,20
8/6	28	53	12,9	11,3	19,8	7,9	44,4	25	5	0,45	30,63
6/4	11	31	17	12,3	7,7	8	36	20	9	1,55	34,47

$$L_{TS} = 2N_{PEF}L_S = 4N_{PEF} \frac{\mu_0 N_{EF}^2 C_S}{(l_C(b-a))^2}. \quad (4.119)$$

Conocidos los límites W_I y W_S , la energía almacenada en la mitad del entrehierro W_{PRO} se calcula como el promedio de ambos. El mismo procedimiento se aplica al cálculo de la inductancia en la posición de desalineamiento L_{T_ADEM} , siendo el flujo total concatenado en la posición de desalineamiento, λ_{T_ADEM} :

$$\lambda_{T_ADEM} = \frac{4N_{PEF}W_{PRO}}{i_F} = \frac{2N_{PEF}(W_I + W_S)}{i_F} = \quad (4.120)$$

$$L_{T_ADEM}i_F = \frac{2N_{PEF}\mu_0 N_{EF}^2 (C_I + C_S)}{(l_C(b-a))^2} i_F.$$

En la tabla 4.10 se muestran las dimensiones de los tres motores en estudio (véanse también las figuras 3.1 y 3.7) y el valor de la inductancia inferior L_{TI} y superior L_{TS} calculado mediante el ADEM. Se han considerado las dimensiones del cobre h_C y w_C supuestas reales y un valor máximo de corriente de fase 10 A en el caso del SRM 24/18 y del SRM 6/4 y de 20 A en el del SRM 8/6. Recuérdese que el valor de J se obtiene considerando el cociente entre la corriente total por polo ($N_{EP}i_F$) y el área de la sección de cobre ($h_C w_C$).

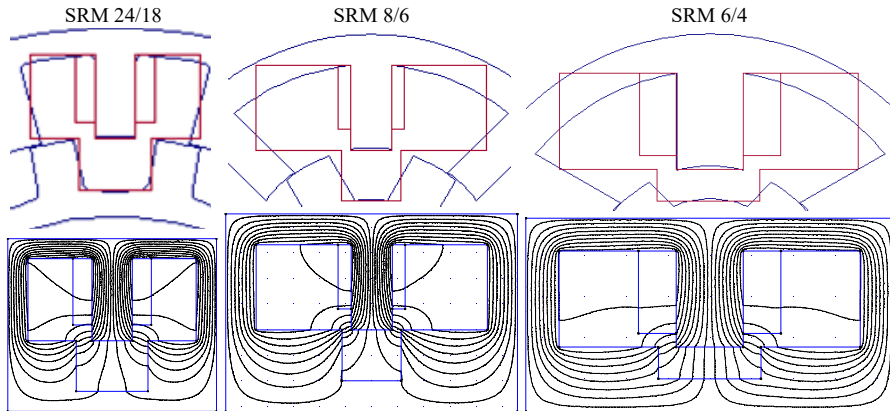
Es de destacar además que en el caso de aproximar h_C y l_C tal como se propone en [Tolikas, 1995] por h_{PE} y $\frac{1}{2}$ de l_E (ver figura 4.17), los resultados empeoran notablemente. Concretamente en torno a un 30% para el SRM 24/18, un 71% para el SRM 6/4 y un 62% para el SRM 8/6.

Por último, se plantea aplicar el FTM según el procedimiento de cálculo expuesto en el apartado anterior, pero obviando la contribución del material. En tal circunstancia el flujo concatenado total se calcula como sigue:

$$\lambda_{T_{PRO_MET}} = 2N_{PEF}N_S^2 i_F \mu_0 \left(1 + \beta_{PE_MET_i}\right) \left[\frac{S_{EH_1}}{2l_{EH_1}} + \sum_{i=2}^5 \frac{S_{EH_i}}{l_{EH_i}} + \sum_{i=6}^7 \zeta_{D_i}^2 \frac{S_{EH_i}}{l_{EH_i}} \right], \quad (4.121)$$

donde en caso de elegir el procedimiento de cálculo propuesto basado en longitudes y secciones promedio (Pro_Avg), el subíndice MET habría de

Figura 4.18. Superior: representación rectangular aproximada del entrehierro utilizado para el cálculo de L_{T_ADEM} y $L_{T_FEM_R}$ (color rojo) y geometría exacta empleada para la determinación de L_{T_FEM} (azul). Inferior: geometría simulada mediante el FEM para la determinación de $L_{T_FEM_R}$.



sustituirse por AVG, siendo el valor escogido de β_{PE_AVG} en los tubos 1, 6 y 7 el indicado en el apartado anterior (-0.13, -0.42 y -0.37, respectivamente) y cero para el resto. Mientras que si se opera en base al procedimiento de cálculo propuesto basado en la uniformidad de la densidad de campo del polo del estator (PRO_{UNI}), el subíndice MET se reemplazará por UNI. En este caso el valor de β_{PE_UNI} no puede ser el mismo que el promedio propuesto en el apartado anterior e igual 0.17. El motivo es sencillo, al no considerar el material la reducción de la reluctancia total hará que el flujo alcance valores más altos y, por ende, la inductancia. Si además β_{PE_UNI} se conserva positivo el error aumentará. Téngase en cuenta que β_{PE_UNI} se obtuvo a partir del cálculo de la densidad del campo para una altura concreta del polo del estator considerando únicamente el tubo 4. Como resultado de la experimentación, en motores de corte clásico como el SRM 24/18 y el SRM 8/6 una reducción en torno al 16% ofrece buenos resultados. Sin embargo, en el SRM 6/4 esta debe alcanzar un 25%. Así, en un intento de generalizar tomando como muestra los tres motores ensayados, el valor medio de β_{PE_UNI} resulta igual al -21%, siendo este el utilizado en los cálculos finales.

El resultado de determinar la inductancia total en la posición de desalineamiento mediante los procedimientos de cálculo estudiados en este apartado se muestra en la tabla 4.11. Los valores obtenidos siguiendo los procedimientos indicados en [Shang-Hsun, 2009] y en [Radun, 1999] han resultado ser iguales (únicamente cambia el cuarto decimal). Por ello se agrupan como “Rad/Sha”.

Tabla 4.11. Por motor y fila: 1) valores en mH de inductancia total L_T en la posición de alineamiento de cada uno de los tres motores bajo estudio mediante los siguientes procedimientos de cálculo: Cor) [Corda, 1979], Rad/Sha) [Radun, 1999] y [Shang-Hsun, 2009], Wel) [Weller, 1991], Wel_{MP}) [Weller, 1991] con las modificaciones propuestas en esta tesis, Tol) ADEM según [Tolikas, 1995] asumiendo la aproximación propuesta de las medidas del cobre, Tol_{MP}) ADEM según [Tolikas, 1995] modificado con las medidas exactas del cobre, Pro_A) Pro_AVG propuesto en esta tesis pero obviando la contribución del material, Pro_U) Pro_UNI propuesto en esta tesis pero obviando la contribución del material, FEM_R) obviando en el FEM la contribución del material y considerando el problema rectangular, FEM_T) mediante la determinación de la energía y la coenergía en el volumen completo del motor aplicando el FEM (FEM_Tot); 2) rRMSE_R error relativo en % de los procedimientos Rad/Sha, Tol y Tol_{CR} tomando FEM_R como objetivo y 3) rRMSE_T error relativo en % de los procedimientos Cor, Rad/Sha, Wel, Wel_{MP}, Tol, Tol_{MP} y FEM_R considerando FEM_T como objetivo.

SRM	Magnitud	Cor	Rad/Sha	Wel	Wel _{MP}	Tol	Tol _{MP}	Pro_A	Pro_U	FEM _R	FEM_T
24/18(r)	L_T (mH)	6,800	5,737	20,83	10,53	23,84	8,396	10,12	8,831	11,86	9,43
	rRMSE _R %	----	51,63	----	----	101,1	29,21	----	----	----	----
	rRMSE _T %	27,89	39,17	120,9	11,61	152,8	10,96	7,330	6,350	25,77	----
8/6	L_T (mH)	8,528	6,617	13,41	12,23	69,00	15,54	12,32	11,59	18,75	12,33
	rRMSE _R %	----	64,71	----	----	268,1	17,13	----	----	----	----
	rRMSE _T %	30,83	46,34	8,719	0,803	459,6	26,02	0,008	5,985	52,07	----
6/4	L_T (mH)	13,19	13,41	18,62	15,70	93,24	18,01	16,98	16,77	21,34	15,78
	rRMSE _R %	----	37,15	----	----	336,9	15,59	----	----	----	----
	rRMSE _T %	16,40	15,17	17,99	0,570	490,9	14,15	7,601	6,319	35,23	----

Por otro lado, con el fin de comprobar la bondad del ajuste de los procedimientos de cálculo basados en una aproximación rectangular del problema obviando la contribución del material, en la tabla 4.11 se incluye la inductancia $L_{T_FEM_R}$ obtenida mediante el FEM asumiendo las mismas aproximaciones (figura 4.18). El error rRMSE de la inductancia calculada mediante estos métodos tomando como patrón objetivo $L_{T_FEM_R}$ se indica como rRMSE_R en la tabla 4.11 para cada motor. Este error en el caso de [Radun, 1999] y [Shang-Hsun, 2009] se sitúa entre un 37% y un 64%, mientras que en el caso de [Tolikas, 1995] está muy por encima, entre un 101% y un 337%. Los resultados mejoran considerablemente cuando se aplican las dimensiones exactas de la región de cobre en lugar de las propuestas en [Tolikas, 1995], encontrándose entonces el rRMSE entre un 16% y un 29%.

En la misma tabla se incluye también el valor de la inductancia considerado como más cercano al correcto $L_{T_FEM_Tot}$, (obtenido a partir del cálculo por el

FEM en 2D de la energía y la coenergía en todo el volumen), empleado como objetivo en el cálculo del rRMSE de los métodos evaluados. El valor de este error para cada motor se muestra en tanto por ciento ($rRMSE_T$ en la tabla 4.1) y se representa en la figura 4.19 normalizado a la unidad, junto con la característica flujo concatenado corriente obtenida para cada uno de los procedimientos de cálculo.

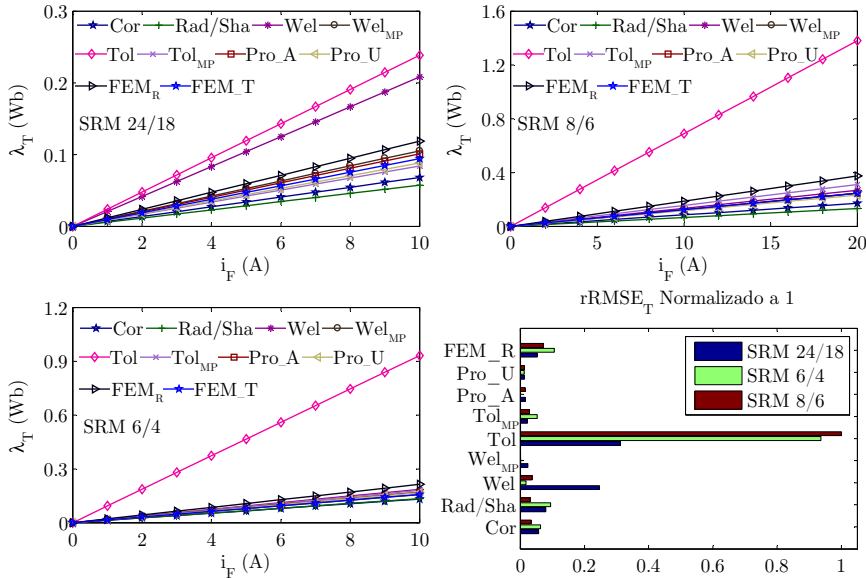
El error en la estimación de la inductancia por el FEM mediante una aproximación rectangular del problema presenta un rRMSE entre un 26% y un 52%. El menor error se da en el SRM 24/18 como consecuencia de una mayor similitud geométrica (figura 4.18). A tenor de lo anterior es el error comprendido entre un 15% y un 64% el asociado a los procedimientos propuestos en [Radun, 1999] y [Shang-Hsun, 2009], si bien en este caso el error más bajo se encuentra en el SRM 6/4. En el mismo supuesto de geometría rectangular, los resultados obtenidos siguiendo el procedimiento propuesto en [Tolikas, 1995] son mucho más altos, sin embargo cuando se opera con las dimensiones correctas del cobre en lugar de las propuestas, estos mejoran considerablemente, reduciéndose el error entre un 11% y un 26%.

El error que deriva del procedimiento propuesto en [Corda, 1979] resulta ser menor que en el indicado en [Radun, 1999]. Si bien, este se encuentra comprendido entre un 16% y un 28%, no siendo en consecuencia insignificante. Cuando el cálculo se hace según [Weller, 1991] el resultado mejora en motores sin repeticiones (8%, 18%) pero empeora notablemente para el SRM 24/18. Ello se corrige al modificar el coeficiente de ajuste que empíricamente en el caso del SRM 8/6 y el SRM 6/4 resulta ser similar, siendo en ese caso el error muy bajo (0,8% y 0,6%). No obstante, siguiendo las consideraciones de carácter empírico propuestas en esta tesis, se logra alcanzar una notable reducción del error también para el SRM 24/18, quedando esta en torno al 12%.

Los errores más bajos se logran, sin embargo, aplicando los procedimientos propuestos en el apartado anterior, pero ignorando la contribución del material. Donde los valores globales aplicados de β_{PE_AVG} se han mantenido, aun cuando el de β_{PE_UNI} ha sido coherentemente modificado. Así, en caso de aplicar el procedimiento Pro_Avg el mayor error se produce en el SRM 6/4 alcanzándose en torno a un 8%. El resultado al aplicar el procedimiento Pro_Avg también es muy aceptable con un error para los tres motores cercano al 6%.

Visto lo anterior, al aplicar el FTM siguiendo los procedimientos propuestos en esta tesis, la mejora alcanzada incluyendo la contribución del material en términos relativos se podría tildar de significativa, si bien no lo es en términos absolutos. El trabajo invertido en el estudio presentado en el apartado anterior, sin el cual no se podría llegar a esta conclusión, ni tampoco determinar el

Figura 4.19. Característica flujo concatenado total *vs.* corriente de fase en la posición de desalineamiento obtenida mediante diferentes procedimientos de cálculo obviando la contribución del material (ver tabla 4.11). $rRMSE_T$ normalizado a la unidad de los procedimientos indicados como Cor, Rad/Sha, Wel, Wel_{MP}, Tol, Tol_{MP} y FEM_R considerando FEM_T como objetivo.



valor de ciertos coeficientes necesarios para el cálculo de la inductancia en la posición de desalineamiento, incluso en caso de considerar únicamente la región del vacío, es extraordinariamente alto. Sin embargo, en caso de considerar la contribución del material el incremento de coste computacional no lo es. Por consiguiente, salvo que existan elevadas restricciones en ese sentido, a priori resulta aconsejable contemplar el efecto del material.

Por último, indicar que el número de nodos y elementos utilizados, respectivamente, en la determinación de $L_{T_FEM_R}$ ha resultado igual a 23.886 y 47.490 en el SRM 24/18, 39.587 y 78.910 en el SRM 8/6 y 20.763 y 41.300 en el SRM 6/4. Aun cuando en la de $L_{T_FEM_Tot}$ el total de los mimos ha sido 95.436 y 184.466 en el SRM 24/18, 56.450 y 110.716 en el SRM 8/6 y 79.211 y 140.205 en el SRM 6/4. A comienzos del siglo XXI el tiempo dedicado en un PC para completar estas simulaciones era extraordinariamente alto, pudiendo según el caso conllevar desde decenas de minutos hasta varias horas. En la actualidad, en un ordenador convencional como un i7-2600 @ 3.40 GHz con 8 GB de memoria RAM, esos tiempos se han visto reducidos para un único valor de corriente a un intervalo comprendido entre unos segundos en la posición de desalineamiento y varios minutos en la posición de alineamiento. Esa reducción

en tiempo de cómputo abre la puerta a la integración del FEM en programas dedicados al diseño de motores.

Sin embargo, la implementación en microprocesadores de bajo coste o procesadores digitales de señal de algoritmos computacionales tan complejos como aquellos en los que el FEM se basa, o su integración en lazos de control operando en tiempo real, es todavía una quimera. Ese hueco se cubre usando procedimientos analíticos de un bajo coste computacional como los estudiados en este capítulo y el anterior.

4.5. Caracterización en el resto de posiciones

La caracterización del motor en el resto de posiciones, siguiendo procedimientos analíticos similares a los expuestos en los dos capítulos anteriores, ha sido estudiada en [Vijayraghavan, 2001], [Krishnan, 2001]. [Radun, 2000] y [Sheth, 2005].

No obstante, en [Radimov, 2004], [Hossain, 2003], [Stiebler, 1999], [Miller, 1998] o [Tang, 1997] se demuestra la posibilidad de obtener mediante sencillos procedimientos analíticos, la característica flujo concatenado *vs.* corriente de fase en cualquier posición del rotor partiendo de su conocimiento en únicamente las dos posiciones extremas de alineamiento y desalineamiento. Es por ello que los estudios presentados en este capítulo y el anterior se han focalizado solo en sendas posiciones, no siendo objeto de esta tesis aportar nuevas expresiones que traten de mejorar los resultados que derivan de las propuestas en las referencias anteriores, ni tampoco un análisis comparativo de los mismos.

No obstante, la determinación completa de las características que definen el comportamiento del motor: flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor y par electromagnético *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor, se aborda en el siguiente capítulo de forma experimental para el prototipo disponible del SRM 24/18, conjuntamente con su simulación tanto en 2D como en 3D por el FEM.

Capítulo 5

Caracterización completa del motor

5.1. Introducción

En este capítulo se acomete la caracterización completa del motor mediante su simulación en 2D y 3D por el FEM y de forma experimental.

Se comienza revisando la metodología a seguir para la determinación por el FEM en 2D y 3D de la relación del flujo concatenado y el par electromagnético con la corriente de fase y la posición del rotor. Seguidamente se analizan en cada caso los resultados de las simulaciones y la diferencia entre ellos como consecuencia de la contribución del flujo de dispersión no computado en 2D que se produce en la cabeza de las bobinas.

En primera instancia el proceso de determinación de sendas características se realizará de forma independiente sin necesidad del conocimiento previo de ninguna de ellas (método directo) y en segunda de forma inversa haciendo uso de una de ellas para el cálculo de la otra (método indirecto). Con anterioridad a este segundo procedimiento se analiza la relación entre el par y el flujo concatenado en una máquina de reluctancia conmutada y cómo es posible determinar uno a partir del otro y viceversa.

Seguidamente se revisan los procedimientos descritos en la literatura para la caracterización experimental de la máquina y se proponen otros con el fin de contribuir a su mejora. Por último, se presenta el resultado de los mismos y se analiza su diferencia con el precedente de las simulaciones en 3D.

5.2. Caracterización mediante el FEM

La resolución mediante una formulación integral de problemas electromagnéticos con simetría compleja, como sucede en un SRM, no resulta práctica. En esos casos, puesto que cualquier cuerpo con geometría arbitraria se puede descomponer en diferenciales de volumen, lo adecuado es recurrir a una formulación local o diferencial.

Análogamente, en el método de cálculo numérico de los elementos finitos un sistema continuo se divide (*discretiza*) en un número limitado de partes o elementos (con geometría triangular en 2D y tetraédrica en 3D) a cuyos puntos de unión o nodos se les asigna un conjunto de coeficientes que dan valor a la función matemática que describe cada elemento.

En casos magneto estáticos como el que nos ocupa, donde el campo es creado únicamente por corrientes eléctricas constantes en el tiempo, los vectores \mathbf{B} y \mathbf{J} asociados, respectivamente, a las densidades del campo magnético y la corriente se relacionan según la ley de Ampère, tal que:

$$\nabla \times \mathbf{B} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ B_x & B_y & B_z \end{vmatrix} = \left(\frac{\partial B_z}{\partial y} - \frac{\partial B_y}{\partial z} \right) \hat{x} + \left(\frac{\partial B_x}{\partial z} - \frac{\partial B_z}{\partial x} \right) \hat{y} + \left(\frac{\partial B_y}{\partial x} - \frac{\partial B_x}{\partial y} \right) \hat{z} = \mu \mathbf{J}. \quad (5.1)$$

La expresión (5.1) no es adecuada en el cálculo numérico, siendo necesaria su transformación en la ecuación de Poisson. Para ello se recurre a diferentes formulaciones basadas, según el caso, en un potencial magnético escalar total (FEM 3D y región con $\mathbf{J} \neq 0$), un potencial magnético escalar reducido (FEM 3D y región con $\mathbf{J} = 0$) y un potencial magnético vector (FEM 2D).

Así, cuando se requiere un análisis en 3D, en aquellas regiones del espacio donde la densidad de corriente \mathbf{J} es nula y las variaciones temporales del vector desplazamiento eléctrico \mathbf{D} son despreciables, la densidad del campo magnético \mathbf{B} puede obtenerse a partir del gradiente de un campo escalar como se hace en electrostática. Siendo ese campo escalar el potencial magnético escalar total ϕ_m . Tal que:

$$\mathbf{J} = 0 \Rightarrow \nabla \times \mathbf{B} = 0 \Rightarrow \nabla \times \mathbf{H} = 0 \text{ y por tanto } \mathbf{H} = -\nabla \phi_m. \quad (5.2)$$

Por otro lado, sabido que $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$, al aplicar la ley de Gauss en el campo magnético ($\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$) se puede concluir que la intensidad del campo magnético

y el potencial magnético escalar satisfacen la ecuación de Laplace (ecuación de Poisson con $\mathbf{J}=0$). Es decir:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = \nabla \cdot (-\mu \nabla \phi_m) = 0 \Rightarrow \nabla^2 \mu \phi_m = 0. \quad (5.3)$$

Por el contrario, en aquellas regiones donde \mathbf{J} es no nula, la intensidad del campo \mathbf{H} se calcula como suma de dos campos. Uno, \mathbf{H}_S , debido a la exclusiva contribución de las corrientes, lo cual implica asumir la desaparición de los materiales y otro, \mathbf{H}_M , debido a la contribución de estos. El valor de \mathbf{H}_S se determina aplicando la ley de Biot y Savart:

$$\mathbf{H}_S = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}') \times (\mathbf{r} - \mathbf{r}')}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^3} d\tau. \quad (5.4)$$

En cuanto al vector $\mathbf{H}_M = \mathbf{H} - \mathbf{H}_S$, al ser las mismas fuentes rotacionales las que originan \mathbf{H} y \mathbf{H}_M ($\nabla \times \mathbf{H}_S = \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}$), este es irrotacional ($\nabla \times \mathbf{H}_M = \nabla \times \mathbf{H} - \nabla \times \mathbf{H}_S = 0$) y por tanto expresable como el gradiente de un potencial escalar, que se ha dado en llamar potencial magnético escalar reducido ϕ_m . Tal que:

$$\mathbf{H}_M = -\nabla \phi_m. \quad (5.5)$$

Aplicando de nuevo la ley de Gauss para el magnetismo se llega a una ecuación de Poisson que al ser resuelta mediante el FEM permite obtener ϕ_m . Esto es:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = \nabla \cdot (\mu \mathbf{H}) = 0 \Rightarrow \nabla \cdot (-\mu \nabla \phi_m) + \nabla \cdot \left(\mu_0 \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}') \times (\mathbf{r} - \mathbf{r}')}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^3} d\tau \right) = 0 \quad (5.6)$$

Si la formulación descrita se aplica a todo el volumen de cálculo presenta inestabilidades en la solución numérica, por lo que habitualmente se combinan regiones de cálculo con potencial magnético escalar reducido (regiones con corrientes reales) con otras de potencial magnético escalar total (regiones sin corrientes eléctricas, salvo los bloques de corte de caminos cerrados). Siendo este el procedimiento empleado en el software de simulación electromagnética por elementos finitos en 3D utilizado en esta tesis (Opera 3D de Cobham, módulo Tosca).

Cuando el problema se plantea en 2D resulta preferible operar con el potencial magnético vector \mathbf{A} descrito en el capítulo anterior. Aplicando en la ley de Ampère la sabia relación entre \mathbf{B} y \mathbf{A} ($\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$) se obtiene:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla \cdot (\nabla \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} = \mu \mathbf{J}. \quad (5.7)$$

Demostrado en la literatura que las ecuaciones de Maxwell permanecen inalteradas para diferentes valores de $\nabla \cdot \mathbf{A}$, si en (5.7) se escoge el gauge de Coulomb ($\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$), esta se convierte en la ecuación vectorial de Poisson:

$$\nabla^2 \mathbf{A} = \mu \mathbf{J}. \quad (5.8)$$

En problemas en 2D con simetría plana y coordenadas cartesianas x, y (o con simetría cilíndrica y coordenadas cilíndricas z, r) la única componente no nula de los vectores \mathbf{A} y \mathbf{J} es perpendicular al plano de simetría x, y (dirección en el eje z). En esas condiciones (5.8) se transforma en una única ecuación escalar fácilmente resoluble por el FEM. Esto es:

$$\nabla^2 A_z = \mu J_z. \quad (5.9)$$

La formulación anterior es la utilizada por el programa de simulación electromagnética FEMM. Este programa, como se ha comentado, es el empleado para la resolución en 2D mediante el FEM de los problemas planteados en esta tesis.

Por último, con independencia del tipo de formulación (2D o 3D), cuando el material exhibe un comportamiento no lineal, su permeabilidad es una función dependiente de la intensidad del campo. Es decir:

$$\mu = \frac{B(H)}{H}. \quad (5.10)$$

Esta información se introduce en el software de simulación en forma de tabla (B, H) , cuya determinación ha sido descrita en el capítulo 2.

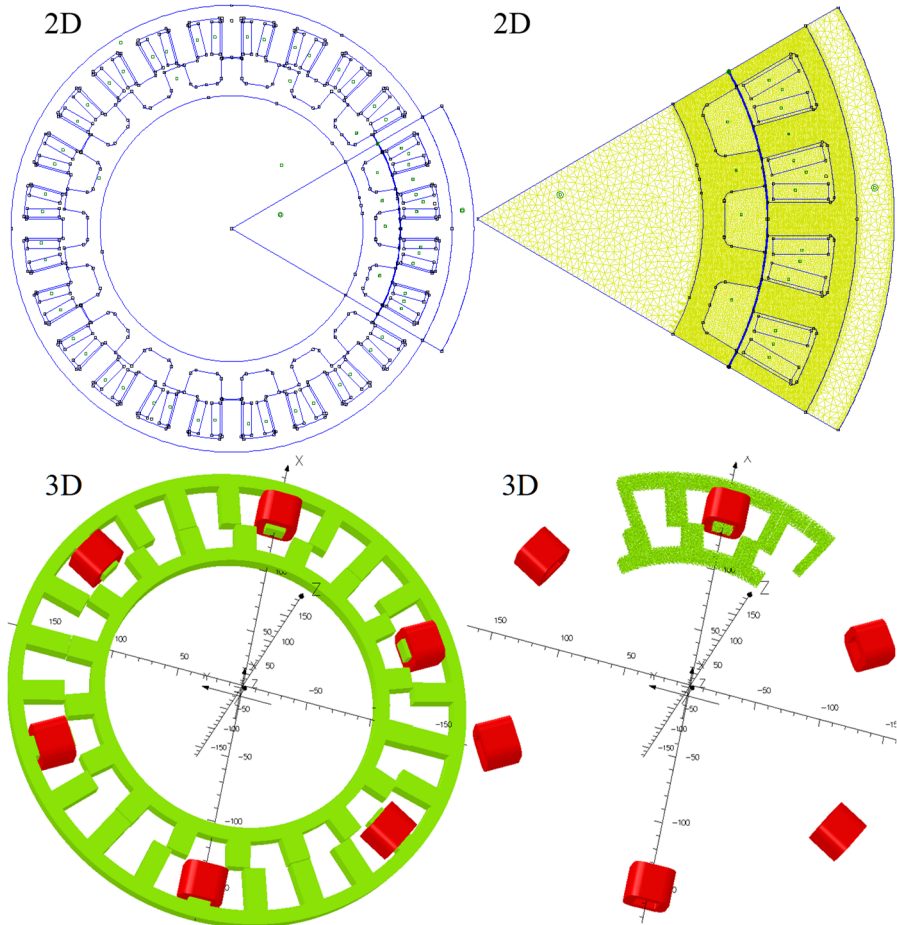
Una vez determinado el valor del potencial magnético (escalar o vector según el caso), mediante operaciones matemáticas incluidas en el módulo post-procesador de sendos programas empleados (OPERA en 3D y FEMM en 2D), es posible calcular de forma directa por ejemplo la densidad y la intensidad del campo magnético en cualquier punto, la energía y la coenergía magnética en diferentes volúmenes (en el vacío, en un material o una combinación de ambos) o de forma indirecta el par electromagnético, el flujo concatenado total, etc.

5.2.1. Flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor

En 2D el software de simulación FEMM proporciona directamente el valor del flujo concatenado debido a la corriente en sentido entrante o saliente de un circuito, en consecuencia, la determinación del flujo concatenado total se resume a multiplicar el resultado obtenido en un circuito por el número total de los que intervienen en la excitación completa de una fase.

Por el contrario, en 3D el software de simulación OPERA no facilita directamente esa operación, por lo que es necesario aplicar un método de cálculo genérico (válido tanto en 2D como en 3D) en el cual, el valor del flujo

Figura 5.1. Representación en 2D y 3D del SRM 24/18 completo y de una sexta parte que se ha dado en simular en la posición de desalineamiento. Al ampliar las imágenes situadas a la derecha se puede observar los elementos en que se ha descompuesto esa sexta parte tras el mallado. En 3D no se muestra de forma intencionada la región del aire que recubre el motor en la simulación, dado que en caso contrario ocultaría el material.



concatenado se obtiene en base al cálculo de la energía lineal debida al campo magnético, W_L , evaluada en todo el volumen ocupado por el motor. Donde a su vez, W_L se calcula como un medio de la suma de la energía almacenada en el campo W_F y la coenergía W_C debida a este (estando ambas evaluadas en el mismo volumen).

Habitualmente, con el fin de reducir los tiempos de cálculo, especialmente largos en simulaciones en 3D, el motor se suele dividir en el mayor número posible de regiones simétricas y únicamente se simula una de ellas, aplicando

en los cortes que las unen condiciones de frontera con simetría anti periódica en FEMM y periodicidad con simetría negativa (por ejemplo, en el SRM 24/18 cada 60°) en Opera 3D. Siendo reseñable remarcar que en Opera 3D resulta necesario añadir todas las bobinas de la fase activa, tal como se muestra en la figura 5.1.

Así, el flujo concatenado total por una fase λ_T evaluado para una posición concreta del rotor θ' y un valor de corriente de fase i_F' se calcula como el producto del número de regiones de simetría por el flujo concatenado en una de ellas evaluado para esos valores de corriente de fase y i_F' posición del rotor $\lambda_{SIM}(i_F', \theta')$. Esto es:

$$\begin{aligned} \lambda_T(i_F', \theta') &= N_{SIM} \lambda_{SIM}(i_F', \theta') \\ &= \frac{N_{SIM} 2W_{LSIM}(i_F', \theta')}{i_F'} = N_{SIM} \frac{W_{FSIM}(i_F', \theta') + W_{CSIM}(i_F', \theta')}{J_C(i_F') S_C}, \end{aligned} \quad (5.11)$$

donde N_{SIM} es el número de simetrías en que se divide el volumen total del motor y J_C y S_C , respectivamente, la densidad de la corriente y la sección en los conductores que forman el devanado del único polo del estator de la fase activa, incluido en la región de simetría para la cual se realiza la simulación.

Siendo, además, W_{FSIM} y W_{CSIM} , respectivamente, la energía y la coenergía en el campo magnético en una región de simetría, que evaluadas para i_F' y θ' resultan:

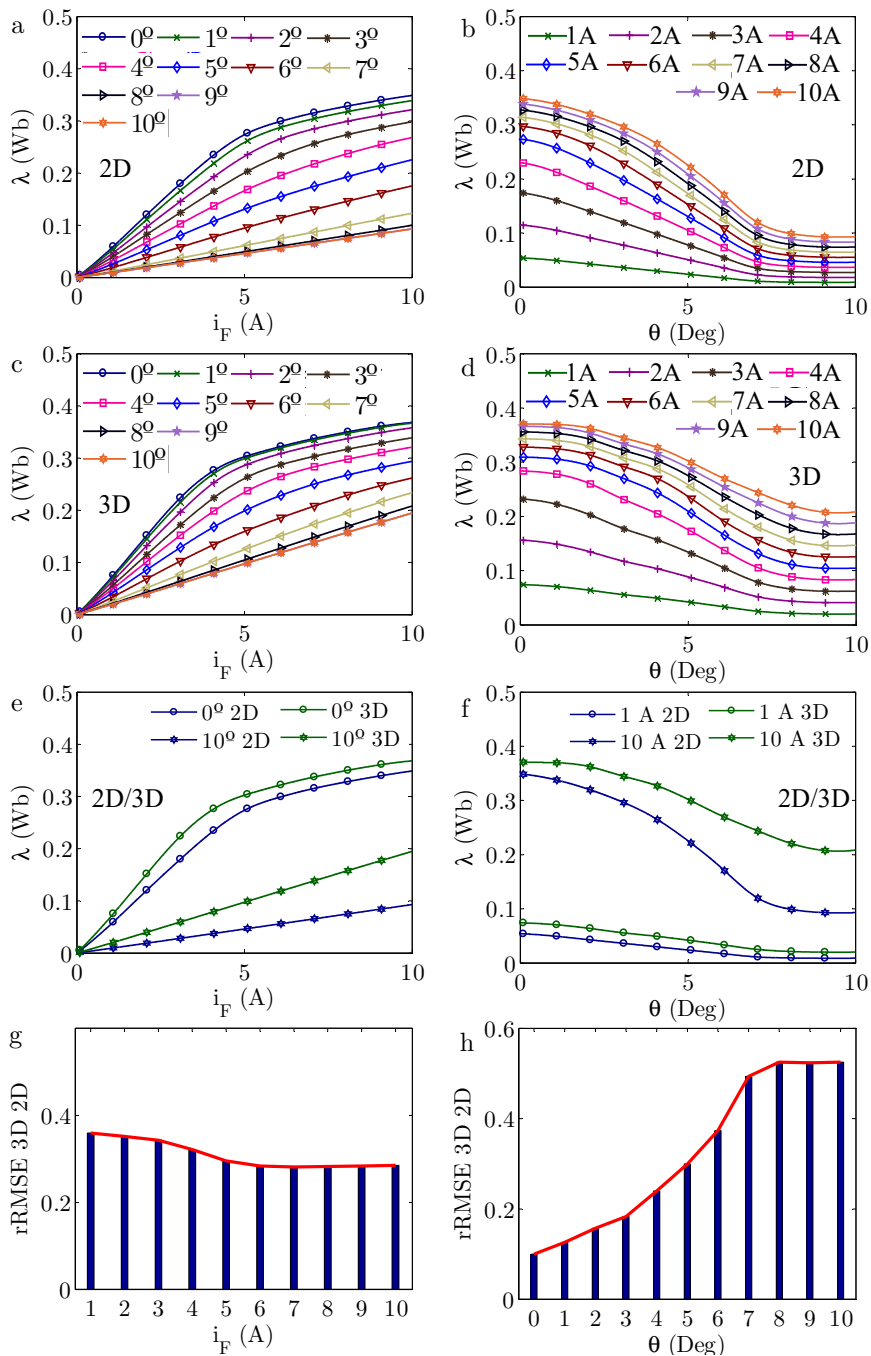
$$W_{FSIM}(i_F', \theta') = \int_0^{\lambda_{SIM}(i_F')} i_F'(\lambda) d\lambda \Big|_{\theta=\theta'} = \int_{V_{SIM}} \left(\int_0^{B(i_F')} \mathbf{H}(\mathbf{B}) d\mathbf{B} \right) dv \Big|_{\theta=\theta'}; \quad (5.12)$$

$$W_{CSIM}(i_F', \theta') = \int_0^{i_F'} \lambda(i_F) di_F' \Big|_{\theta=\theta'} = \int_{V_{SIM}} \left(\int_0^{H(i_F')} \mathbf{B}(\mathbf{H}) d\mathbf{H} \right) dv \Big|_{\theta=\theta'}, \quad (5.13)$$

donde V_{SIM} es el volumen de la región.

En la figura 5.2 se muestra la característica completa flujo concatenado *vs.* corriente *vs.* posición del rotor evaluada en 2D (derecha) y en 3D (izquierda) para el prototipo del SRM 24/18. Esta se ha obtenido para 11 posiciones espaciadas 1° mecánico entre la posición de alineamiento (0° mecánicos) y la posición de desalineamiento (10° mecánicos) y 10 valores de corriente de fase por posición entre 0 y 10 A cada 1 A. Lo que hace un total de 220 simulaciones, siendo el tiempo dedicado a las 110 simulaciones en 2D (con un PC igual al descrito en el capítulo anterior) cercano a las 17 h y entorno al triple a las realizadas en 3D. Nótese como en las posiciones correspondientes a 10° (alineamiento) y 9° las características λ *vs.* i_F' quedan en ambos casos prácticamente solapadas.

Figura 5.2. Característica λ vs. i_F vs. θ obtenida de la simulación en 2D y 3D para $i_F=0:1:10$ A y $\theta=0:1:10$ Deg. Representación dual 2D/3D. Valor del rRMSE entre el λ calculado en 2D y en 3D considerando como objetivo el λ en 3D tomando como parámetro la posición (izda.) y la corriente (dcha.).



Por otro lado, en la misma figura (especialmente para las posiciones extremas en e y f) se puede apreciar como las características obtenidas en 2D y 3D difieren significativamente como consecuencia del flujo marginal y el flujo de dispersión, que no es posible contemplar en el plano y - z en un análisis en 2D.

Esta discrepancia se pone de manifiesto en [Sofiane, 2002] como consecuencia del efecto debido al flujo no contemplado en la cabeza de las bobinas. Si bien, en este trabajo no se plantea expresión alguna para la determinación del error de cómputo en 2D, sino que únicamente se muestra la dependencia de la inductancia con: a) la posición del rotor para un solo valor de corriente, donde el motor no se encuentra saturado, donde se puede observar como su valor en 3D resulta superior en todo el rango entre la posición de alineamiento y desalineamiento, siendo esta diferencia superior en alineamiento; b) la corriente en la posición de alineamiento, gráfica a partir de la cual los autores concluyen que: la diferencia entre la inductancia calculada en 2D y 3D, que hacen llamar “de dispersión”, es constante con la posición. Conclusión no generalizable no solo en cualquier posición del rotor, sino incluso también en la de alineamiento, como se muestra en la figura 5.3 a y b.

En [Hsieh, 2007] y [Amorós, 2009] se plantean expresiones para el cálculo de la inductancia debido al efecto de la cabeza de las bobinas. No obstante, en el primer trabajo los experimentos se realizan sobre un núcleo en E bobinado en la columna central, en lugar de realizarlos con un SRM. En el segundo, por el contrario, el estudio sí se aborda sobre un SRM, pero con desplazamiento lineal en lugar de angular, donde a pesar de ello se puede observar una gráfica similar a la mostrada en la figura 5.2 e. Lo cual, a su vez se confirma en la tesis doctoral [Matveev, 2006], donde además se plantean un conjunto de expresiones para la determinación de la inductancia, tal que:

$$\frac{\lambda_{3D}}{\lambda_{2D}} = K_{ee} = \left(1 + \frac{i_F}{\lambda_{2D}} L_{end} K_{si} \right) K_f, \quad (5.14)$$

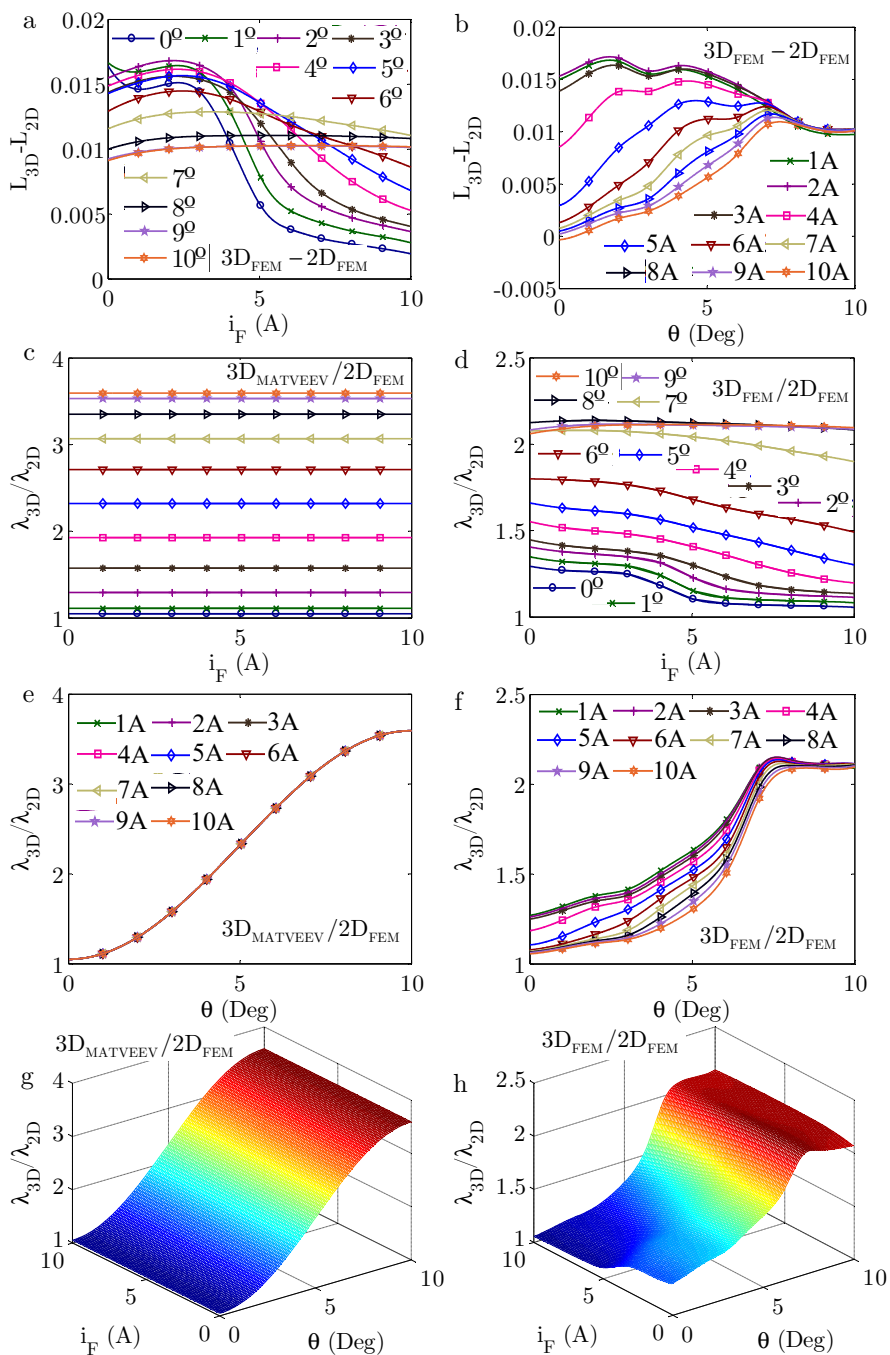
donde L_{end} es el coeficiente de autoinducción correspondiente a la cabeza de las bobinas despreciando el material, K_{si} y K_f dos factores que, respectivamente, dan cuenta de la presencia del material y del flujo marginal en la dirección del eje del motor. Esto es:

$$L_{end} = 2N_{PEF} N_{EP}^2 \mu_0 \left(\frac{w_{PE} + w_C}{2} \right) \ln \left(\frac{8a}{0,447\sqrt{h_C w_C}} - 2 \right); \quad (5.15)$$

$$K_{si} = 1,5 \left(0,95 - 0,05 \cos \gamma \right); \quad (5.16)$$

$$K_f = 1 + \frac{2l_{EH} + h_{PE} \left(1 + \cos(\gamma) \right)}{2l_{PCH}}, \quad (5.17)$$

Figura 5.3. Diferencia entre la inductancia al origen obtenida en 3D (L_{3D}) y en 2D (L_{2D}) por el FEM (a y b). Relación $\lambda_{3D}/\lambda_{2D}$ habiendo sido evaluado λ_{2D} por el FEM y λ_{3D} en c, e, g a partir de λ_{2D} según [Matveev 2006] y en d, f y h por el FEM.



siendo

$$\gamma = \pi \left(1 - \frac{\theta}{\theta_{UNA}} \right) \quad (5.18)$$

y θ_{UNA} la posición de desalineamiento (10° para el SRM 24/18)

La expresión (5.17) si bien ha sido determinada en base a [Matveev, 2006], no se corresponde con la indicada en dicho trabajo al resultar esta errónea. Esto se sustenta tanto en los resultados obtenidos en esta tesis (Figura 5.3 d, f y h) como en los mostrados en [Amorós, 2009]. Si bien, en ese caso para un SRM lineal.

Seguidamente se analiza la dependencia con la posición del rotor y la corriente de fase, de la relación entre el flujo concatenado obtenido en 3D y 2D por el FEM en el SRM 24/18, así como mediante las expresiones anteriores.

Del análisis del rRMSE entre las características λ vs. i_F vs. θ en 2D y 3D, tomando como objetivo los resultados obtenidos en 3D (gráficas g y h en la figura 5.2), se deduce que este es más alto conforme el motor se aleja de la posición de alineamiento (mayor flujo disperso y sobre todo marginal) y disminuye la corriente de fase. Así, la inductancia al origen en la posición de desalineamiento es igual a 9,3 mH en 2D frente a 19,6 mH en 3D, siendo su diferencia ciertamente significativa. De igual modo en la posición de alineamiento la inductancia al origen en la región lineal de la curva (hasta unos 3A) es igual a 58,2 mH en 2D y a 72,6 mH en 3D. Evidenciándose de nuevo una diferencia que, aunque menor en términos relativos, resulta notoria en términos absolutos. Asimismo, es posible apreciar como en 2D la separación de las características λ vs. i_F entre las posiciones de 0° (alineamiento) y 1° es muy superior a la que se produce en 3D, siendo esta última más cercana a la experimental, como se demostrará posteriormente.

Recuerde el lector que el SRM 24/18 es un motor casi plano y por ende bastante atípico, tal como se puede apreciar en la figura 5.1, en el cual la longitud axial del paquete de chapas (eje z) es solo 12 mm, siendo esta similar a la altura de los yugos (10 mm) y mucho menor que el diámetro externo del yugo del estator (346 mm).

Así, la falta de volumen en el eje z origina que la diferencia entre los resultados obtenidos en 2D y 3D sea significativamente más notoria que en motores con una geometría convencional con una gran longitud axial, como el SRM 6/4 o el SRM 8/6 con los que se ha trabajado en capítulos anteriores de esta tesis.

Sin embargo, a pesar de lo anterior, la diferencia en 2D y 3D entre las inductancias al origen medidas en las posiciones extremas no es tan alta

(48,9 mH *vs.* 53 mH), por lo que tampoco lo será la coenergía entre las curvas que limitan esas posiciones y en consecuencia el par máximo que es capaz de proporcionar el motor cuando este se evalúe en 2D y 3D.

No obstante, si se analiza el cociente entre el flujo concatenado total obtenido por el FEM en 3D y 2D (figura 5.3 d), la dependencia del mismo con la corriente de fase para cada posición es menos significativa que su diferencia, tal como se dedujo del estudio del rRMSE y, de igual modo, más pronunciada conforme el motor se acerca a las posiciones de alineamiento, en las cuales el material tiende a saturarse conforme aumenta la corriente.

Los resultados anteriores, son un tanto dispares frente a los obtenidos mediante las expresiones (5.14) a (5.18), como se deduce de la comparación de las gráficas c y d en la figura 5.3. Evidenciándose con ello una clara falta de sensibilidad ante variaciones de la corriente de fase, que tras ser analizada procede del término K_f , con independencia de la longitud del paquete de chapas, ciertamente baja en el SRM 24/18.

De igual modo cuando se analiza la diferencia entre la inductancia al origen obtenida por el FEM en 3D y 2D, se puede observar una fuerte dependencia con la corriente de fase y la posición del rotor (gráficas a y b en la figura 5.3). Dependencia que tiende a suavizarse conforme el motor se acerca a la posición de desalineamiento.

Por último, obsérvese como en un material que idealmente no presente histéresis en su curva B - H , la relación flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor resulta biunívoca. Este hecho resulta clave para la estimación indirecta de la posición del rotor conocido el flujo concatenado y la corriente de fase, eliminando con ello el uso de sensores de posición. Hipótesis que desgraciadamente no resulta válida en el prototipo del motor bajo estudio (SRM 24/18), tal como se demuestra posteriormente en esta tesis.

5.2.2. Par *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor

Formalmente la fuerza magnética \mathbf{F} ejercida sobre un volumen V se puede expresar en función de la densidad y la intensidad del campo:

$$\mathbf{F} = \int_V (\nabla \times \mathbf{B}) \times \mathbf{B} \, dv = \mu_0 \int_V (\nabla \times \mu_r \mathbf{H}) \times \mu_r \mathbf{H} \, dv. \quad (5.19)$$

Dado el elevado valor de la permeabilidad relativa de los materiales ferromagnéticos, frente a la del cobre empleado en los devanados y la del vacío, la fuerza magnética y su momento (par) se ejerce básicamente sobre el núcleo.

No obstante, como consecuencia de las discontinuidades que se producen en la superficie de núcleo de las derivadas de los campos y de μ_r [García, 2002], el cálculo de la fuerza a través de (5.19) en regiones ferromagnéticas no resulta

adecuado, de modo que la integral de volumen se transforma en otra sobre la superficie S que encierra el volumen V , tal que:

$$\mathbf{F} = \oint_S \vec{\sigma} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \left[\frac{1}{\mu_0} (\mathbf{B} \cdot \mathbf{n}) \cdot \mathbf{B} - \frac{1}{2\mu_0} \mathbf{B}^2 \mathbf{n} \right] \cdot d\mathbf{s}, \quad (5.20)$$

siendo $\vec{\sigma}$ el tensor de tensiones de Maxwell para el campo magnético, cuyas 9 componentes expresadas en forma matricial resultan igual a:

$$\vec{\sigma} = \begin{pmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} & \sigma_{xz} \\ \sigma_{yx} & \sigma_{yy} & \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} & \sigma_{zy} & \sigma_{zz} \end{pmatrix} = \frac{1}{\mu_0} \begin{pmatrix} B_x^2 - \frac{B^2}{2} & B_x B_y & B_x B_z \\ B_y B_x & B_y^2 - \frac{B^2}{2} & B_y B_z \\ B_z B_x & B_z B_y & B_z^2 - \frac{B^2}{2} \end{pmatrix}. \quad (5.21)$$

Así, denominando n_x , n_y , n_z a las tres componentes del vector unitario normal a la superficie en el sistema de coordenadas cartesianas, \mathbf{n} , las componentes de la fuerza se corresponde con:

$$F_x = \frac{1}{\mu_0} \oint_S \left[\left(B_x^2 - \frac{B^2}{2} \right) n_x + B_x B_y n_y + B_x B_z n_z \right] ds \quad (5.22)$$

$$F_y = \frac{1}{\mu_0} \oint_S \left[B_x B_y n_x + \left(B_y^2 - \frac{B^2}{2} \right) n_y + B_y B_z n_z \right] ds \quad (5.23)$$

$$F_z = \frac{1}{\mu_0} \oint_S \left[B_x B_z n_x + B_y B_z n_y + \left(B_z^2 - \frac{B^2}{2} \right) n_z \right] ds. \quad (5.24)$$

En dos dimensiones, las integrales se evalúan sobre una línea cerrada que envuelve al rotor recorriendo el entrehierro (en lugar de una superficie cerrada), obviando las componentes en z .

De igual modo, evaluando la fuerza aplicada en un punto P (en la superficie que envuelve el rotor en el entrehierro con $\mu=\mu_0$) respecto a un punto O (normalmente el centro del rotor) el par electromagnético \mathbf{T} resulta:

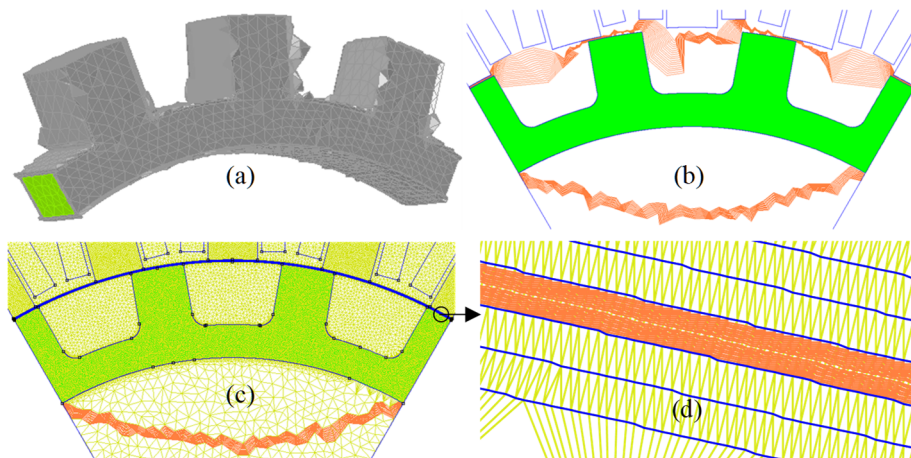
$$\mathbf{T} = \oint_S \mathbf{r} \times \vec{\sigma} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathbf{r} \times \left[\frac{1}{\mu_0} (\mathbf{B} \cdot \mathbf{n}) \cdot \mathbf{B} - \frac{1}{2\mu_0} \mathbf{B}^2 \mathbf{n} \right] \cdot d\mathbf{s}, \quad (5.25)$$

donde \mathbf{r} es un vector desde el punto O al punto P.

Las componentes del par se obtienen de manera semejante a las de la fuerza, siendo la componente z la más significativa (representada posteriormente) por ser la componente x de la fuerza la causante del giro del rotor.

Formalmente con independencia de la superficie escogida el resultado debería ser el mismo, no obstante, al calcular el par mediante el FEM esto no

Figura 5.4. (a) Representación en 3D del rotor (en verde) más las capas añadidas (en gris) en el posprocesador de Opera 3D para el cálculo de par; (b) representación del rotor y las trayectorias (en naranja) que FEMM añade automáticamente para el cálculo del par mediante el tensor de tensiones ponderado; (c) modificación de (b) incluyendo en el entrehierro más bandas (en azul) que permitan un mallado fino; (d) detalle de las bandas trazadas en el entrehierro (en azul) con un mallado entre ellas mucho más fino y de las trayectorias para el cálculo del par (en naranja).



sucede. Por ejemplo, en OPERA 3D el resultado es menos preciso si el par se evalúa justo en la superficie del rotor en lugar de en una capa externa circundante. Por ello, tal como se muestra en la figura 5.4 (a), en OPERA 3D se han añadido varias capas alrededor del rotor antes de efectuar el cálculo del par (concretamente 3).

En FEMM con el fin de tratar de reducir ese posible error, una vez seleccionada la superficie de la región ferromagnética sobre la cual se quiere evaluar el par, el programa establece de forma automática una colección de curvas concéntricas que la encierran (ver figura 5.4 (b)) y evalúa una función de ponderación. Es lo que se define como *Weighted Stress Tensor Volume Integral*. De este modo el tensor de tensiones es evaluado como una integral de volumen, siendo los resultados más precisos que los obtenidos de la integral a lo largo de solo una curva cerrada, ya que de algún modo los posibles contornos se promedian para producir el resultado de la fuerza del tensor de tensión ponderada [Meeker, 2010].

No obstante, tanto en 2D como en 3D resulta crucial establecer un mallado suficientemente fino en la región del entrehierro, tal como se aprecia en el detalle de la figura 5.4 (c) mostrado en la figura (d).

Las características del par electromagnético T vs. la corriente de fase, i_F vs. la posición del rotor θ , obtenidas tras procesar la información procedente de

las simulaciones referidas en el apartado anterior se muestran en la figura 5.5. En este caso el par electromagnético evaluado para una posición concreta del rotor θ' y un valor de corriente de fase i'_F se calcula como el producto de la componente z de \mathbf{T} obtenida en la simulación de una simetría, T_{SIM} , por el número de simetrías y por -1. Es decir:

$$T(i'_F, \theta') = -N_{SIM} T_{SIM}(i'_F, \theta'). \quad (5.26)$$

En los resultados mostrados en la columna izquierda se ha tomado como parámetro la corriente de fase, mientras que en los que se ubican a la columna derecha se ha considerado como tal la posición del rotor. Como cabía esperar, observando la representación del par *vs.* la corriente de fase tomando como parámetro la posición, se deduce que tanto en la posición de alineamiento como en la de desalineamiento el par resulta prácticamente nulo.

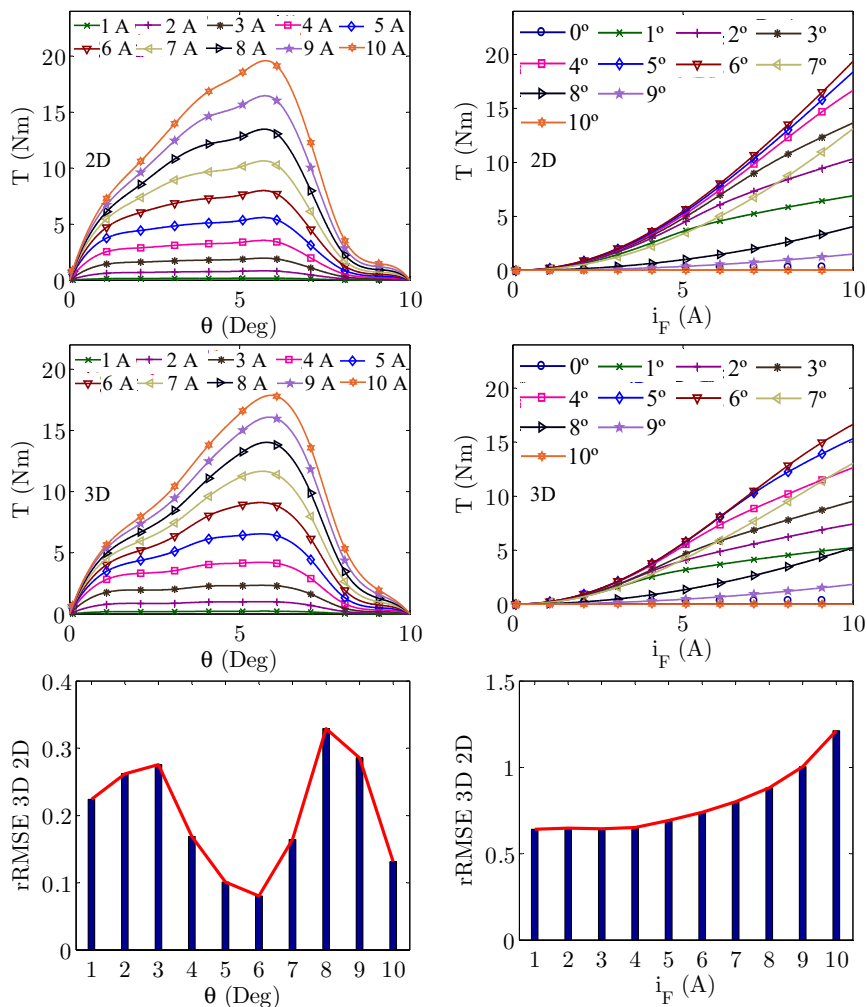
De igual modo el par resulta mayor en las posiciones en las que el solapamiento entre los polos del estator de la fase activa y del rotor es menor, alcanzándose el máximo valor del par entorno a los seis grados (en 3D 17,87 Nm en 5,9° y en 2D 19,59 Nm en 5,8°).

Los valores obtenidos al calcular el rRMSE entre el par obtenido en 2D y 3D, tomando como objetivo el determinado en 3D, y cuya representación se muestra en la figura 5.5, revelan de nuevo cierto desajuste entre los resultados procedentes de ambos métodos de cálculo. De hecho, con el motor en saturación profunda ($i_F=10$ A) el par determinado en 2D FEMM llega a superar al obtenido en 3D.

Considerando la posición como parámetro, el error resulta prácticamente constante hasta alcanzar valores de la corriente de fase a partir de los cuales comienza la saturación del núcleo (en torno a 4 A), creciendo posteriormente con la corriente de forma acentuada y cuyo comportamiento se ajusta adecuadamente por una ecuación polinómica de tercer grado ($ax^3 + bx^2 + cx + d$ con $a=0,0011$, $b=-0,0072$, $c= 0,022$ y $d= 0,62$). Resulta notorio destacar como el comportamiento del error resulta en este caso contrario al observado en el flujo concatenado.

En caso de evaluar el error considerando como parámetro la corriente y el giro del motor en sentido horario este resulta inferior (0,2 en promedio frente a 0,8). Ahora el error crece desde la posición de alineamiento hasta que el eje del polo del rotor se encuentra cercano al vértice del polo del estator con el que estaba alineado. A partir de dicha posición este decrece hasta que ambos polos prácticamente dejan de encontrarse solapados, volviendo nuevamente a crecer desde esa posición hasta que el polo del rotor se solapa con el siguiente

Figura 5.5. Par *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor simulada en 2D (superior) y 3D (inferior) para $i_F=0:1:10$ A y $\theta=0:1:10$ deg. rRMSE entre el par obtenido en 2D y 3D considerando como objetivo el par en 3D y tomando como parámetro o bien la corriente (izda.) o bien la posición (dcha.)



polo del estator. Posición a partir de la cual el error vuelve a decrecer hasta alcanzar la de desalineamiento.

El origen del error, y especialmente su dependencia creciente con la corriente conforme el material profundiza en saturación, nuevamente se justifica con la pérdida de resolución en 2D del cálculo del flujo de dispersión y sobre todo del flujo marginal en la dirección axial del eje z .

Por último, obsérvese como al contrario de la relación λ vs. i_F vs. θ , la relación entre el par electromagnético, la corriente de fase y la posición no es biunívoca, imposibilitando con ello la determinación inversa de la posición del rotor a partir del conocimiento del par y la corriente de fase.

5.2.3. Determinación indirecta de la característica del flujo concatenado y el par

En un accionamiento electromecánico compuesto por una parte fija y otra móvil donde se produce la transformación de la energía eléctrica en mecánica, la energía total en el sistema es función de dos variables de estado. Puesto que en una máquina de reluctancia conmutada el inducido móvil es el rotor, su posición siempre es una de ellas. La segunda variable de estado puede elegirse de forma arbitraria entre la corriente de fase y el flujo concatenado [Nagel, 2000], en cuyo caso una dependerá de la otra y viceversa.

Por otro lado, asumiendo que el material no presenta histéresis y despreciando el flujo de dispersión, el modelo eléctrico de una fase del motor con el rotor bloqueado se corresponde con una resistencia asociada al cobre del devanado en serie con una inductancia.

En esas condiciones para cada valor de la posición del rotor θ y la corriente de fase i_F existe un único valor de flujo concatenado λ , de energía almacenada en el campo W_F magnético y de coenergía W_C [Mawardi, 1957]⁹. Tal que:

$$i_F \cdot \lambda = W_F + W_C. \quad (5.27)$$

Operando en términos diferenciales (5.27) se transforma en:

$$i_F(\lambda, \theta)d\lambda + \lambda(i_F, \theta)di_F = dW_F(\lambda, \theta) + dW_C(i_F, \theta), \quad (5.28)$$

lo cual se muestra en las gráficas (a), (b), (d) y (e) de la figura 5.6.

Asimismo, la diferencia entre un diferencial de la energía eléctrica suministrada a una fase del motor W_S y otro de la transformada por efecto Joule W_R en la resistencia del devanado R_C se corresponde con un diferencial de energía eléctrica W_I . Esto es:

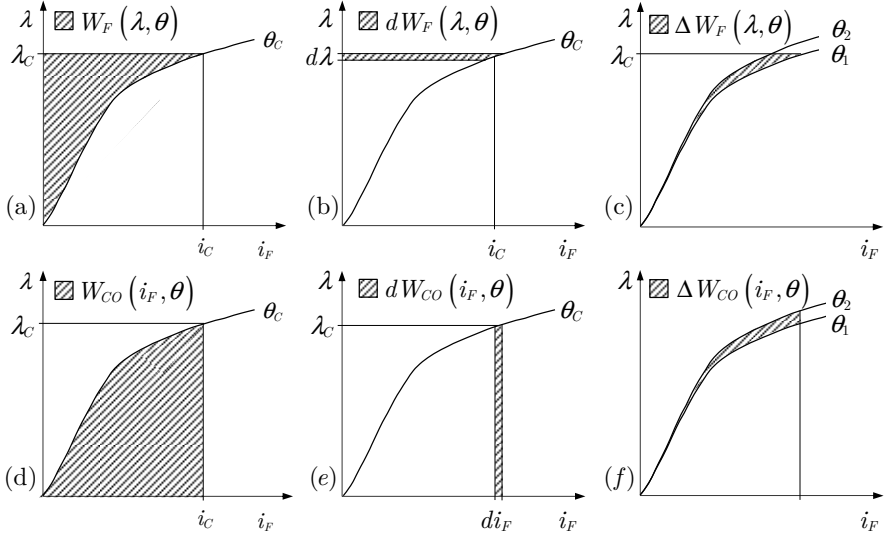
$$dW_I = dW_S - dW_R = (v_F - i_F R_C) i_F dt = e_I \cdot i_F dt, \quad (5.29)$$

donde v_F es la tensión en una fase del motor y e_I la tensión inducida.

Aplicando la ley de Faraday, un diferencial de W_I se puede expresar como:

⁹ Magnitud dual de la energía, sin sentido físico, definida en un sistema conservativo y especialmente útil para el cálculo de las fuerzas magnéticas y el par en las máquinas rotativas

Figura 5.6. Relación entre el flujo concatenado, la corriente de fase, la posición del rotor, la energía almacenada en el campo y la coenergía.



$$dW_I = e_I \cdot i_F dt = \frac{d\lambda}{dt} i_F dt = i_F d\lambda. \quad (5.30)$$

Por otro lado, la relación entre la energía mecánica W_M , W_I y W_F es la siguiente:

$$dW_M = dW_I - dW_F. \quad (5.31)$$

Así, en el caso de considerar como variables de estado la posición del rotor y el flujo concatenado (5.31) se transforma en:

$$dW_M(\lambda, \theta) = i_F(\lambda, \theta) d\lambda - dW_F(\lambda, \theta), \quad (5.32)$$

donde:

$$dW_F(\lambda, \theta) = \left. \frac{\partial W_F(\lambda, \theta)}{\partial \lambda} \right|_{\theta=cte} d\lambda + \left. \frac{\partial W_F(\lambda, \theta)}{\partial \theta} \right|_{\lambda=cte} d\theta. \quad (5.33)$$

De igual modo, un diferencial de energía mecánica se relaciona con el par como sigue:

$$dW_M(\lambda, \theta) = T(\lambda, \theta) d\theta. \quad (5.34)$$

Combinando (5.32), (5.33) y (5.34):

$$T(\lambda, \theta) d\theta = \left[i_F(\lambda, \theta) - \left. \frac{\partial W_F(\lambda, \theta)}{\partial \lambda} \right|_{\theta=cte} \right] d\lambda - \left. \frac{\partial W_F(\lambda, \theta)}{\partial \theta} \right|_{\lambda=cte} d\theta, \quad (5.35)$$

e igualando términos resultan las siguientes expresiones:

$$i_F(\lambda, \theta) = - \left. \frac{\partial W_F(\lambda, \theta)}{\partial \lambda} \right|_{\theta=cte} ; \quad (5.36)$$

$$T(\lambda, \theta) = - \left. \frac{\partial W_F(\lambda, \theta)}{\partial \theta} \right|_{\lambda=cte} . \quad (5.37)$$

Nótese como al operar en sendas expresiones con un diferencial de W_F los valores obtenidos de corriente y de par son instantáneos. Así, el valor promedio del par entre dos posiciones θ_1 y θ_2 , se corresponde con el cociente entre un incremento de W_F (área sombreada en la figura 5.6 (c)) y un incremento de θ causados por el giro del rotor entre ambas posiciones.

Igualmente tal como se deduce analíticamente de (5.36) y gráficamente de la figura 5.6 (b), la energía almacenada en el campo magnético para un valor de flujo concatenado λ_C con el rotor bloqueado en una posición θ_C se puede determinar como:

$$W_F(\lambda_C, \theta_C) = \int_0^{\lambda_C} i_F(\lambda, \theta_C) d\lambda. \quad (5.38)$$

Si por el contrario se elige como variable de estado la corriente en lugar del flujo concatenado y se combinan (5.28) y (5.32) resulta:

$$dW_M(i_F, \theta) = dW_C(i_F, \theta) - \lambda(i_F, \theta)di_F, \quad (5.39)$$

donde:

$$dW_C(i_F, \theta) = \left. \frac{\partial W_C(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} di_F + \left. \frac{\partial W_C(i_F, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_F=cte} d\theta. \quad (5.40)$$

Análogamente al expresar la energía mecánica en función de la posición del rotor y la corriente de fase el par se relaciona con esta como sigue:

$$dW_M(i_F, \theta) = T(i_F, \theta)d\theta. \quad (5.41)$$

Sustituyendo (5.40) en (5.39) y combinando el resultado con (5.41) resulta:

$$T(i_F, \theta)d\theta = \left(\lambda(i_F, \theta) - \left. \frac{\partial W_C(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} \right) di_F + \left. \frac{\partial W_C(i_F, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_F=cte} d\theta. \quad (5.42)$$

De nuevo igualando términos se obtienen dos expresiones que posibilitan determinar, respectivamente, el valor instantáneo del flujo concatenado y del par a partir de la derivada parcial de la coenergía respecto de la corriente de fase en un caso y de la posición en el otro. Esto es:

$$\lambda(i_F, \theta) = \left. \frac{\partial W_C(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} \quad (5.43)$$

y

$$T(i_F, \theta) = \left. \frac{\partial W_C(i_F, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_F = i_c} . \quad (5.44)$$

En este caso el valor promedio del par entre una posición θ_1 y otra θ_2 se corresponde con el cociente entre el incremental de la coenergía (área sombreada en la figura 5.6 (f)) y de la posición que se producen en el giro del rotor entre ambas posiciones.

Así, una vez se conoce la relación $\lambda(i_F, \theta)$ en una posición del rotor θ_C es posible determinar el valor de la coenergía para un valor de corriente de fase i_C (figura 5.6 ((d)) como se indica a continuación:

$$W_C(i_C, \theta_C) = W_C(i_0, \theta_C) + \int_{i_0}^{i_C} \lambda(i_F, \theta_C) di_F, \quad (5.45)$$

donde $W_C(i_0, \theta_C)$ representa el valor de la coenergía en la posición θ_C para un valor de corriente inicial i_0 , cuyo valor al ser habitualmente nulo provoca que también lo sea dicho término. No obstante, es importante recordar que al integrar una función aparece un término constante cuyo valor no tiene por qué ser nulo.

Conocida la relación $\lambda(i_F, \theta)$ en una posición del rotor θ_C , la evaluación de la derivada de su integral para un valor de corriente de fase i_C permite determinar el valor del par en ese punto. Esto es, combinado (5.44) y (5.45) resulta:

$$T(i_C, \theta_C) = \left. \frac{\partial \left(\int_{i_0}^{i_C} \lambda(i_F, \theta) di_F \right) \Big|_{\theta = \theta_C}}{\partial \theta} \right|_{i_F = i_C} . \quad (5.46)$$

Este procedimiento se ha dado en llamar indirecto, puesto que no es posible determinar el par sin el conocimiento previo de la relación $\lambda(i_F, \theta)$.

Asimismo, si la relación conocida es $T(i_F, \theta)$ el cálculo de la coenergía en un punto (i_C, θ_C) se realiza a partir de (5.44) como sigue:

$$W_C(i_C, \theta_C) = W_C(i_C, \theta_0) + \int_{\theta_0}^{\theta_C} T(i_C, \theta) d\theta, \quad (5.47)$$

donde el termino $W_C(i_C, \theta_0)$ representa el valor de la coenergía para la corriente de fase i_C en una posición inicial θ_0 . Sin embargo, al contrario que en el caso anterior, $W_C(i_C, \theta_0)$ no resulta nula salvo que lo sea i_C .

Dado que con corriente de fase no nula la coenergía es mínima en la posición de desalineamiento θ_U y además la relación $\lambda(i_F, \theta_U)$ se puede aproximar por lineal resulta:

$$W_{CO}(i_F, \theta_U) = \frac{1}{2} \lambda(i_F, \theta_U) \cdot i = \frac{1}{2} L_U \cdot i_F^2, \quad (5.48)$$

donde L_U es la inductancia al origen en la posición de desalineamiento.

Análogamente, sabida la relación $T(i_F, \theta)$ para un valor de corriente de fase i_C , el cálculo de la derivada de su integral en una posición θ_C permite determinar $\lambda(i_C, \theta_C)$. Es decir operando con (5.43), (5.47) y (5.48) resulta:

$$\lambda(i_C, \theta_C) = \frac{\partial \left(\frac{1}{2} L_U \cdot i_F^2 + \int_{\theta_r}^{\theta_c} T(i_F, \theta) d\theta \right) \Big|_{i_F=i_C}}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\theta_C} . \quad (5.49)$$

Este procedimiento al igual que el anterior se considera indirecto, dado que el cálculo de la relación $\lambda(i_F, \theta)$ requiere del conocimiento previo de la característica $T(i_F, \theta)$.

El resultado de aplicar (5.49) partiendo del valor de L_U y la característica $T(i_F, \theta)$ procedentes de la simulación del SRM 24/18 en 3D por el FEM se puede observar en las gráficas (e) y (g) incluidas en la figura 5.7.

Se han evaluado múltiples funciones para la determinación analítica de la relación $T(i_F, \theta)$, ofreciendo la mejor bondad del ajuste una ecuación compuesta por la suma de 8 senoides, tal que:

$$T(\theta, i_F) = f_T = \sum_{n=1}^8 a_n \sin(b_n \theta + c_n) \Big|_{i_F=cte} . \quad (5.50)$$

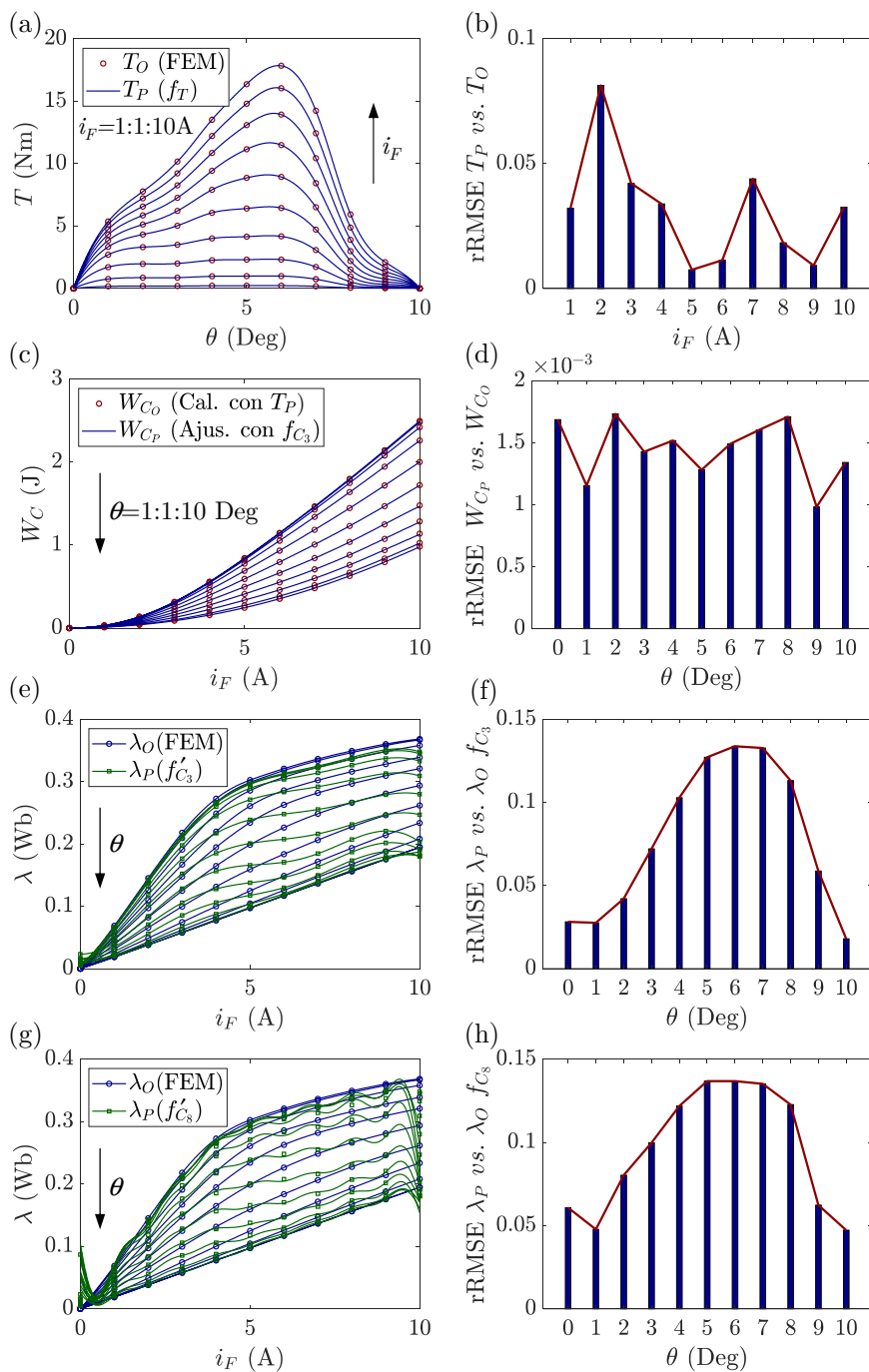
Lo cual se ilustra cualitativamente y cuantitativamente en las gráficas (a) y (b) mostradas en la figura 5.7, donde como factor de calidad del ajuste entre los valores objetivo del par procedentes del FEM (apartado 5.2.2) y los evaluados mediante (5.50) (indicados, respectivamente, con el subíndice O y P) se ha elegido el rRMSE.

Puesto que en este caso lo que se pretende es evaluar el procedimiento y el tiempo de cómputo, este no se ha tenido en cuenta. Si bien, resulta conveniente hacer notar la necesidad de determinar 24 coeficientes para cada valor de corriente de fase (en este caso considerada como parámetro), lo que ha supuesto un total de 240 coeficientes considerando 10 valores de corriente entre 1 y 10 A espaciados 1 A.

Seguidamente mediante (5.47) y (5.50) se ha calculado la coenergía y procurado una función que la relacione con la corriente de fase tomando como parámetro la posición del rotor. El uso de una función compuesta por la suma de solo 3 senoides ($m=3$), como la indicada a continuación:

$$W_C(i_F, \theta) \approx f_{C_m} = \sum_{n=1}^m d_n \sin(e_n \theta + g_n) \Big|_{\theta=cte} , \quad (5.51)$$

Figura 5.7. Resultado de la determinación de la coenergía (c) y el flujo concatenado (e y g) a partir del par (a). Error rRMSE entre los valores objetivo (O) y calculados (P) analíticamente del par (b), la coenergía (d) y el flujo concatenado (f y h).



ha dado lugar a mejores resultados que en el caso del par, tal como se deduce de las gráficas (c) y (d) que se exhiben en la figura 5.7. En este caso se han considerado 11 posiciones tomadas de grado en grado entre la posición de alineamiento (0°) y la de desalineamiento (10°), resultando un rRMSE uniforme y cuasi nulo en todas las posiciones. Se ha probado aumentar hasta 8 el número de términos sinusoidales resultando la mejora prácticamente nula. De igual modo se ha analizado la posibilidad de disminuir a dos términos la función, lo que ha dado lugar a un rRMSE entorno a un 9,4 veces mayor, resultando aun así considerablemente reducido.

Por último el flujo se ha obtenido tal como se indica en (5.43) y (5.51), siendo este una función del tipo:

$$\lambda(i_F, \theta) \approx f_{C_m}' = \sum_{n=1}^m e_n d_n \cos(e_n \theta + g_n) \Big|_{\theta=cte} \quad (5.52)$$

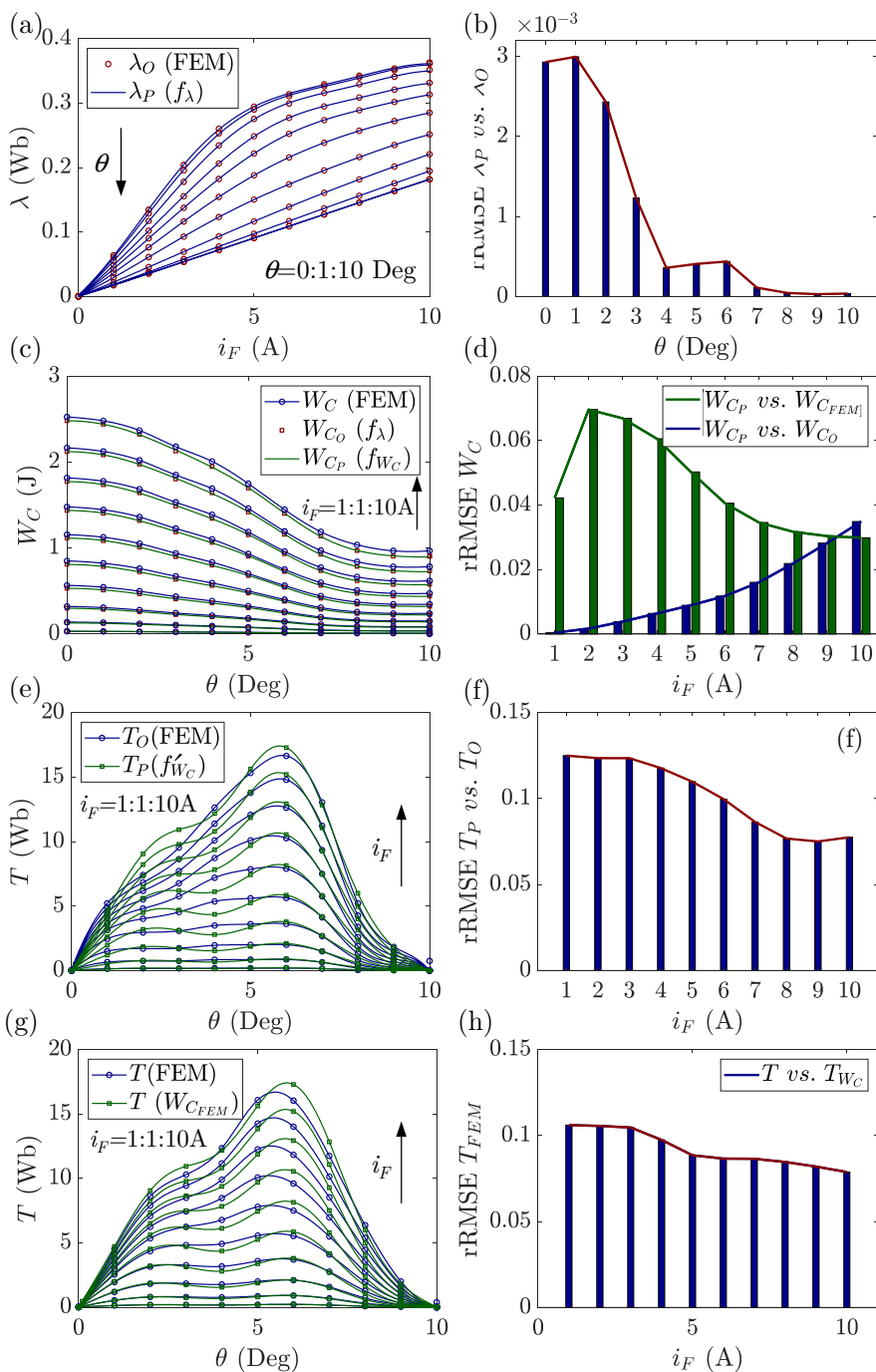
y cuyo valor tal como se deduce de los resultados mostrados en las gráficas (e) y (f) y (g) y (h) incluidas en la figura 5.7 donde la función coenergía se ha aproximado, respectivamente, con m igual a 3 y a 8 términos, resulta lejano del objetivo procedente del FEM, especialmente en las posiciones centrales del rotor y para altos valores de corriente de fase. Asimismo, un incremento hasta 8 términos de la función coenergía no conlleva una mejora del rRMSE asociado al flujo concatenado. Igualmente, tanto con 3 como con 8 términos en las características de flujo obtenidas mediante este procedimiento inverso se aprecian ciertas oscilaciones que no deberían aparecer, siendo más significativas en las posiciones intermedias donde suele operar el motor.

De igual modo, se ha partido de los resultados procedentes de la simulación por el FEM del SRM 24/18 y se ha evaluado el método inverso para la determinación del par. En este caso, la función de ajuste seleccionada para determinar la característica $\lambda(i_F, \theta)$ ha sido una serie de Fourier con 3 términos ($m=3$). Esto es:

$$\lambda(i_F, \theta) \approx f_\lambda = p_0 + \sum_{n=1}^m p_n \cos(m \cdot \omega \cdot i_F) + q_n \operatorname{sen}(m \cdot \omega \cdot i_F) \Big|_{\theta=cte}, \quad (5.53)$$

habiendo sido necesaria la determinación de 77 coeficientes, considerando como es el caso 11 valores de posición del rotor entre 0° y 10° espaciados 1° mecánico. El resultado de evaluar (5.53) se puede observar en las gráficas (a) y (b) incluidas en la figura 5.8.

Figura 5.8. Resultado de la determinación de la coenergía (c) y el par (e y g) a partir del flujo concatenado (a). Error rRMSE entre los valores objetivo (O) y calculados (P) analíticamente del flujo concatenado (b), la coenergía (d) y el par (f y h).



A continuación tras la integración de (5.53) se ha determinado la coenergía en función de la corriente de fase para cada posición del rotor, mediante la siguiente expresión:

$$W_C(i_F, \theta) = f_{\lambda} = p_0 i_F + \sum_{n=1}^m k_n + \frac{p_n \operatorname{sen}(m \cdot \omega \cdot i_F) - q_n \operatorname{cos}(m \cdot \omega \cdot i_F)}{n \cdot \omega} \Bigg|_{\theta=cte}, \quad (5.54)$$

donde resulta notoria la aparición del término k_n igual a:

$$k_n = q_n \frac{n}{m!}, \quad (5.55)$$

que se corresponde con la constante no nula resultante de la integración y que previamente no aparecía en la expresión (5.53).

Conocida la coenergía se ha obtenido una ecuación que posibilita su determinación en función de la posición del rotor manteniendo constante la corriente de fase:

$$W_C(i_F, \theta) = f_{W_C} = u_0 + \sum_{n=1}^m -u_n \operatorname{cos}(-N_{PR} \cdot n \cdot \theta_{rad}) \Bigg|_{i_F=cte}, \quad (5.56)$$

donde N_{PR} es el número de polos del rotor y θ_{rad} su posición expresada en radianes. El valor de m se ha fijado en 6, por lo que ha sido necesario determinar un total de 70 coeficientes para 10 valores de corriente de fase espaciados 1 A entre 1 y 10 A.

El resultado de evaluar (5.54) y (5.56) se muestra en las gráficas (c) y (d), de la figura 5.8 donde se puede comprobar como el rRMSE entre la coenergía obtenida con (5.54) y (5.56) resulta menor que el resultante entre la procedente de la simulación por el FEM y la determinada con (5.54), siendo este especialmente superior cuanto menor es la corriente de fase.

Finalmente a través de la derivación de (5.56) respecto de la posición del rotor se ha obtenido una expresión que posibilita el cálculo de las características del par a corriente constante. Tal que:

$$T(i_F, \theta) = f'_{W_C} = N_{PR} \sum_{n=1}^m n \cdot u_n \operatorname{sen}(N_{PR} \cdot n \cdot \theta_{rad}) \Bigg|_{i_F=cte}, \quad (5.57)$$

donde se ha mantenido el número m de términos del sumatorio en seis.

En las gráficas (e) y (f) de la figura 5.8 se pueden observar, respectivamente, las características de par calculadas con (5.57) y el rRMSE entre estas y las procedentes de la simulación por el FEM. Igualmente, en las gráficas (g) y (h) se muestran las curvas de par procedentes de la simulación por el FEM y las obtenidas tomando como origen los valores de la coenergía obtenidos en dichas simulaciones y el rRMSE entre ellas. Como se puede apreciar la

diferencia en ambos casos entre los valores del rRMSE (gráficas (f) y (h)) no dista significativamente, siendo uniforme hasta unos 5 A y en términos absolutos aproximadamente igual a 0,018 e inferior a la mitad en adelante, lo cual guarda cierta coherencia con lo observado en la gráfica (d), no siendo en consecuencia el error en la estimación de la coenergía la principal fuente de error del cálculo del par de forma indirecta sino la metodología asociada a dicho procedimiento en caso de asumir como válida la expuesta en el apartado anterior.

En ambos casos el par máximo obtenido mediante el procedimiento indirecto tiende a superar al procedente de su cálculo directo mediante (5.25) y (5.26). Asimismo, al estimar de forma indirecta el flujo concatenado, las curvas de par obtenidas mediante este procedimiento exhiben ciertas oscilaciones impropias de una característica real como se puede observar en el siguiente apartado.

5.3. Caracterización Experimental

Análogamente a como se ha visto en el apartado anterior la determinación experimental de la característica flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor puede realizarse o bien de forma directa o bien de forma indirecta, lo cual es extensible a la obtención de la característica electromecánica que relaciona el par motor con la corriente de fase y la posición del rotor.

En el procedimiento directo la determinación experimental del flujo concatenado se realiza mediante la medida de magnitudes eléctricas como se ha descrito en el capítulo 2 para el material, mientras que en el indirecto es necesaria la medida del par motor mediante un sensor específico. No obstante, como se ha demostrado en el apartado anterior este procedimiento presenta ciertas limitaciones.

Asimismo la caracterización experimental directa del flujo concatenado puede acometerse o bien bloqueando el rotor en cada posición para la cual se desea obtener la relación entre este y la corriente de fase, o bien dejándolo libre como se propone en [Mir, 1998], [Chen, 2011] y [Shen, 2013]. En la segunda y la tercera referencia el proceso es más rápido y requiere de menor utilería mecánica adicional, resultando especialmente adecuado en aquellos ambientes industriales donde no es posible bloquear el rotor. Sin embargo, con el rotor libre la característica completa se determina mediante funciones de ajuste y en consecuencia adolece de una menor precisión frente a la que se obtiene con este bloqueado, incluso en recientes publicaciones donde se hace uso de lógica borrosa [Liu, 2021]. Así, dada la posibilidad de solventar ese

inconveniente, en este estudio los ensayos se han realizado con el rotor bloqueado, para lo cual ha sido necesario diseñar y construir un conjunto adicional de piezas.

La determinación de las características de par mediante el procedimiento directo a priori requiere de un tiempo de dedicación experimental superior al indirecto y una mayor infraestructura, debido a utilería adicional que para ello hay que diseñar y construir, además de la necesidad de disponer de un sensor de par. Sin embargo, como se ha demostrado en el apartado anterior cuando se superponen las características obtenidas de forma directa e indirecta se observa un claro desajuste entre ambas, hecho que justifica la necesidad de la estimación directa cuando se requiere diseñar algoritmos de control de par suficientemente precisos. Es por ello que en esta tesis la determinación de la característica de par se ha realizado al igual que en el caso del flujo concatenado de forma directa.

Asimismo, al haber obtenido sendas características de flujo y par de forma directa es posible reevaluar el método indirecto basándonos en datos reales.

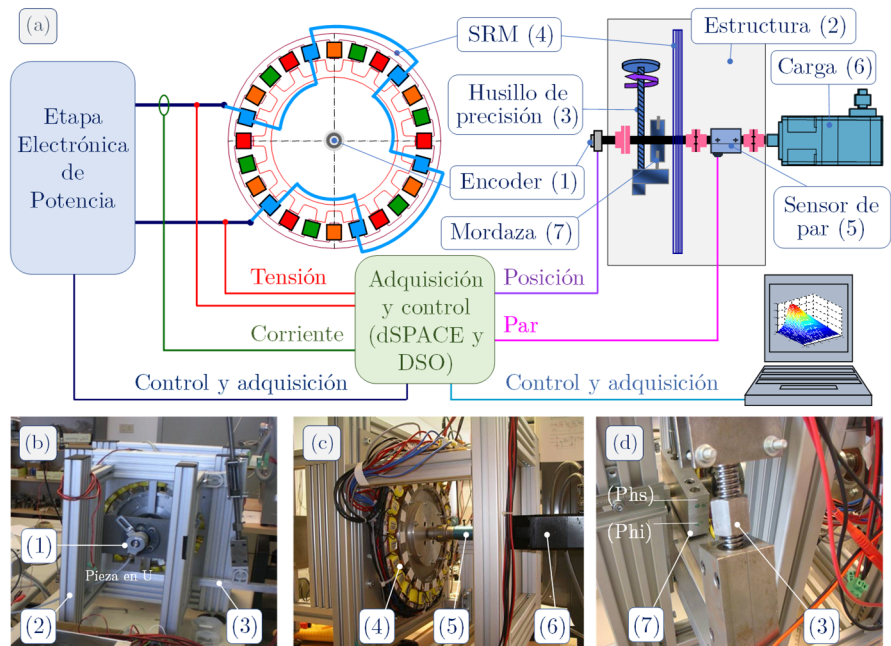
5.3.1. Descripción del banco de ensayos del SRM

La caracterización experimental del prototipo se ha realizado mediante la ayuda de un banco de ensayos diseñado y construido *ad hoc*, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 5.9 (a) junto a varias fotografías de su implementación física.

Dada la particular forma plana de este motor ha sido necesario construir una estructura de aluminio en forma de prisma rectangular hueco, sobre la cual se han fijado el resto de piezas y husillos que sirven para soportar el motor, bloquear su eje, hacerlo rotar, colocar los sensores para la medida de la posición del rotor y el par motor y soportar un servomotor que actuará como carga (fotografías (a) y (b) en figura 5.9). Asimismo, con el fin de reducir el impacto de las posibles vibraciones que se produzcan con el giro del motor, la estructura se ha apoyado sobre cuatro patas de goma.

El motor se ha montado sobre una placa metálica, que a su vez se ha colocado sobre la parte interna de una de las dos caras frontales de la estructura metálica. Con el fin de facilitar el giro del eje del motor hasta una posición concreta con suficiente precisión y su posterior bloqueo, se han diseñado y construido unos husillos específicos (fotografía (c) en figura 5.9). Estos se han colocado en la parte externa de la misma cara de la estructura sobre la cual se ha colocado el motor en el caso de realizar los ensayos de caracterización del

Figura 5.9. Diagrama de bloques y fotografías del banco de ensayos.



flujo y en la otra cara externa donde se sustenta el servomotor que actúa como carga si lo que se está determinando es el par.

El primero de ellos, encargado del giro del rotor, se compone básicamente de: a) una pieza con forma de U rectangular (más ancha que alta y profunda), en cuyas columnas se han practicado dos orificios roscados en los que se insertan dos tornillos Allen que sirven para abrazar el eje del motor que sobresale hacia el exterior de la estructura quedando este el interior de la U; b) de un husillo roscado de precisión, que posibilita la rotación del eje del motor con una resolución superior a una décima de grado mecánico; c) el conjunto de piezas necesarias para su sujeción, giro y soporte (fotografías (b) y (d) en figura 5.9). Así, una vez amordazado el eje, se puede hacer que avance hasta la posición que se desee girando el husillo roscado.

El segundo consiste en un sistema capaz de bloquear el motor sin riesgo de desplazamiento en las posiciones donde el par resulte máximo. Este se constituye por una pieza de aluminio con forma de prisma rectangular, denotada como Phf y diseñada con 2 orificios pasantes (en la dirección del eje z) en cada extremo para poder ser atornillada a la estructura. Los cuatro orificios pasantes se han realizado con dos diámetros, uno al comienzo superior, para albergar la cabeza de un tornillo Allen cilíndrico, y seguidamente otro inferior, ligeramente superior al del cuerpo roscado de ese tornillo. Asimismo, desde la base

de Phf se han insertado dos bulones de acero (en la dirección del eje y) que sobresalen por su parte superior y que sirven como ejes para el desplazamiento vertical de otras piezas que forman una prensa, con el propósito de poder bloquear el eje del motor.

Dicha prensa está formada a su vez por dos prismas rectangulares de aluminio de menor tamaño que Phf, denotados como Phi y Phs (imagen (d) en figura 5.9). En la parte central superior de sendos prismas se ha vaciado una porción semicilíndrica en la dirección del eje z , de forma que, si uno se invierte y se apila sobre el otro, entre ambos queda un orificio cilíndrico del mismo diámetro que el del eje del motor. Asimismo, en sendos prismas se han practicado dos orificios pasantes y simétricos en los cuales se inserta la parte de los bulones que sobresale de Phs, posibilitando con ello el desplazamiento de Phf y Phi (únicamente en la dirección del eje y) hasta amordazar y por ende bloquear el eje del motor. El apriete de sendos prismas se lleva a cabo mediante dos tornillos Allen de cabeza cilíndrica. Para ello sobre el prisma superior Phs se han realizado dos orificios pasantes y simétricos (en la dirección del eje y y semejantes a los de la pieza Phf) y sobre el prisma inferior Phi otros dos roscados en las mismas posiciones x y z que los anteriores (fotografías (d) en figura 5.9).

La medida de la posición se realiza con un encoder incremental KÜBLER 5020 con una resolución de $0,025^\circ$ mecánicos. Resolución más que suficiente considerando que, a pesar de ser un motor con alto número de polos, la distancia angular entre las posiciones de alineamiento y de desalineamiento son 10° mecánicos y que la distancia angular de activación sin solapamientos entre fases se produce cada 5° .

El encoder, al ser de eje hueco, se ha fijado por un lado a la estructura metálica atornillándolo a través de una anilla solidaria a este y por otro, tal como indica el fabricante, al lado externo (sin chavetear) del eje del motor mediante un tornillo prisionero. De modo que es posible que la posición de alineamiento del motor considerada como 0° , no coincida exactamente con la correspondiente a la del encoder. En consecuencia, esa posible desviación debe de ser corregida mediante programación antes de comenzar los ensayos, incluso en caso de haberlo sido previamente (recuerde el lector que en un leve giro en un eje de unos pocos centímetros de diámetro pueden suponer algunos grados, lo cual considerando un paso de activación entre fases sin solapamiento de 5° es realmente significativo).

Para la medida y visualización de la información proporcionada por los ensayos se ha dispuesto de una tarjeta de adquisición de datos dSPACE DS1103 y el software asociado ControlDesk, mediante el cual se han diseñado

múltiples interfaces gráficas. La programación de la tarjeta y su control, así como del procesado de la información enviada y recibida a través de esta, se ha realizado haciendo uso de la herramienta Real Time Interface (RTI) instalada en un PC. Esta herramienta posibilita la generación automática de código para la implementación en el hardware de la plataforma dSPACE de los modelos creados previamente haciendo uso de MATLAB®-Simulink®-Stateflow®, posibilitando con ello pruebas tipo *hardware in the loop* (HIL), así como la modificación on line de las variables de control sobre el sistema real.

Para la medida de las magnitudes eléctricas, además de la tarjeta de adquisición de datos, se han empleado sondas de corriente Tektronix PCP202 y de tensión Tektronix P5205 y un osciloscopio digital Tektronix DPO7104.

En cuanto a la etapa electrónica de potencia su topología varía en función del ensayo y tipo de excitación deseada en ese ensayo. Así, cuando se ha determinado la característica de flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición se han efectuado pruebas con tensiones de fase de tipo rectangular unipolar (*single switch* \rightarrow 1 transistor + 1 diodo de libre circulación), rectangular bipolar (semipunto asimétrico \rightarrow 2 transistores + 2 diodos de libre circulación) y sinusoidal rectificada (rectificador controlado en media onda \rightarrow 1 tiristor + 1 diodo de libre circulación). Si por el contrario el ensayo de caracterización experimental se ha realizado para obtener el par, la tensión de fase aplicada ha sido un pulso rectangular (*single switch* \rightarrow 1 transistor + 1 diodo de libre circulación). Asimismo, en el caso en que la tensión de alimentación de la etapa de potencia no se ha obtenido de una fuente comercial de tensión variable sino directamente de la red de distribución monofásica, entre esta y la etapa de potencia se ha incluido un autotransformador con el fin de controlar la altura o la amplitud según el caso de la tensión de fase y facilitar además aislamiento galvánico. De igual modo, en los ensayos dinámicos de caracterización en los que ha resultado necesario alimentar de forma consecutiva las 4 fases del motor, la topología empleada ha sido un semipunto asimétrico de 4 ramas (2 transistores + 2 diodos de libre circulación por rama) [Krishnan, 2001].

La medida del par se ha realizado mediante el uso de un sensor capaz de operar hasta un máximo de 20 Nm (Lorenz Messtechnik DR-2112), siendo este válido a tenor de los resultados obtenidos en los apartados anteriores. En los ensayos dinámicos dicho sensor se ha colocado mediante dos acoplamientos entre el eje del motor y el eje del servo motor que actúa como carga. En tanto que en los ensayos de caracterización estática el servo motor se ha sustituido por solo un eje diseñado para tal fin, el cual se ha colocado con ayuda de varias piezas sobre la estructura metálica. De este modo empleando los husillos

anteriormente descritos es posible bloquear ese lado del sensor y excitar el SRM colocado en el lado contrario para determinar el par que ejerce en cada posición y para un valor de corriente de fase.

5.3.2. Determinación experimental del par de forma clásica

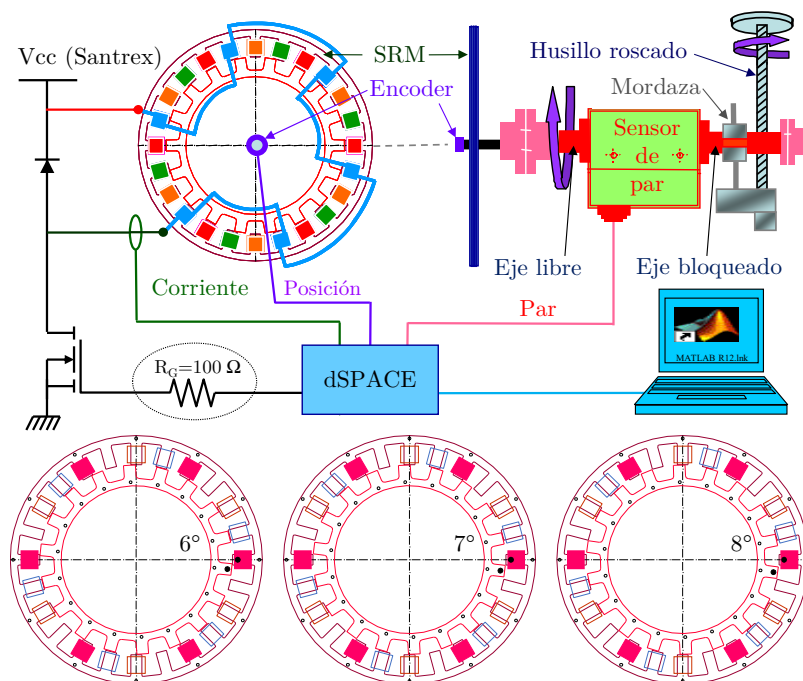
En la literatura existen múltiples referencias dedicadas a la determinación experimental del par en un motor de reluctancia conmutada, siendo la principal diferencia entre ellas la aplicación de un procedimiento o bien directo [Zhang, 2006], o bien indirecto [Dragu, 2003] e incluso de ambos [Ferrero, 1993], [Chancharoensook, 2001] y [Gobbi, 2008a], donde cuando el par se obtiene por el método indirecto se muestran características con oscilaciones incluso mucho más pronunciadas que en las gráficas (e) y (g) de la figura 5.8.

En el procedimiento experimental clásico la determinación del par se realiza dejando libre el lado del eje del sensor de par solidario al del SRM y una vez el rotor se encuentra en la posición deseada se bloquea el lado contrario del eje del sensor que va unido al motor que actúa como carga (figura 5.11 superior). Seguidamente se aplica un pulso de corriente de fase y cuando este alcanza el régimen permanente se captura el valor de la posición del rotor, la corriente de fase y el par.

Como sucede en las simulaciones por el FEM, el número de ensayos a realizar es igual al producto del número de valores de posición N_θ y de corriente de fase N_{i_f} en los que se quiere caracterizar el motor. Así, para 11 valores de posición desde 0 hasta 10 grados espaciados 1 grado y 10 de corriente desde 1 hasta 10 A cada 1 A ha sido necesario realizar un total de 110 ensayos experimentales.

En las referencias anteriores dedicadas a la determinación experimental de forma directa del par el SRM caracterizado es del tipo 8/6, siendo la distancia angular entre las posiciones de alineamiento y no alineamiento de 30°. Asimismo resulta común encontrar publicaciones en las que el motor testado es del tipo 6/4 [Rasmussen, 1998] o [Corda, 2004], donde la distancia angular entre ambas posiciones es de 45°. Sin embargo, el prototipo a caracterizar en esta tesis es un SRM muy atípico con 18 polos en el rotor, 4 fases, con una distancia angular de 10° y un ángulo máximo de conducción para cada fase sin solapamientos de tan solo 5°. Así, como se deduce del resultado de las simulaciones por el FEM (figura 5.8), un leve giro del rotor en sentido horario (desde la posición de alineamiento hacia la de desalineamiento) de tan solo 1° en la región angular en la que los polos dejan de solaparse (figura 5.10 inferior)

Figura 5.10. Diagrama de bloques del ensayo experimental del par. Imágenes del comienzo y el final de la posición del rotor donde el par presenta mayor pendiente.

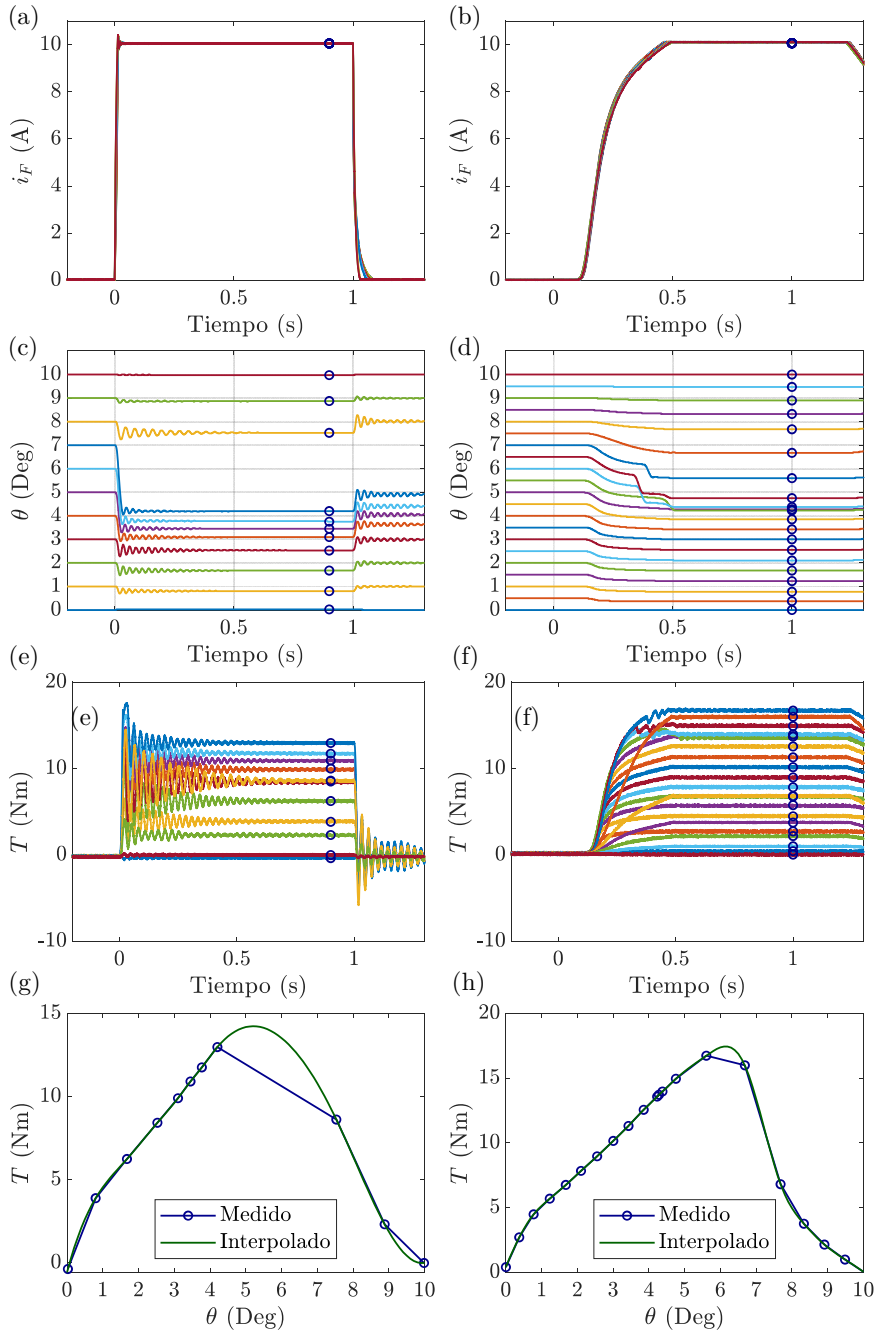


implica una significativa variación del par complicando su medida de forma experimental.

En dichas referencias el par se determina mediante el método clásico aplicando a una fase del motor un escalón de tensión. No obstante, no se comenta la fuerte variación que en el tiempo puede sufrir la corriente y en consecuencia el par si la relación temporal asociada al cociente entre el coeficiente de auto-inducción y la resistencia equivalente de una fase es muy reducida. Lo cual, a su vez causa el giro del eje del motor imposibilitando la medida del par en las posiciones donde este resulta máximo, especialmente para elevados valores de corriente.

Este fenómeno se puede observar en las gráficas (a), (c), (e) y (g) de la figura 5.11, donde se muestra el resultado de 11 ensayos realizados entre las posiciones de alineamiento y desalineamiento variando la posición del rotor de grado en grado para una corriente de fase de 10 A. Así, el rápido crecimiento de la corriente de fase provoca pronunciadas oscilaciones en el par sobrepasando el valor de régimen permanente.

Figura 5.11. Forma temporal experimental de la corriente de fase i_F , la posición del rotor θ y el par T cuando i_F se establece bruscamente (a, c y e) y suavemente (b, d y f). Relación $T(i_F, \theta)$ con i_F igual a 10 A en un caso (g) y en el otro (h).



De igual modo, el fuerte crecimiento del par origina un brusco desplazamiento del rotor hacia posiciones cercanas a la de alineamiento donde el par es menor hasta alcanzarse una situación estable, en la que el par de fuerzas que actúan de forma opuesta entre el extremo del eje del sensor solidario al del motor y el opuesto sujeto por la mordaza se igualan. No siendo en este caso viable la medida del par para un valor de corriente estable de 10 A en la región comprendida entre aproximadamente 4 y $7,5^\circ$.

En los ensayos anteriores se ha aplicado sobre una fase del motor la tensión de salida de una fuente de tensión (Xantres XDC 600-10) a través de un transistor MOSFET, el cual como suele ser habitual opera con una resistencia de puerta R_G del orden de unas decenas de ohmios (concretamente 100Ω). Este se encarga de aplicar y cortar la excitación durante el intervalo temporal necesario para que las variables a medir se estabilicen evitando además un innecesario calentamiento del devanado. En cuanto al pulso de control aplicado en la puerta del transistor, este procede de la tarjeta de adquisición de datos dSPACE DS1103 que a su vez se encarga de la captura de la información.

5.3.3. Nueva metodología para la determinación del par

Con el fin de solventar la pérdida de información en el intervalo de posiciones donde el par resulta máximo se propone reducir la velocidad de crecimiento de la corriente elevando notablemente la resistencia de puerta a unas decenas de $M\Omega$ [Perez-Cebolla, 2012c]. Con ello la potencia que disipa el transistor durante el intervalo de conmutación a conducción resulta más alta, sin embargo, puesto que únicamente se aplica un pulso de conducción por ensayo no resulta problemática. Además, la resistencia de puerta se sustituye por el conjunto formado por dos ramas en paralelo en la que en una se coloca un diodo con el ánodo unido al terminal de puerta del transistor y el cátodo a una resistencia de unas decenas de ohmios, estando en la otra rama la resistencia de varias decenas de mega ohmios.

El resultado para una corriente de fase igual a 10 A y 21 posiciones entre 0 y 10° bloqueando un lado del eje del sensor cada $0,5^\circ$ se muestra en las gráficas (b), (d), (f) y (h) de la figura 5.11. En estas se pueden apreciar como al reducirse el crecimiento de la corriente las oscilaciones en el par son prácticamente nulas y el desplazamiento del rotor respecto a su posición de origen es mucho menor. Con ello se posibilita la medida del par en la región donde antes no era posible excepto entorno a unos 6° donde el par resulta máximo como consecuencia de lo inestable que resulta esa posición.

Por otro lado, la notable reducción de la velocidad de crecimiento de la corriente permite capturar en cada posición el valor del par para Ni_F valores de corriente en solo un ensayo. En cuyo caso en lugar de los $Ni_F \times N_\theta$ ensayos correspondientes al método clásico únicamente son necesarios N_θ y de menor duración.

El resultado de evaluar ambos métodos en las mismas posiciones y para los mismos valores de corriente de fase que por el FEM en 3D se muestra en la figura 5.12 (a) junto con el rRMSE y la diferencia de los resultados obtenidos por el método propuesto frente al clásico, poniéndose de manifiesto su validez.

Asimismo, en las gráficas (b) y (d) de la figura 5.12 se pueden observar, respectivamente, las características $T(i_F, \theta)$ determinadas experimentalmente por el método clásico y por el FEM y el rRMSE que existe entre ellas para cada valor de la corriente de fase ensayado. Donde a pesar de que en términos relativos el rRMSE no es excesivamente alto, ni tampoco en términos absolutos el RSME, cuyo valor máximo de 0,6633 Nm se produce con i_F igual a 6 A, la máxima diferencia entre curvas si es significativa. Esta se produce para ese mismo valor de corriente llegando a alcanzar un valor de 1,67 Nm (figura 5.12 (f)) de ningún modo despreciables frente los 9,25 del máximo valor del par.

A tenor del análisis anterior, se puede concluir como los resultados obtenidos en la simulación por el FEM sí resultan válidos en la fase previa de diseño del motor donde se parte de unos requerimientos de par máximo. Sin embargo, el desarrollo de algoritmos de control de par suficientemente precisos requiere de una posterior caracterización experimental del motor.

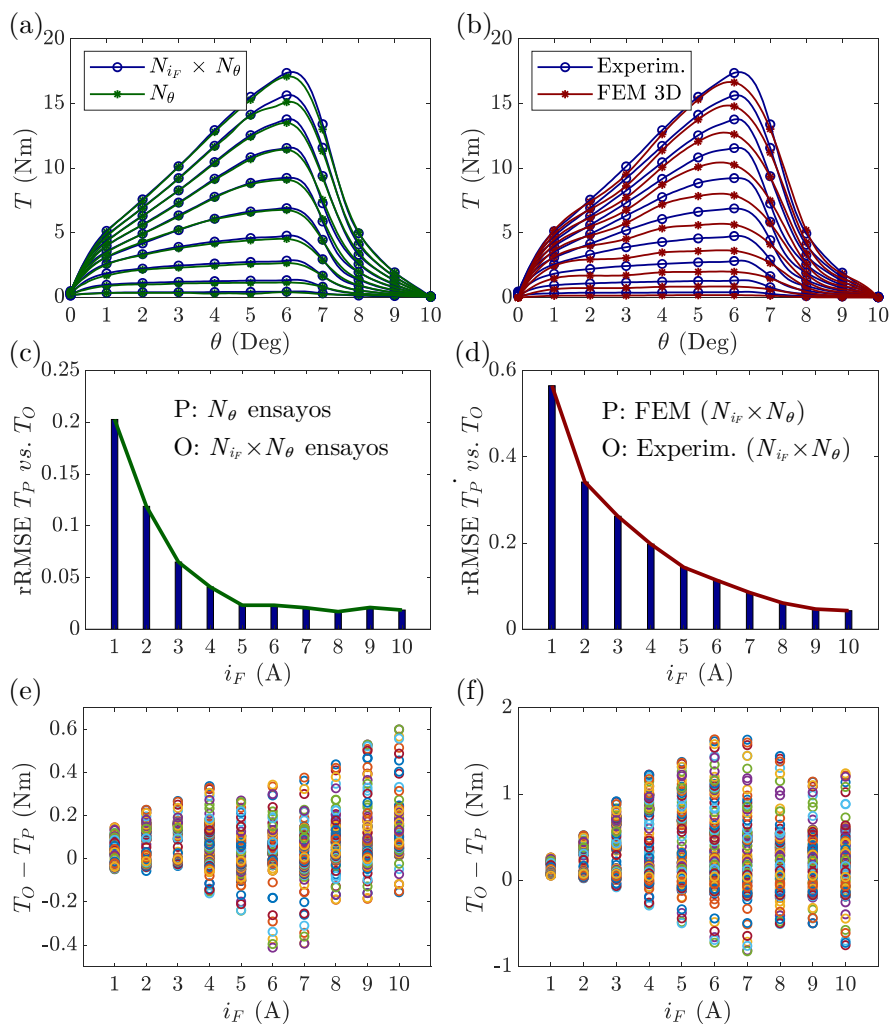
5.3.4. Determinación clásica del flujo concatenado

Análogamente al par, la determinación experimental de la relación entre el flujo concatenado λ , la corriente de fase i_F y la posición del rotor θ se puede abordar de forma directa, mediante la medida de magnitudes eléctricas como sucede en [Krishnan, 1989], [Parreira, 2005a], [Cheok, 2007a] o [Song, 2015] entre otras referencias; indirecta a partir del conocimiento de la relación $T(i_F, \theta)$ al igual que en [Zhang, 2006] o de ambas formas [Gobbi, 2008a].

La determinación experimental de forma directa del flujo concatenado habitualmente se divide en dos fases. En la primera se bloquea el rotor en una posición deseada, se excita una fase del motor y se captura la tensión v_F entre sus bornes y la corriente i_F que por ella circula. Posteriormente el flujo concatenado se determina numéricamente como sigue:

$$\lambda = \lambda_0 + \int_{t_0}^t v_F - R_W \cdot i_F dt, \quad (5.58)$$

Figura 5.12. Izquierda: características $T(i_F, \theta)$ determinadas experimentalmente por el método propuesto realizando $N_{i_F} \times N_\theta$ y N_θ ensayos, rRMSE y diferencia entre los valores obtenidos para cada valor de i_F ensayada. Derecha: características $T(i_F, \theta)$ determinadas experimentalmente y por el FEM con $N_{i_F} \times N_\theta$ ensayos, rRMSE y diferencia entre ambos métodos para cada valor de i_F .



donde R_W es la resistencia equivalente del devanado y λ_0 el valor del flujo concatenado en el instante inicial t_0 .

En cuanto al tipo de excitación aplicada, esta suele ser una señal rectangular unipolar [Lovatt, 1992], [Sharma, 1999], [Dragu, 2003] y [Zhang, 2010], rectangular bipolar [D'hulster, 2004], [Fuengwarodsakul, 2006], [Charton,

2006] y [Zhang, 2006], sinusoidal completa [Ferrero, 1990] o rectificada en media onda [Parreira, 2005a].

En el caso de una señal rectangular unipolar, la tensión a la salida de una fuente de tensión continua se aplica al conjunto que forman una fase del motor en antiparalelo con un diodo de libre circulación, mediante la puesta en conducción de un transistor colocado en serie con ambos. Con esta técnica son necesarios tan solo un diodo y un transistor y además al estar limitada la duración temporal del pulso de excitación la deriva térmica del devanado es despreciable. No obstante, dado que la fuente de tensión suele incluir en su etapa de salida un condensador, el cual queda en paralelo con una fase del motor formando un equivalente RLC, la tensión y la corriente pueden presentar oscilaciones como se observa en [Radimov, 2005] y [Gobbi, 2008a], siendo la solución a adoptar el uso de una o más baterías colocadas en serie actuando como fuente de tensión [Sharma, 1999]. Otro inconveniente intrínseco a este procedimiento es el reducido valor de la tensión de fase cuando el diodo se encuentra en conducción, lo cual puede resultar un inconveniente si el offset de la sonda de medida no se ha compensado correctamente como consecuencia de su integración temporal. Asimismo, una tensión de fase tan reducida da lugar un prolongado periodo de desmagnetización.

Cuando por el contrario se desea disponer de excitación rectangular bipolar, el diodo y el transistor se sustituyen por un semipunto asimétrico. Este tipo de excitación elimina el problema del bajo valor de la tensión de fase durante el intervalo de desmagnetización reduciendo su duración. No obstante, como sucede con la señal rectangular unipolar, su contenido armónico es importante y el modelo formado por el conjunto R-L serie de una fase del motor correspondiente a una excitación de baja frecuencia pierde validez. Además, un cambio brusco en la tensión de excitación puede conllevar una pérdida de información durante el proceso de muestreo de v_F e i_F .

En [Ferrero, 1990] y [Parreira, 2005a] se propone operar, respectivamente, con una excitación sinusoidal y su rectificada en media onda mediante un diodo. En ambos casos se elimina la necesidad de emplear condensadores de elevado valor o baterías como sucede con la excitación rectangular. Sin embargo, al ser la excitación mantenida se reduce la posibilidad de operar con elevados valores de corriente sin riesgo de deteriorar el motor. Por otro lado, la resistencia asociada al cobre resulta dependiente de la temperatura, por consiguiente, al cabo de varios ciclos esta puede verse alterada. No obstante, sin ser el caso, esa resistencia no resulta necesaria en el cálculo del flujo concatenado si este se determina mediante un devanado auxiliar.

5.3.5. Procedimiento propuesto para la determinación del flujo concatenado

Con el fin de paliar los inconvenientes de los modos de excitación anteriores y a su vez conservar sus beneficios, en este estudio se propone determinar el flujo concatenado haciendo uso de la instrumentación y el circuito¹⁰ propuesto para la caracterización del material en el apartado 2.5.

En la parte superior de la figura 5.13 se muestra el diagrama de bloques de la configuración del banco para este tipo de ensayo junto con la representación temporal de la tensión, la corriente de fase y el pulso de disparo del tiristor v_P capturadas con el osciloscopio. Asimismo, en la parte inferior se puede observar una imagen de la interface gráfica de la herramienta creada para automatizar el proceso mediante el programa ControlDesk, la tarjeta de adquisición de datos dSPACE DS1103 y un conjunto de algoritmos programados para ese propósito en el entorno Matlab-Simulink. En esa misma imagen se puede apreciar la relación $\lambda(i_F)$ determinada en la posición de alineamiento, así como la forma temporal de v_P , v_F , i_F , la integral de v_F e i_F y del flujo concatenado.

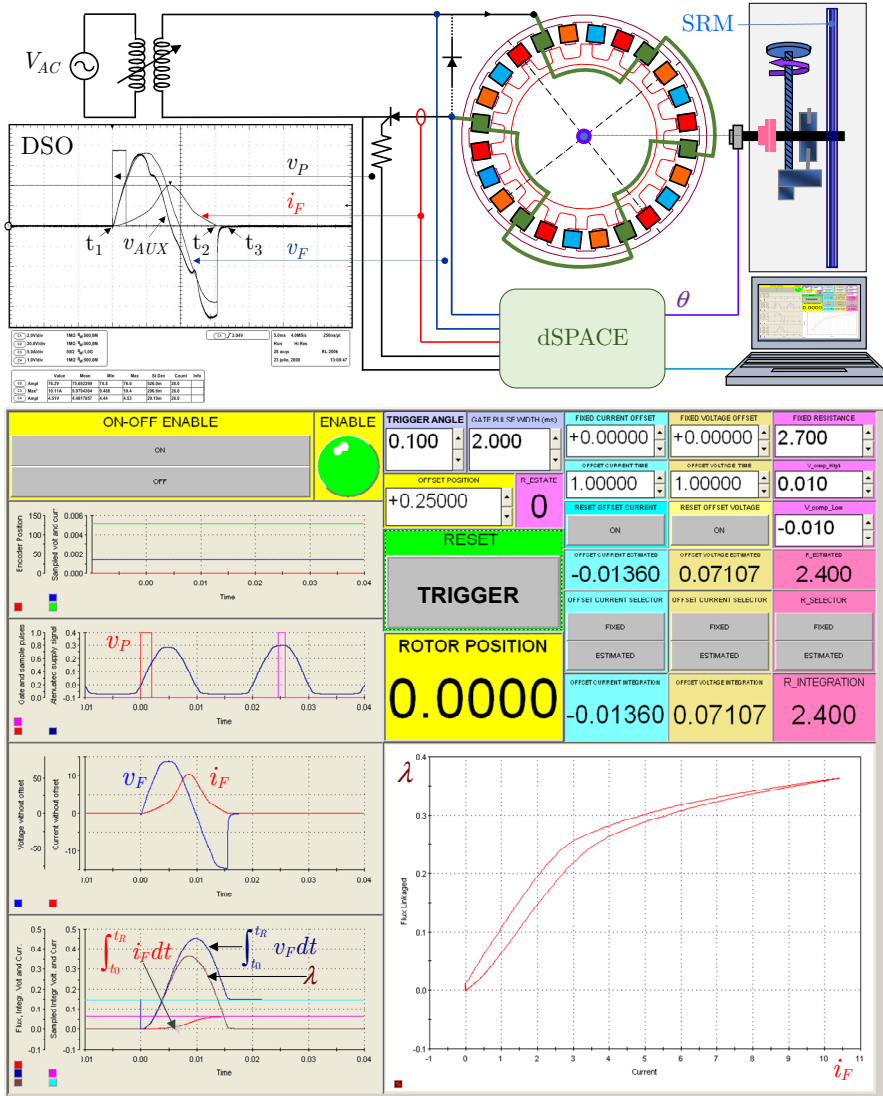
El proceso de caracterización comienza con la inicialización de todas las variables lo cual implica la previa desmagnetización del material mediante la ayuda del autotransformador. A continuación, el sistema se encarga de filtrar ruido de alta frecuencia inherente a las señales capturadas y eliminar el posible *offset* de la tensión y la corriente de fase, si bien la herramienta posibilita su variación de forma manual.

La eliminación del *offset* resulta de suma importancia, dado que con reducidos valores de la tensión y la corriente de fase el error acumulado puede resultar realmente significativo. Ello se logra asegurando que el resultado de la integración definida de ambas señales durante el intervalo anterior al pulso de disparo del tiristor resulte nulo, siendo en consecuencia necesario disponer de un amplio número de muestras. En cuanto a la eliminación del ruido de alta frecuencia, esta se realiza con un filtro de media móvil de ajuste lineal tomando grupos de 50 muestras.

Una vez verificada la no influencia del *offset* de la tensión y la corriente de fase se determinan los límites temporales del integrador. El límite de integración inferior en (5.58) coincide con el instante del disparo del tiristor en el que

¹⁰ Circuito igualmente útil para la caracterización de la relación entre el flujo concatenado y la corriente en una bobina, un transformador u otro elemento electromagnético.

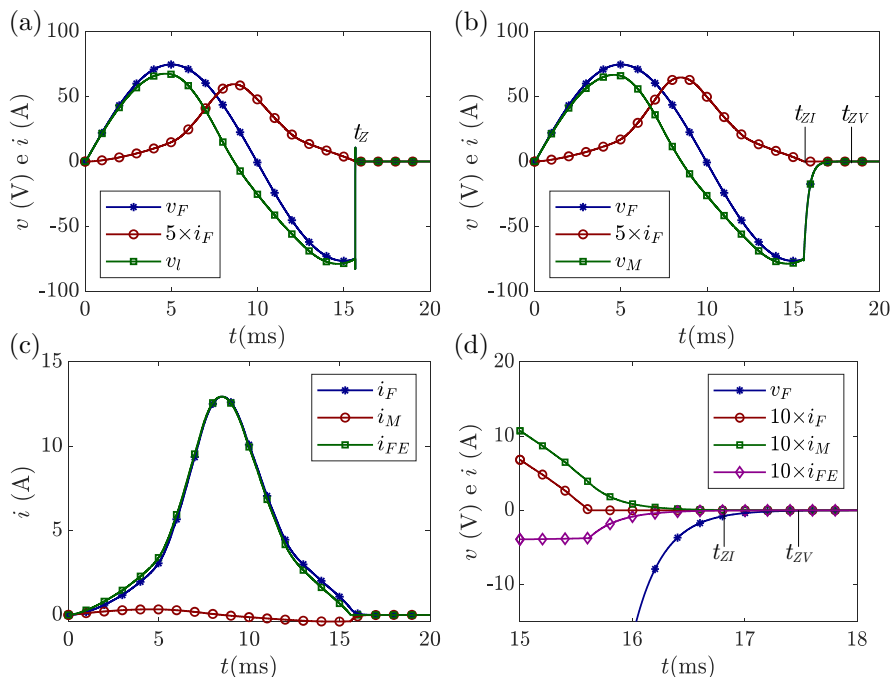
Figura 5.13. Diagrama de bloques de la configuración del banco de ensayos para la determinación experimental del flujo concatenado. Imágenes de la captura de la tensión, la corriente de fase y el pulso de disparo v_P en el osciloscopio y de la interface gráfica donde se puede apreciar el resultado de la caracterización magnética del motor en la posición de alineamiento.



se establece la corriente de fase. En cuanto al superior, este depende de si el material exhibe pérdidas o no.

Cuando las pérdidas en el material son cuasi nulas, una fase del motor se puede modelar como el conjunto serie formado por la resistencia y la

Figura 5.14. Corrientes y tensiones en una fase del motor sin considerar la resistencia de pérdidas R_{FE} (a) y considerándola (b) y (c). Detalle del intervalo final de conducción de la corriente y la tensión de fase considerando R_{FE} (d).



inductancia incremental equivalentes del devanado $R_W(T^a)$, $-\ell(i_F)$, donde dada la corta duración del pulso de excitación se puede despreciar la dependencia de R_W con la temperatura T^a . En esas condiciones, tal como se ilustra en la gráfica (a) de la figura 5.14 resultante de la simulación del modelo, cuando la excitación se extingue también lo hacen la tensión y la corriente de fase, siendo ese instante t_Z el límite de integración superior en (5.58). Nótese como en ese momento se origina una fuerte variación temporal de la tensión v_L entre extremos de la inductancia como consecuencia de la extinción con pendiente no nula de la corriente de fase.

Una gran parte de las referencias citadas en el apartado anterior se basan en el circuito equivalente que se acaba de describir. Sin embargo, cuando el material presenta pérdidas este pierde validez, siendo necesario incluir algún elemento que las modele. Esto es posible sustituyendo la inductancia incremental ℓ por el conjunto formado por una resistencia R_{FE} en paralelo con una inductancia de magnetización ℓ_M , las cuales soportan una tensión v_M [Perez-Cebolla, 2009a]. En ese caso la corriente de fase i_F que circula a través de R_W se divide entre en otras dos i_M e i_{FE} que, respectivamente, atraviesan ℓ_M y R_{FE} .

Asimismo, dado que en el cálculo de la inductancia magnetizante no se contempla el flujo disperso que no llega a atravesar el entrehierro, su contribución al flujo concatenado total se modela incluyendo una inductancia $\ell_D(i_F)$ en serie con R_W en el circuito equivalente de una fase del motor. El resultado de la simulación de este circuito se muestra en las gráficas (b), (c) y (d) incluidas en figura 5.14, donde se puede comprobar como la tensión se extingue en un instante t_{ZV} posterior al que lo hace la corriente t_{ZI} , siendo en este caso el límite de integración superior igual a t_{ZV} .

Respecto a los valores de R_W y R_{FE} empleados en la simulación, estos se han supuesto constantes y, aunque a priori desconocidos, de un orden coherente con el sistema físico bajo estudio, siendo, respectivamente, 1,4 y 600 Ω . De igual modo, a partir de los resultados obtenidos en la simulación por el FEM en 3D en la posición de alineamiento, se han determinado dos funciones que permiten modelar en la simulación la relación fuertemente no lineal que la inductancia de dispersión y magnetizante mantienen, respectivamente, con la corriente i_F e i_M .

Así, en el caso de que el material presente pérdidas resulta necesaria la inclusión de un devanado auxiliar, en al menos un polo del estator de la fase a caracterizar, con el fin de poder determinar la tensión v_M y junto con la medida de v_F e i_F el resto de elementos que componen el circuito [Perez-Cebolla, 2009b].

El resultado experimental de ensayar el prototipo del SRM 24/18 con el rotor bloqueado en la posición de alineamiento se muestra en la figura 5.15 (b), donde además de la tensión de disparo del tiristor, la corriente y la tensión de fase, se puede observar la tensión en los bornes de un devanado auxiliar v_{AUX} de 50 espiras arrolladas en el mismo carrete de una de las 6 bobinas que forman el devanado de una fase.

Al igual que sucede en los resultados de la simulación mostrados en las gráficas (b) y (d) de la figura 5.14, en los experimentales la tensión de fase se extingue con anterioridad a la corriente de fase, poniendo de manifiesto la existencia de pérdidas en el material y justificando la necesidad de la inclusión de un devanado auxiliar si se desea determinar v_M . Asimismo, se puede observar como en el instante t_{DZIF} en que la corriente de fase es máxima y su derivada temporal nula ($di_F/dt=0$), la tensión de magnetización no pasa por cero, sino que por el contrario lo hace posteriormente en t_{DZIM} ($di_M/dt=0$), evidenciando la necesidad de la inclusión en el modelo de la resistencia R_{FE} en paralelo con la inductancia de magnetización ℓ_M .

Llegados a este punto, la relación entre el flujo concatenado y la corriente de fase en este motor no puede resultar biunívoca, sino que para un mismo

valor de corriente el que tome flujo concatenado dependerá de su historia previa.

El siguiente paso para la resolución de (5.58) implica el conocimiento de la resistencia del devanado, siendo su correcta determinación realmente significativa como sucede con la eliminación del *offset* en las señales capturadas.

En la literatura se proponen diferentes procedimientos para la determinación de la resistencia del devanado supuesta constante. Estos se describen a continuación.

Método (i) basado en el cociente de v_F e i_F con un pulso de tensión continua

Si una fase del motor se excita con un pulso de tensión constante, transcurrido un tiempo el sistema alcanza su estado estacionario (figura 5.15 (a)) y las tensiones entre extremos de la inductancia de magnetización ℓ_M y de dispersión ℓ_D acaban siendo nulas. Así, el valor de la resistencia del devanado se puede calcular como el cociente entre la tensión y la corriente de fase [Cheok, 2007b], [Gobbi, 2008b] y [Peng, 2010]. Esto es:

$$R_{W(i)} = \left. \frac{v_F}{i_F} \right|_{t=t_{DZIF}}. \quad (5.59)$$

Método (ii) basado en el cociente de v_F e i_F con un pulso de tensión alterna

Si se aplica un pulso de tensión alterna a una fase del motor, el valor de la resistencia del devanado se puede calcular como el cociente entre la corriente y la tensión de fase en el instante t_{DZIF} en el que esa corriente resulta máxima y su derivada temporal di_F/dt nula [Shi Wei, 2009]. Sin embargo, cuando el material exhibe pérdidas, la tensión en la inductancia magnetizante no se anula en el instante t_{DZIF} sino posteriormente en t_{DZIM} tal como se puede observar en la figura 5.15 (b). En consecuencia, la contribución de la inductancia magnetizante y la resistencia equivalente de pérdidas no resulta nula y el valor calculado de la resistencia del devanado es incorrecto. Así, la resistencia del devanado debería ser determinada como sigue:

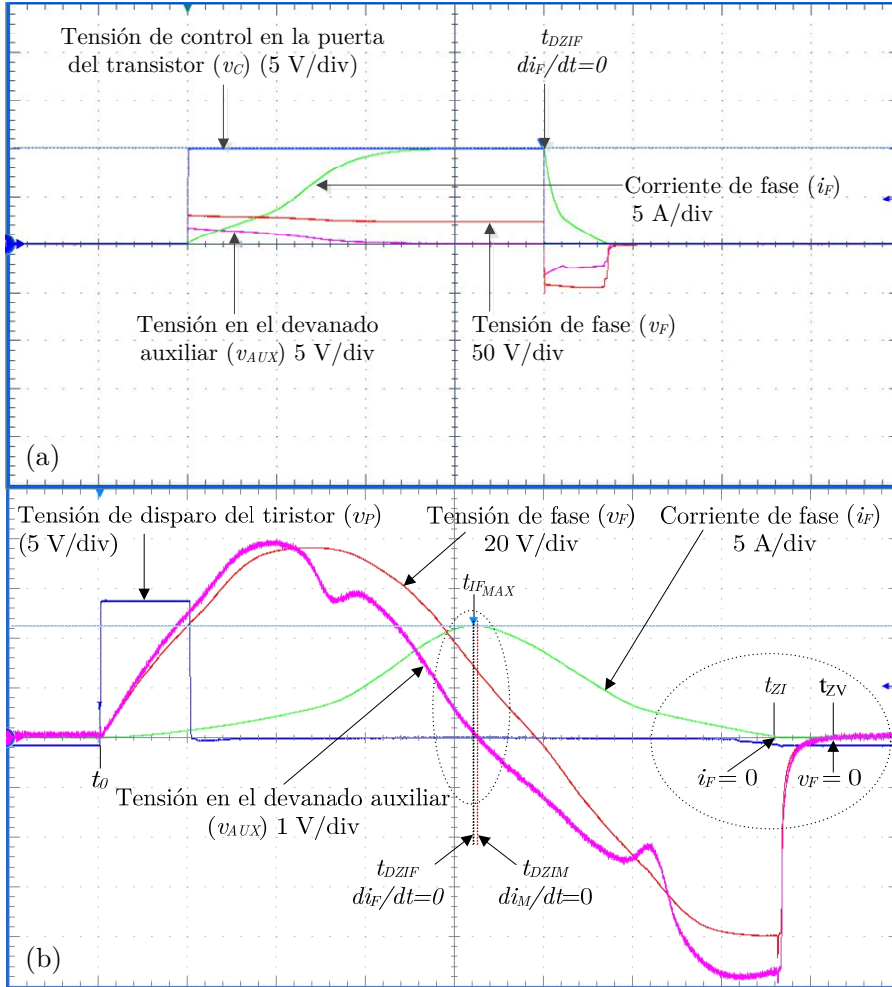
$$R_W = \left. \frac{v_F}{i_F} \right|_{t=t_{DZIF}} - \left. \frac{\ell_M}{i_M} \frac{di_M}{dt} \right|_{t=t_{DZIF}}, \quad (5.60)$$

en lugar de como se indica en este método:

$$R_{W(ii)} = \left. \frac{v_F}{i_F} \right|_{t=t_{DZIF}} = R_W + \left. \frac{\ell_M}{i_M} \frac{di_M}{dt} \right|_{t=t_{DZIF}} = R_W + \mathcal{E}_{R_W}, \quad (5.61)$$

donde i_M es la corriente por la inductancia de magnetización ℓ_M y \mathcal{E}_{R_W} el error en la determinación por este método de R_W

Figura 5.15. Figura superior: captura en el osciloscopio de la tensión v_F y la corriente de fase i_F y de las tensiones en el devanado auxiliar v_{AUX} y de control en puerta del transistor para la determinación de R_W mediante la aplicación de un pulso de tensión continua. Figura inferior: captura en el osciloscopio de i_F , v_F , v_{AUX} y la tensión de disparo del tiristor v_P para una tensión de excitación sinusoidal aplicada a través de un tiristor.



Método (iii) basado en el cociente de las integrales de v_F e i_F

Con independencia de si el tipo de pulso aplicado a una fase del motor es de tensión alterna o continua, el valor de la resistencia del devanado se puede calcular como el cociente entre las integrales de la tensión y de la corriente de fase definidas en el tiempo desde el instante t_0 en el que se establecen la tensión

y la corriente hasta el momento t_{ZV} en el que se anula la tensión (figura 5.15 (b)) [Visinka, 2002] y [Carstensen, 2007].

De los métodos anteriores únicamente el tercero y el cuarto son viables con el tipo de excitación aplicada.

En el tercero se presupone que el flujo concatenado debe anularse cuando lo hace la tensión de fase, lo cual a su vez implica asumir que el flujo remanente inicial λ_0 también es nulo. Formalmente y aunque en sendas publicaciones no se indique, la resistencia del devanado calculada se corresponde con el cociente entre el valor medio de la tensión y la corriente de fase resultantes de un pulso de excitación periódico de frecuencia f_P que se extingue y comienza con valores nulos en t_{ZV} y t_0 , respetivamente. Esto es:

$$\lambda = \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_F - R_W i_F dt = 0 \rightarrow \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_F dt = \int_{t_0}^{t_{ZV}} R_W i_F dt = \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_{R_W} dt, \quad (5.62)$$

donde λ es el flujo concatenado por una fase.

Multiplicando las tres últimas integrales anteriores por f_P , R_W se puede calcular como:

$$R_{W(iii)} = \frac{f_P \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_{R_W} dt}{f_P \int_{t_0}^{t_{ZV}} i_F dt} = \frac{(v_{R_W})_{AVG}}{(i_F)_{AVG}} = \frac{\int_{t_0}^{t_{ZV}} v_F dt}{\int_{t_0}^{t_{ZV}} i_F dt}. \quad (5.63)$$

Si el problema se aborda en términos energéticos, la energía suministrada a una fase W_{PH} durante el intervalo t_0 - t_{ZV} resulta igual a:

$$W_{PH} = \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_F \cdot i_F dt. \quad (5.64)$$

Asimismo, cuando el motor presenta pérdidas en el material la corriente de fase i_F se puede descomponer como suma de la corriente por la resistencia de pérdidas i_{FE} y por la inductancia magnetizante i_M . Esto es:

$$i_F = i_M + i_{FE}. \quad (5.65)$$

De igual modo, con el rotor bloqueado la tensión de fase se compone de la suma de la tensión en la resistencia del devanado v_{R_W} , en la inductancia de dispersión v_D y en la inductancia magnetizante v_M . Esto es:

$$v_F = v_{R_W} + v_D + v_M = i_F R_W + \frac{d\lambda_D(i_F)}{dt} + \frac{d\lambda_M(i_M)}{dt}, \quad (5.66)$$

donde λ_D y λ_M son, respectivamente, el flujo concatenado de dispersión y de magnetización.

Combinando (5.62), (5.64), (5.65) y (5.66) resulta:

$$\int_{t_0}^{t_{ZV}} i_F d\lambda_D(i_F) + \int_{t_0}^{t_{ZV}} i_M d\lambda_M(i_M) dt + \int_{t_0}^{t_{ZV}} i_{FE} d\lambda_M(i_M) dt = 0, \quad (5.67)$$

donde la energía resultante de evaluar cada una de las dos primeras integrales debe ser nula, dado que, respectivamente, se corresponde con la asociada a la inductancia no lineal de dispersión W_D y magnetizante W_M que ambas almacenan en el campo magnético durante el intervalo ascendente de la corriente y la devuelven en el descendente. Por el contrario, el resultado de la última integral no puede serlo dado que representa la energía disipada en forma de calor en la resistencia de pérdidas.

La conclusión anterior pone de manifiesto la incapacidad del tercer procedimiento cuando el material exhibe pérdidas. El origen del problema radica en asumir un único estado en el que intervienen todos los elementos, sin embargo, esto es incorrecto. Transcurrido el instante t_{ZI} la corriente de fase se anula y el sistema adopta un nuevo estado en el que la fuente de excitación se desconecta de la carga y el circuito equivalente de una fase únicamente se corresponde con la inductancia magnetizante en paralelo con la resistencia de pérdidas.

Método propuesto (iv) basado en la conservación de la energía

Con el objeto de solventar el problema se propone el uso de un nuevo procedimiento publicado por el autor de esta tesis en [Perez-Cebolla, 2009a]. Este se basa en el principio de conservación de la energía, de este modo la transferida a una fase durante el intervalo t_0 - t_{ZV} ha de coincidir con la suma de la disipada en la resistencia del devanado W_{RW} y en la de pérdidas W_{FE} :

$$W_{PH} = \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_F \cdot i_F dt = W_{RW} + W_{FE} = \int_{t_0}^{t_{ZV}} R_W \cdot i_F^2 dt + \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_M \cdot i_{FE} dt \quad (5.68)$$

y dado que la energía en la inductancia de magnetización W_M ha de resultar nula en el instante t_{ZV} , es posible determinar el valor de R_W una vez es conocido v_M . Esto es:

$$W_M = \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_M i_M dt = 0 \rightarrow \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_M i_F dt = \int_{t_0}^{t_{ZV}} v_M i_{FE} dt, \quad (5.69)$$

siendo R_W la resultante de combinar (5.68) y (5.69):

$$R_{W(iv)} = \frac{\int_{t_0}^{t_{ZV}} (v_F - v_M) \cdot i_F dt}{\int_{t_0}^{t_{ZV}} i_F^2 dt}, \quad (5.70)$$

donde, dado el rango de frecuencia eléctrica de operación del motor, se asume que la resistencia del devanado no depende de la corriente de fase.

La determinación de v_M se realiza a partir de la tensión capturada en el devanado auxiliar v_{AUX} . Durante el intervalo que transcurre entre t_{IZ} y t_{ZV} la corriente de fase se anula, resultando la tensión en la inductancia de magnetización y la tensión de fase iguales. En esas condiciones, dado que la tensión en

el devanado auxiliar es conocida, es posible determinar la relación k_T entre dicha tensión y v_M :

$$v_M = k_T v_{AUX}. \quad (5.71)$$

En cuyo caso, sustituyendo (5.71) en (5.70), la resistencia del devanado se calcula como:

$$R_{W(iv)} = \frac{\int_{t_0}^{t_{ZV}} (v_F - k_T v_{AUX}) \cdot i_F dt}{\int_{t_0}^{t_{ZV}} i_F^2 dt}. \quad (5.72)$$

En cuanto a la determinación del valor de k_T se proponen dos alternativas: a) emplear el promedio en dicho intervalo k_{TAVG} , en cuyo caso v_F y v_M tan apenas difieren al final del intervalo; b) utilizar el correspondiente al instante de anulación de la corriente de fase k_{TZI} , siendo entonces esa diferencia prácticamente nula al comienzo de dicho intervalo. Es decir:

$$k_{TZI} = \left. \frac{v_F}{v_{AUX}} \right|_{t=t_{ZI}} ; k_{TAVG} = \left. \frac{\sum_{n=1}^m \frac{v_{F_n}}{v_{AUX_n}}}{m} \right|_{t \in (t_{ZI}, t_{ZV})}, \quad (5.73)$$

donde m es el número total de muestras de la tensión y la corriente de fase capturadas en el intervalo (t_{IZ}, t_{ZV}) , n el número de muestra y v_{F_n} y v_{AUX_n} los valores muestreados de v_F y v_{AUX} .

En cualquier caso, se parta de un valor de k_T u otro, se deben de cumplir dos restricciones:

i) Puesto que el valor de la tensión en la inductancia de dispersión v_D durante el intervalo de decrecimiento de la corriente de fase es negativo, unos instantes antes de que la corriente de fase i_F se anule el valor de la tensión en la inductancia de magnetización v_M debe de ser superior a la diferencia entre la tensión de fase v_F y en la resistencia del devanado v_{RW} .

ii) Cuando la corriente de fase resulta máxima el valor de la tensión en la inductancia de dispersión debe anularse, siendo en ese instante t_{IFMAX} la tensión en la inductancia de magnetización igual a la diferencia entre la tensión de fase y la que hay entre extremos de la resistencia del devanado.

Si con los valores inicialmente calculados de k_T y R_W no se verificase la primera de las condiciones, k_T se vuelve a recalcular hasta que esto sucede. Además, si tras el proceso anterior no se cumpliese la segunda condición, se vuelve ajustar k_T pero modificando a su vez R_W . En esta segunda interacción si R_W se mantiene constante resulta un valor de k_T muy elevado y a todas luces incoherente.

Una vez se dispone de k_T , la tensión v_M se calcula mediante (5.71) y a partir de esta el flujo concatenado en la inductancia de magnetización λ_M :

$$\lambda_M = \lambda_{M_0} + \int_{t_0}^t k_T v_{AUX} dt = \lambda_{M_0} + \int_{t_0}^t v_{AUX} dt \quad (5.74)$$

y su energía W_M :

$$W_M = \int_{t_0}^t v_M i_M dt = \int_{t_0}^t v_M (i_F - i_{FE}) dt = \int_{t_0}^t v_M i_F dt - W_{FE}, \quad (5.75)$$

donde, con el material desmagnetizado, se han considerado nulos el valor inicial del flujo concatenado de magnetización λ_{M_0} y el que alcanza W_M en el instante t_{ZV} en el que se extingue v_{AUX} , siendo W_{FE} la energía en la resistencia equivalente de pérdidas R_{FE} (considerada constante), cuyo valor resulta ser:

$$W_E = \int_{t_0}^t v_M i_{FE} dt = \int_{t_0}^t v_M^2 \frac{\int_{t_0}^{t_{ZV}} v_M i_F dt}{\int_{t_0}^{t_{ZV}} v_M^2 dt} dt. \quad (5.76)$$

En esas condiciones, si al final del periodo de conducción de v_{AUX} no se anula el valor calculado de λ_M , el algoritmo de cálculo ajusta el nivel de *offset* hasta lograrlo.

De igual modo conocidas i_F , R_W y v_M es posible calcular la tensión v_D , el flujo λ_D y la energía W_D en la inductancia de dispersión:

$$v_D = v_F - R_W i_F - v_M \rightarrow \lambda_D = \int_{t_0}^t v_D dt \text{ y } W_D = \int_{t_0}^t v_D i_F dt. \quad (5.77)$$

Además, el algoritmo al final del proceso de cálculo se asegura de que en el instante t_{ZV} y hasta que se produzca un nuevo disparo del tiristor el flujo concatenado total y la energía en las inductancias de dispersión y de magnetización sean nulos y en consecuencia W_{PH} sea igual a la suma de W_{RW} y W_{FE} , para lo cual si es necesario se encarga de reajustar el *offset* de la tensión de fase y el valor de la resistencia del devanado.

Así, al final del proceso se deben haber cumplido las restricciones que a continuación se resumen:

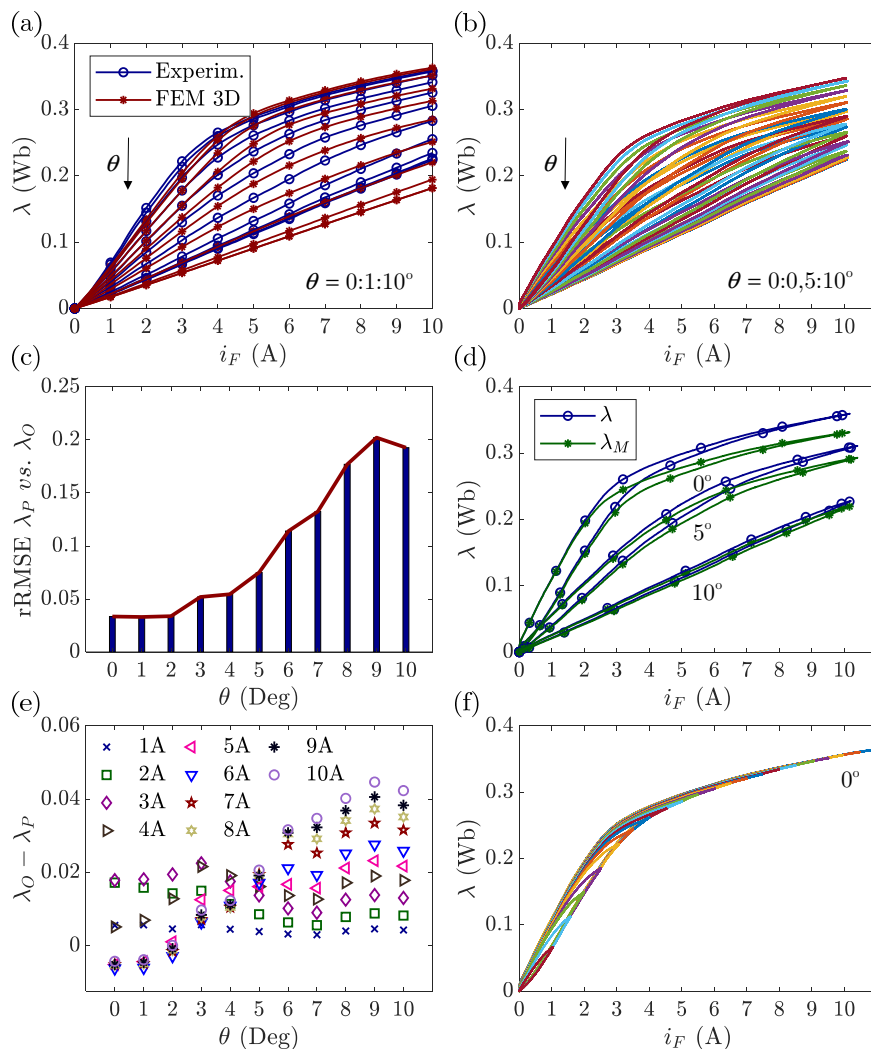
$$\forall t = t_{IFMAX} \rightarrow v_M = v_F - i_F R_W \rightarrow v_D = 0; \quad (5.78)$$

$$\forall t = t_{IFMAX} \rightarrow v_M = v_F - i_F R_W \rightarrow v_D = 0; \quad (5.79)$$

$$\forall t \geq t_{ZV} \rightarrow \lambda_M = \lambda_T = 0, \quad W_D = W_M = 0, \quad W_{PH} = W_M + W_{FE}. \quad (5.80)$$

En la parte izquierda de la figura 5.16 se puede observar el resultado del procedimiento propuesto considerando el intervalo ascendente de la corriente de fase hasta 10 A. Así, en la gráfica (a) se muestra la relación entre la corriente de fase y el flujo concatenado para 11 valores de la posición del rotor espaciados un grado entre alineamiento y desalineamiento. En esa gráfica,

Figura 5.16. A la izquierda, considerando el intervalo creciente de i_F : relación $\lambda(i_F, \theta)$ determinada experimentalmente y por el FEM entre 0 y 10° cada 1° (a), rRMSE (c) y diferencia (e) entre el valor de λ obtenido por ambos procedimientos respecto a θ y en su caso a i_F . A la derecha, considerando sendos intervalos creciente y decreciente de i_F : relación $\lambda(i_F, \theta)$ determinada experimentalmente en 21 posiciones entre 0 y 10° cada 0,5° (b), relación $\lambda(i_F, \theta)$ y $\lambda_M(i_F, \theta)$ en las posiciones de alineamiento, desalineamiento y central de 5° (d), relación $\lambda(i_F, \theta)$ en la posición de alineamiento para valores de i_F entre 0 y aproximadamente 10 A con incrementos en torno a 0,5 A.



además, se incluyen las características obtenidas por el FEM en 3D en las mismas posiciones para 11 valores de corriente entre 0 y 10 A tomados cada 1 A (apartado 5.2.1). Asimismo, en las gráficas (c) y (e) se muestra el rRMSE

en cada posición entre el flujo concatenado determinado experimentalmente (valor objetivo (O)) y el obtenido por el FEM en 3D (valor evaluado (P)) y la diferencia entre ellos para cada valor de corriente y posición en los que se han realizado las simulaciones por el FEM.

En la posición de alineamiento y las más próximas, donde el entrehierro es menor y la contribución del material más relevante, el rRMSE entre ambos resultados y su diferencia se encuentran, respectivamente, por debajo del 3,4% y 0,02 Wb, evidenciándose una correcta caracterización del material. Estos reducidos valores se mantienen incluso en la región de saturación profunda, encontrándose la diferencia entre sendos resultados en valor absoluto por debajo de 0,01 Wb.

El error y el rRMSE aumentan cuanto más cerca se encuentra el rotor de la posición de desalineamiento y más elevada es la corriente [Parreira, 2005b] [Kiyota, 2013b], siendo este el caso en el que la contribución del material es más baja y los posibles desajustes en el montaje del motor no contemplados en la simulación por el FEM resultan más significativos [Dorrell, 2005]. Lo cual, subraya la necesaria caracterización experimental de la máquina una vez se dispone de un prototipo.

El resultado de la caracterización experimental considerando ambos intervalos ascendente y descendente de la corriente de fase se ha representado a la derecha, donde en la gráfica (b) se puede observar cómo debido a las pérdidas en el material la relación entre el flujo concatenado, la corriente de fase y la posición del rotor no resulta biunívoca, llegando incluso a solaparse curvas correspondientes a diferentes posiciones. Ello igualmente se manifiesta en la relación entre la corriente de fase y el flujo concatenado de magnetización λ_M , el cual, como se muestra en la gráfica (d), tiende a alejarse del flujo concatenado total (denotado en este capítulo como λ) conforme el material se satura. Por último, en la gráfica (f) se ha representado la relación λ vs. i_F en la posición de alineamiento para 21 valores de corriente entre 1 y aproximadamente 11 A espaciados en torno a 0,5 A.

Una vez se dispone de la característica experimental completa del flujo concatenado y del par, en el siguiente capítulo se aborda la determinación del modelo equivalente de una fase del motor en el caso de considerar o no las pérdidas en el material.

Capítulo 6

Modelado de la máquina

6.1. Introducción

En este capítulo se proponen diferentes modelos de una fase del motor capaces de reproducir la característica de flujo concatenado dependiendo de si el material exhibe pérdidas o no.

En el estudio relativo a las funciones de ajuste de la curva de primera imanación del material realizado en el segundo capítulo, el perceptrón multi-capas resultó ser un excelente candidato. Por ello, siendo similar la forma de la curva característica del flujo concatenado *vs.* la corriente de fase en la posición de alineamiento, una red neuronal similar debería de ser capaz de reproducir dicha relación en cualquier posición si el material no exhibe pérdidas. Esta situación es semejante a considerar únicamente el intervalo ascendente de la corriente de fase como sucede en las simulaciones por el FEM. Así, en la primera parte de este capítulo se aborda el uso de redes neuronales con el fin de construir un modelo capaz de reproducir sendas características de flujo concatenado y par en función de la corriente y la posición del rotor.

En la misma línea se analiza la posibilidad de utilizar un perceptrón en el lazo de regulación de velocidad del sistema de control para reducir el elevado rizado de par que caracteriza a este tipo de motor. Asimismo, se estudia su utilización como *sensorless* para la determinación de la posición mediante la medida de la tensión y la corriente de fase.

Si por el contrario el material presenta pérdidas significativas como sucede en el prototipo del SRM 24/18, en el modelo de una fase del motor no cabe

utilizar este tipo de redes neuronales, en cuyo caso el estudio del modelo de una fase del motor se ha acometido en base a circuitos eléctricos equivalentes de parámetros concentrados de menor a mayor complejidad. La identificación de estos modelos, la determinación de las ecuaciones diferenciales que los describen y el procedimiento para la obtención de sus parámetros, no linealmente dependientes de la corriente de fase y la posición, se acomete en la segunda parte del capítulo.

6.2. Modelo basado en redes neuronales

La teoría de control tradicional se aplica a sistemas lineales con coeficientes constantes en el tiempo, donde en cada lazo se controla una variable. No obstante, cuando se trabaja con sistemas complejos caracterizados por un comportamiento no lineal y bajo cierta incertidumbre, la teoría de control clásica no resulta óptima. El control de este tipo de sistemas caracterizados por modelos poco definidos, elevado grado de libertad, sensores distribuidos, altos niveles de ruido, múltiples subsistemas, patrones de información complejos, etc., ha sido contemplado bajo el marco de la teoría de control moderna. No obstante, incluso la teoría de control moderna puede no resultar adecuada para la regulación de alguno de estos sistemas. Con el objeto de solventar estas carencias han surgido nuevos procedimientos, como los basados en redes neuronales artificiales, que han demostrado ser ciertamente apropiados.

Así, habida cuenta de la no linealidad intrínseca a la característica $\lambda(i_F, \theta)$ en una máquina de reluctancia conmutada y la inherente capacidad de las redes neuronales artificiales para modelar sistemas no lineales y biunívocos, estas se revelan como una herramienta adecuada para la identificación del flujo concatenado en función de la corriente de fase y de la posición del rotor o, de forma inversa, de la posición del rotor una vez se conocen la corriente de fase y el flujo concatenado, como es más habitual [Mese, 2002], [Won-Sik, 2004] o [Zhong, 2012].

Con el fin de evaluar esta capacidad, en una primera aproximación se han elegido el perceptrón multicapa (MLP) y el modelo de funciones de base radial (RBF) como estructuras neuronales candidatas ya que, por un lado, se ha demostrado que ambas son aproximadores universales y, por otro, el problema en nuestro caso no requiere de modelos tan complejos como los de aprendizaje profundo [Goodfellow, 2016]. Entre ambas se ha optado por el MLP dado que, tras múltiples simulaciones variando el número de neuronas por capa, el número de capas ocultas y los algoritmos de aprendizaje, con este tipo de red se lograron mejores resultados.

Para el entrenamiento de la red neuronal se ha partido de los datos procedentes del estudio de caracterización descrito en el capítulo anterior. Donde si bien, como resultado de los ensayos experimentales se han obtenido un elevado número de muestras de flujo concatenado en función de la corriente de fase, solo se dispone de estas en 11 posiciones del rotor. No obstante, al estar distribuidas uniformemente entre las posiciones de alineamiento y desalineamiento cada un grado angular, la carencia de patrones en las posiciones no ensayadas se ha solventado mediante un algoritmo de interpolación basado en un *spline* cúbico $E(3)$ [Behforooz, 2010]. Finalmente, se ha trabajado con 1632 patrones ejemplo de los cuales se han seleccionado, respectivamente, 2/4, 1/4 y 1/4 para las fases de entrenamiento, prueba y validación.

La configuración final de la red neuronal es un perceptrón multicapa de estructura 2-5-1 con una función de activación sigmoidea (tangente hiperbólica) en la capa oculta y lineal en la de salida, tal que:

$$\lambda_{NN} = B_S + \sum_{n=1}^5 W_S(n) \tanh(i_{FNN} \cdot W_O(n,1) + \theta_{NN} \cdot W_O(n,2) + B_O(n)), \quad (6.1)$$

donde W_O , B_O , W_S y B_S son, respectivamente, los pesos y valores *bias* de las neuronas de la capa oculta y de salida, λ_{NN} el flujo concatenado calculado por la red neuronal e i_{FN} y θ_N las entradas a la red, las cuales son el resultado de preprocesar la corriente de fase i_F y, especialmente, la posición del rotor θ con el fin de reducir el tamaño y mejorar la bondad del ajuste de la red:

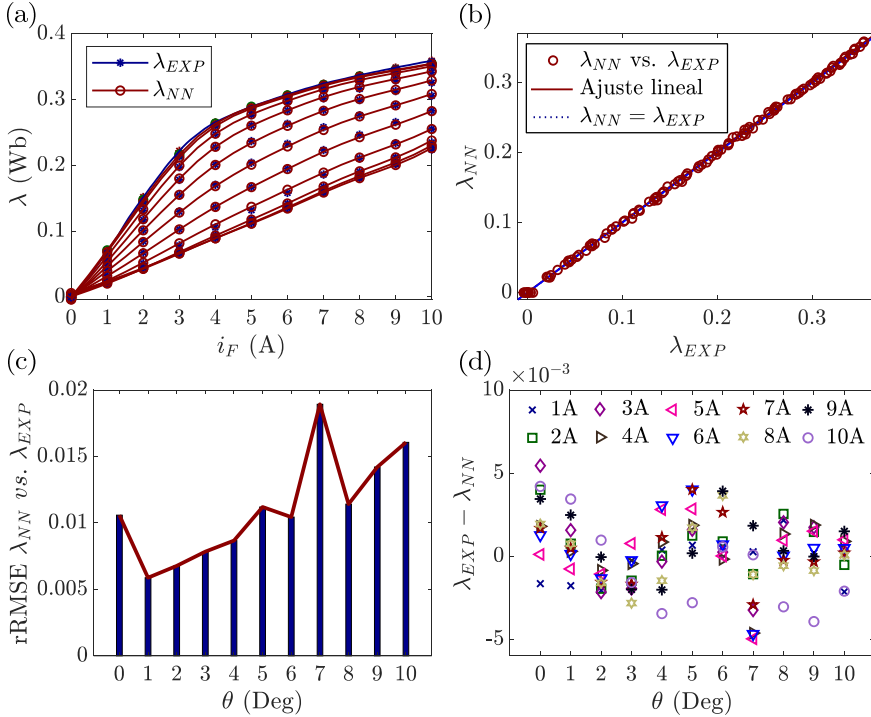
$$i_{FNN} = \frac{i_F}{10} \text{ y } \theta_{NN} = \frac{1}{2} \left[\cos\left(-N_{RP} \frac{\theta \cdot \pi}{180}\right) + 1 \right]. \quad (6.2)$$

En cuanto al método de entrenamiento, se ha empleado el algoritmo Levenberg-Marquand dado que para este tipo de red neuronal tiene la ventaja de converger más rápidamente y con mayor fiabilidad que el clásico de retropropagación del error, aunque requiere de mayor cantidad de memoria.

El resultado del flujo concatenado obtenido a la salida de la red neuronal se muestra junto con las curvas características originales en la figura 6.1 (a). Nótese como siendo el valor máximo de λ_{NN} inferior a la unidad no se ha considerado necesario procesar la salida de la red neuronal.

Con el fin de analizar cuantitativamente la bondad del ajuste, en la gráfica (b) se puede observar la correlación entre el flujo concatenado obtenido experimentalmente λ_{EXP} (objetivo) y el flujo obtenido a la salida de la red λ_{NN} (evaluado). Por otro lado, en las gráficas (c) y (d) se muestra, respectivamente, el rRMSE y el error entre λ_{EXP} y λ_{NN} en función de la posición y, en su caso, de la corriente de fase.

Figura 6.1. Representación del flujo concatenado determinado experimentalmente λ_{EXP} y a la salida de la red neuronal λ_{NN} en función de la corriente y la posición del rotor entre 0 y 10° cada 1° (a), del rRMSE entre λ_{EXP} y λ_{NN} respecto de la posición del rotor (b), de la correlación entre ambos flujos concatenados (c) y de su diferencia respecto de la posición del rotor y de la corriente de fase (e).

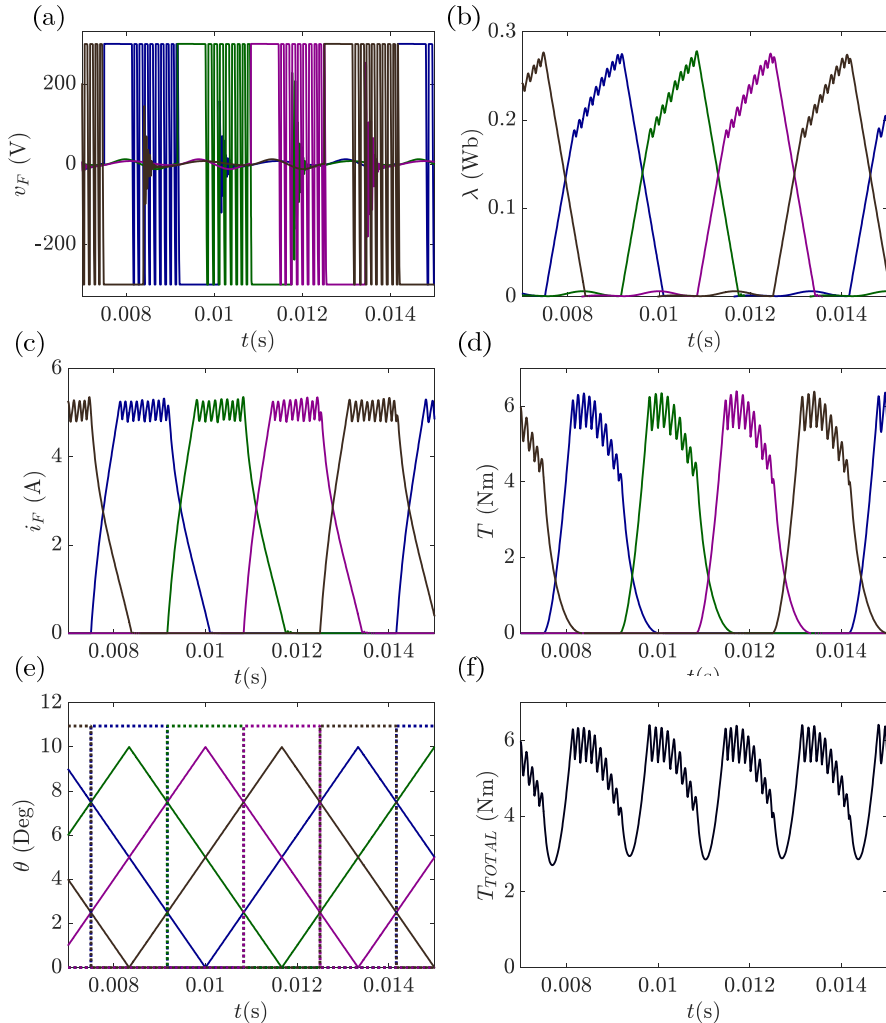


Los resultados son excelentes: el rRMSE, el MAE, el MSE y el error entre λ_{EXP} y λ_{NN} no llegan a superar respectivamente el 2%, 0,0023 Wb, 0,85 μWb^2 y 5,4 mWb cuando se analizan tomando como parámetro la posición, siendo respectivamente el valor total del MAE y del MSE 1,6 mWb y 4,5 μWb^2 , respectivamente. Asimismo, el coeficiente de correlación R y el de eficiencia del modelo NSE resultan igual a 0,9998 y 0,9999.

A partir de esta red neuronal se ha implementado un simulador completo del motor en PSpice, cuya descripción se puede consultar en el apartado D.2 del apéndice D.

A modo de ejemplo, en la figura 6.2 se muestra la tensión y la corriente de fase (a y c), el flujo concatenado (b), el par (d), el par total (f) y la posición (e), donde se han enmarcado con líneas discontinuas del color correspondiente los intervalos de activación de cada fase.

Figura 6.2. Representación de la tensión (a), el flujo concatenado (b), la corriente (c), el par (d), la posición más el intervalo de activación (e) en cada fase del motor y el par total (f) obtenidos de la simulación del SRM 24/18 girando a 500 rpm.



El control del motor se ha realizado en lazo abierto mediante la ayuda de un regulador de histéresis con un valor central de referencia de 5 A para las cuatro corrientes de fase y una excursión máxima de $\pm 0,2$ A. Así dependiendo del estado de la salida del regulador y la posición del rotor se habilitan los transistores ubicados en la rama correspondiente a cada fase de un puente asimétrico conectado a un bus de tensión continua de 300 V. El ángulo de solapamiento como se deduce de la gráfica (e) es nulo y cada fase se activa entre 7,5 y 2,5 grados cada 5 grados.

Vista la capacidad del perceptrón multicapa para ajustar la relación $\lambda(\theta, i_F)$ se ha estudiado la posibilidad de emplear este tipo de red para determinar la posición a partir del conocimiento del flujo concatenado y la corriente de fase. El resultado para un perceptrón 2-10-5-1 se muestra en la figura 6.3 (a), (b) y (c). Asimismo, en la gráfica (g) se incluye el MSE obtenido para dos redes con estructuras 2-5-1 y 2-10-1.

Para lograr resultados similares al caso anterior, donde se estimaba el flujo concatenado, ha sido necesario doblar el número de neuronas de la primera capa oculta e incluir una segunda capa oculta con cinco. Si bien, un perceptrón 2-10-1 podría llegar a resultar suficiente, finalmente se ha excogido un 2-10-5-1 por su actual reducido tamaño¹¹.

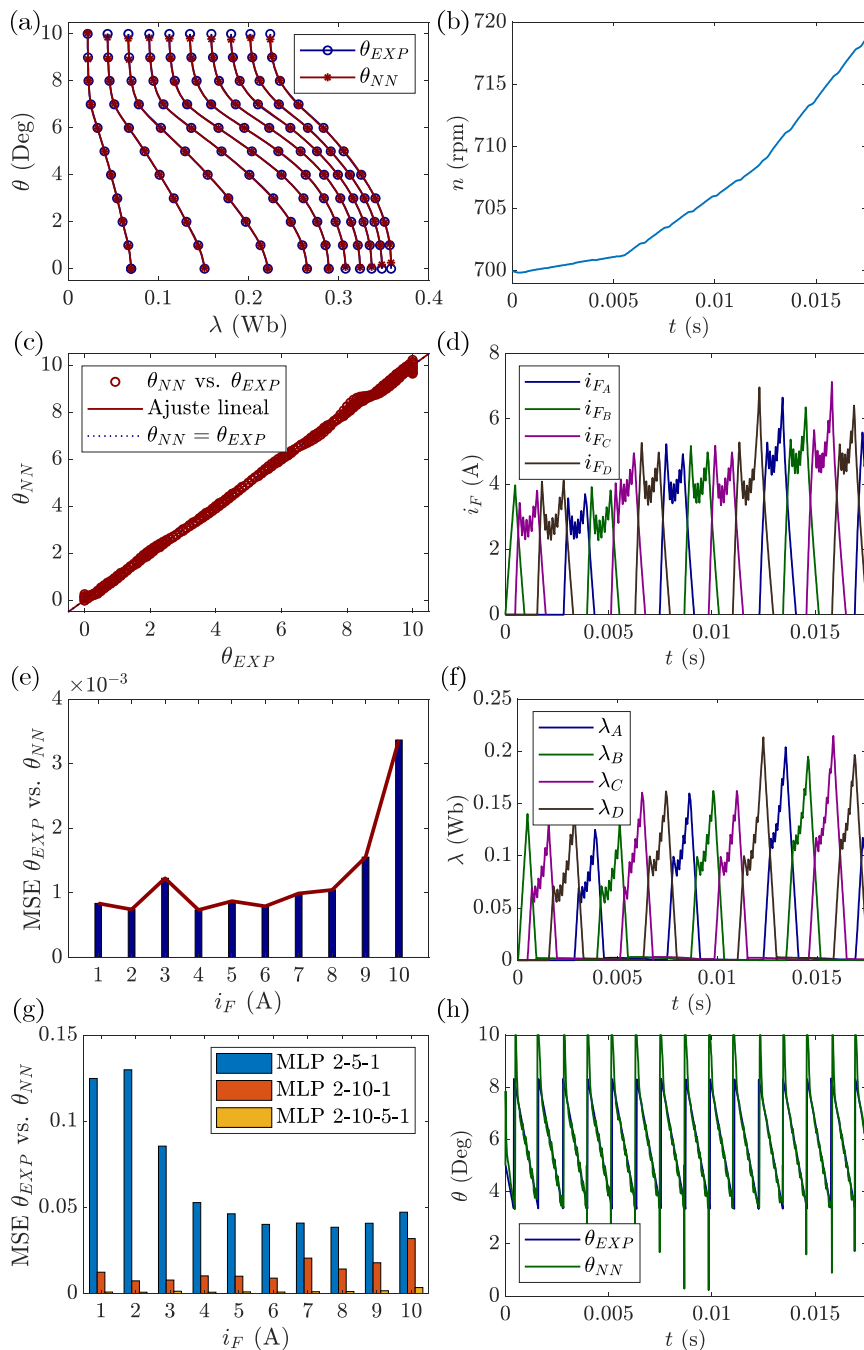
Al igual que en el caso anterior, se logran mejores resultados entrenando la red con la posición expresada en radianes antes de normalizar los datos, siendo en este caso necesario al operar con funciones sigmoideas en las neuronas de ambas capas ocultas. Así como su posterior desnormalización a la salida. En cuanto a las funciones de activación, en las neuronas de la capa oculta son de tipo sigmoideo y en la capa de salida de tipo lineal.

Como factor de calidad de la bondad del ajuste en el caso anterior se empleó el rRMSE en coherencia con el resto de los analizados en esta tesis. Sin embargo, su uso no resulta adecuado en la posición de alineamiento al ser su valor angular 0° , por lo que en su lugar se ha empleado el error cuadrático medio o MSE. Si bien la red se ha entrenado en radianes cuyo valor se ha normalizado entre ± 1 , el resultado se corresponde con el valor desnormalizado y expresado en grados, encontrándose el peor caso para el MLP 2-10-5-1 y el 2-10-1 para una corriente de fase 10 A y, respectivamente, siendo este inferior a 3,4 y 31,9 milésimas de grado, respectivamente. En cuanto al valor del coeficiente R, este resultó 0,9999 y 0,9989.

Dado que, al igual que el MLP, el modelo RBF es un aproximador universal (basado en funciones tipo gaussiano en lugar de sigmoideas), se ha probado con estructuras de hasta 100 neuronas, pero, desafortunadamente, se han obtenido unos valores del MSE y del coeficiente de correlación R notoriamente menos favorables, siendo estos respectivamente 0,5307 y 0,976, por lo que se descartó el uso de la RBF.

¹¹ Una red de hasta 100 neuronas puede considerarse de tamaño reducido, fácilmente implementable en un microprocesador actual de bajo coste.

Figura 6.3. Relación θ vs. λ tomando como parámetro i_F (a); correlación entre los valores de la posición experimental θ_{EXP} y los obtenidos del MLP 2-10-5-1 θ_{NN} (c); MSE entre los valores θ_{EXP} y θ_{NN} en las estructuras 2-10-5-1, 2-10-1 y 2-5-1 (e y g); velocidad angular del motor en rpm (b), corrientes (d) y flujos concatenados (f) en cada fase y θ_{EXP} y θ_{NN} a la salida del MLP 2-10-5-1 (h).



Con el fin de verificar el comportamiento dinámico de la red neuronal y fundamentalmente del accionamiento trabajando en lazo cerrado, se ha diseñado un simulador *ad hoc* en el entorno Matlab-Simulink por la facilidad que este entorno ofrece para modelar sistemas. Las partes más específicas y menos comunes en la literatura de este simulador se describen en el segundo apartado del apéndice D.

Se ha realizado una simulación con unos perfiles de corriente de fase y flujo concatenado muy irregulares (gráficas d y f en figura 6.3), como consecuencia de hacer trabajar al motor a par constante entre 1 a 3 Nm con incrementos de 1 Nm y una velocidad n entre 700 y aproximadamente 720 rpm (gráfica b, figura 6.3).

Excepto cuando se producen las conmutaciones de conducción entre fases, donde el error llega hasta $6,5^\circ$, la red neuronal estima la posición en el resto del intervalo (figura 6.3 (h)) con un error máximo inferior a $0,25^\circ$ (un 5% en un intervalo de conducción por fase de 5°), a pesar del rizado de alta frecuencia de la corriente como consecuencia del regulador de histéresis, el cual se traslada también al flujo.

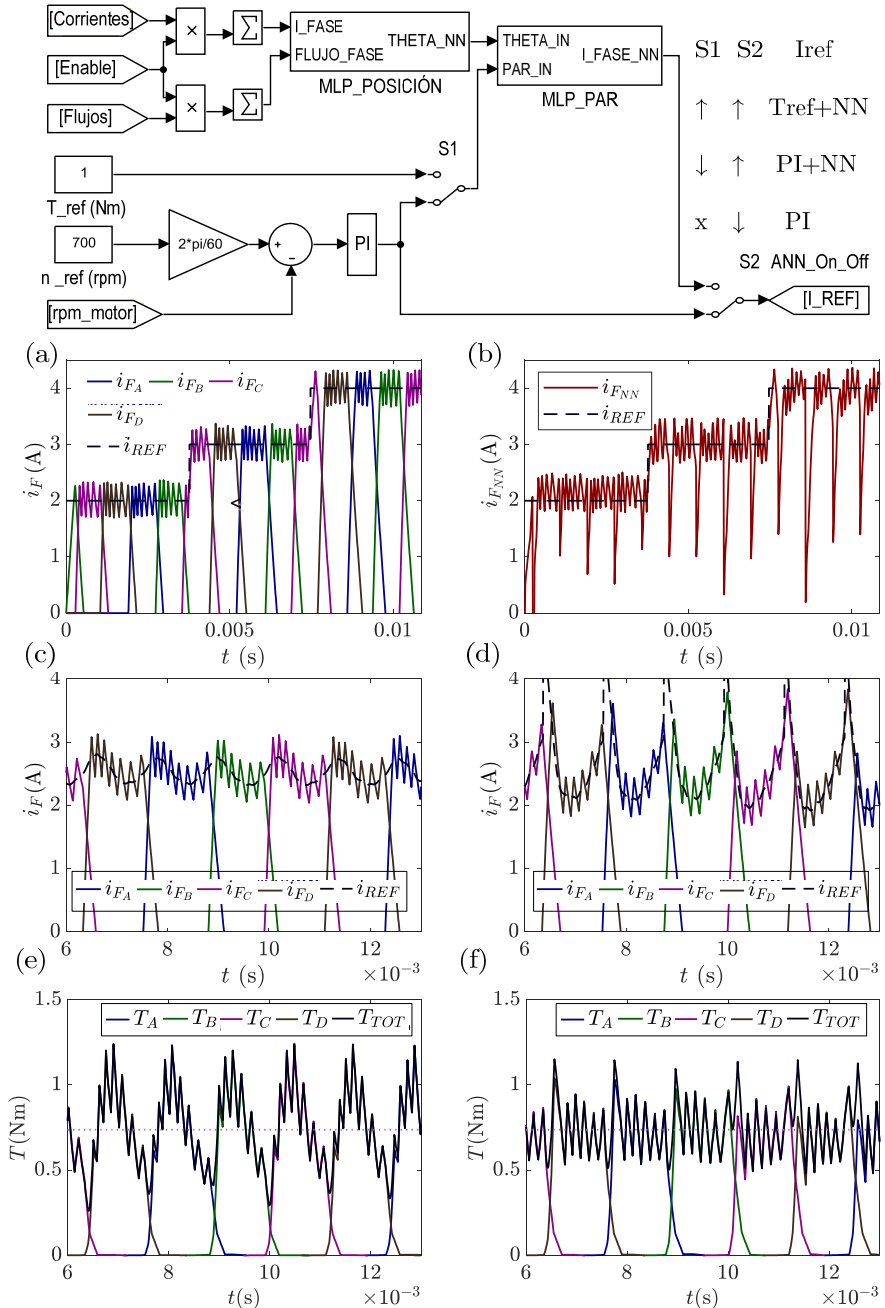
Asimismo, se ha evaluado la posibilidad de reducir el elevado rizado del par en este tipo de motor (gráficas (b) y (c) en la figura 6.2) incluyendo un MLP en el lazo de regulación de velocidad. En este caso la consigna de par a la salida del regulador P-I del lazo de velocidad y la posición del rotor son las variables de entrada al perceptrón (figura 6.4 superior), siendo su salida la corriente de referencia del regulador de histéresis que controla los transistores del puente asimétrico al que se conecta el motor.

Al igual que en el caso anterior el MLP escogido tiene una estructura 2-10-5-1, siendo el valor del MSE y del coeficiente de regresión R entre la corriente de fase experimental y la obtenida a la salida de la red, respectivamente igual a 0,1 y 0.9998.

Validado el comportamiento estático de la red, se ha procedido al análisis de su operación dinámica mediante el simulador diseñado en el entorno Matlab-Simulink. Inicialmente se ha hecho operar al motor con un control a corriente constante haciendo variar la consigna con incrementos de 1 A, lo que implica que de forma análoga a la figura 6.2 el par generado en cada fase presenta un elevado rizado con forma cóncava.

El resultado de las simulaciones entre 2 y 4 A con el motor operando en torno a 1000 rpm se muestra en las gráficas (a) y (b) de la figura 6.4. Como se puede observar en la gráfica (b), excepto en las conmutaciones entre fases, la corriente de salida de la red es capaz de ajustarse a los valores objetivo de la de fase representados en la gráfica (a) a pesar de operar en sus entradas con

Figura 6.4. Diagrama de bloques en Simulink de una parte del simulador en la que se incluyen las redes neuronales y el lazo de regulador de velocidad. Corrientes de fase y de referencia con el motor operando en lazo abierto a 1000 rpm (a) y estimada por el MLP_PAR entrenado para determinar la relación $i_F(\theta, T)$ (b). Corrientes de fase y de referencia, par producido en cada fase y total sin incluir el MLP_PAR en el lazo de regulación (c y e) y en caso contrario (d y f).



unas señales tan poco homogéneas. Concretamente, despreciando el error en las conmutaciones, el cual resulta en valor absoluto hasta de 4 A, en el resto del intervalo no llega a superar 350 mA con 4 A de corriente de fase, siendo esta la situación más desfavorable.

En caso de operar como regulador de velocidad, si solo se incluye una acción P- I en el lazo de control (S2 ↓ en figura 6.4) suele suceder que al contrario de la velocidad, el par no se mantiene constante (gráficas (c) y (e) en la figura 6.4), en cuyo caso resulta necesario perfilar la corriente de fase para lograrlo.

Formalmente, implica determinar el valor de referencia de la corriente de fase para cada curva de nivel del par y en cada posición del rotor que recorre el motor cuando la fase está activa. Estas curvas en el plano (θ, i_F) se asemejan a parábolas más o menos centradas entre las posiciones de alineamiento y desalineamiento, cuyo vértice se desplaza hacia arriba conforme el par aumenta y reduciéndose a su vez su apertura. Así, una variación del ángulo de puesta en conducción puede resultar muy significativa, pues de ello depende que la corriente de referencia demandada resulte alcanzable o no.

En las gráficas (d) y (f) de la figura 6.4 se puede observar que mediante la inclusión del MLP 2-10-5-1 en el lazo de control (S1 ↑ y S2 ↓) la corriente de referencia sí adquiere la forma parabólica impuesta por el perfil de la curva de nivel del par, reduciéndose su rizado como se pretendía. En esas condiciones el motor es capaz de mantener constante el par y la velocidad, siendo en este ejemplo 0,74 Nm y 700 rpm, donde el adelanto óptimo para la puesta en conducción de cada fase, tomando como origen la posición de desalineamiento, ha resultado igual a 3,3°.

Dada la aplicación para la cual se ha diseñado el prototipo de SRM 24/18, la carga se ha modelado en un bloque de Simulink emulando su comportamiento de tipo centrífugo mediante una función cuadrática. Donde el par resistente T_r que ofrece se corresponde con:

$$T_r = \frac{(T_C - T_{TH})n^2}{n_C^2} + T_{TH} \quad \forall T_r < T_{SAT}; \text{ caso contrario } T_r = T_{SAT}, \quad (6.3)$$

siendo n la velocidad a la que la carga gira expresada en rpm, n_C y T_C un punto de su curva par-velocidad y T_{TH} y T_{SAT} sus respectivos valores umbral y de saturación en el par.

El puente en H asimétrico, el regulador de histéresis, el sistema encargado de determinar el intervalo de conducción de cada fase, el regulador del lazo de control y demás bloques necesarios para la simulación completa del accionamiento, se han implementado mediante elementos disponibles en las librerías de Simulink.

En cuanto a las redes neuronales, a pesar de que la herramienta para su programación en Matlab genera de forma automática su bloque en Simulink, al igual que el motor se han programado en sendos ficheros con una estructura *S-function* por la versatilidad que la programación en código abierto ofrece.

Así, una vez se ha dispuesto de herramientas capaces de emular el comportamiento básico de una fase del motor y del accionamiento completo, a continuación se proponen otros modelos más completos considerando el efecto de las pérdidas en el material. Estos se abordan en base a circuitos equivalentes de parámetros concentrados organizados de menor a mayor complejidad.

6.3. Modelos eléctricos equivalentes de una fase

En este apartado se describe el modelo equivalente elemental de una fase del motor, el cual paulatinamente se va modificando mediante la inclusión de elementos no lineales hasta alcanzar otros más completos en los que se considera el efecto de la saturación, la dispersión del flujo y las pérdidas en el material ferromagnético.

6.3.1. Modelo elemental de una fase sin considerar la saturación del material

Tal como se describe en [Krishnan, 2001] o [Miller, 1993], la relación entre la corriente y la tensión de fase en un motor de reluctancia conmutada despreciando el efecto de la saturación y las pérdidas en el material se puede expresar del siguiente modo:

$$v_F = i_F R_W + \frac{d\lambda_T(\theta)}{dt}, \quad (6.4)$$

donde v_F , i_F , R_W y λ_T son, respectivamente, la tensión y la corriente de fase, la resistencia del devanado y el flujo concatenado total.

Considerando que el flujo concatenado se relaciona con la inductancia al origen L como sigue:

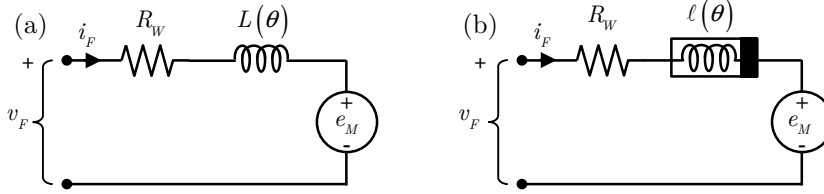
$$\lambda_T(\theta) = L(\theta) \cdot i_F, \quad (6.5)$$

la expresión (6.4) al combinarla con (6.5) se transforma en:

$$v_F = i_F R_W + \frac{d(L(\theta) \cdot i_F)}{dt}. \quad (6.6)$$

Asimismo, desarrollando el segundo término en (6.6), resulta:

Figura 6.5. Circuitos equivalentes de una fase en un SRM: (a) elemental despreciando el efecto de la saturación y las pérdidas en el material; (b) considerando la saturación del material.



$$v_F = i_F R_W + L(\theta) \frac{di_F}{dt} + e_M. \quad (6.7)$$

Donde el tercer término en (6.7) representa la fuerza electromotriz rotacional inducida e_M , la cual, como sucede en un motor serie de corriente continua, se relaciona con la velocidad angular ω_m a la que gira el rotor como sigue:

$$e_M = K_{e_M} \cdot \omega_M \cdot i_F, \quad (6.8)$$

siendo:

$$K_{e_M} = \left. \frac{dL(\theta)}{d\theta} \right|_{i_F=cte} \quad (6.9)$$

y

$$\omega_M = \frac{d\theta}{dt}. \quad (6.10)$$

Así, consecuentemente con (6.7) el circuito equivalente elemental de una fase en un SRM sin considerar la saturación y las pérdidas en el material se corresponde con el mostrado en la figura 6.5 (a).

6.3.2. Modelo de una fase considerando la saturación del material

El modelo elemental representado en la figura 6.5 (a) es considerado por su simplicidad en múltiples referencias [Materu, 1989], [Fahimi, 1998], [Fiedler, 2004] o [Faiz, 2010], no obstante en él se desprecia la dependencia del flujo concatenado con la corriente de fase en cada posición del rotor.

En caso de considerar la saturación del material es necesario incluir en (6.4) y (6.5) la dependencia del flujo concatenado total y la inductancia al origen con la corriente de fase. En esas condiciones (6.6) se expresa como:

$$v_F = i_F R_W + \frac{d(L(\theta, i_F) \cdot i_F)}{dt}. \quad (6.11)$$

Descomponiendo el segundo término en (6.11) resulta:

$$v_F = i_F R_W + L(i_F, \theta) \frac{di_F}{dt} + i_F \left. \frac{\partial L(i_F, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_F=cte} \frac{d\theta}{dt} + i_F \left. \frac{\partial L(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} \frac{di_F}{dt}, \quad (6.12)$$

donde el tercer término en (6.12) es e_M y el cuarto representa la fuerza contra electromotriz inductiva inducida e_L . Es decir:

$$e_L = i_F \left. \frac{\partial L(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} \frac{di_F}{dt}. \quad (6.13)$$

Este término adicional, respecto a (6.7), da cuenta de la energía almacenada en el campo magnético como consecuencia de la dependencia de la inductancia al origen con la corriente [Ray, 1986] y, en consecuencia, debe incluirse en el circuito equivalente de una fase del motor.

Dado el carácter inductivo del multiplicando en (6.13) y el segundo término de (6.12), ambos se pueden agrupar dando lugar a un nuevo elemento denominado inductancia incremental ℓ :

$$\ell(i_F, \theta) = \left(L(i_F, \theta) + i_F \left. \frac{\partial L(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} \right), \quad (6.14)$$

que permite reescribir (6.12) en los mismos términos que (6.7) sin más que sustituir la inductancia al origen por ℓ :

$$v_F = i_F R_W + \ell(i_F, \theta) \frac{di_F}{dt} + e_M, \quad (6.15)$$

dando lugar al circuito equivalente de una fase mostrado en la figura 6.5 (b).

Nótese como únicamente en la región lineal de las curvas características $\lambda(i_F, \theta)$ la inductancia incremental ℓ y la inductancia al origen L coinciden [Walivadekar, 1993] y por ende los modelos (a) y (b) en la figura 6.5.

Análogamente, en un modelo basado en el flujo concatenado, la inductancia incremental se puede calcular como la derivada parcial del flujo concatenado respecto de la corriente manteniendo constante la posición del rotor [Hossain, 2003], [Srinivas, 2005], [Lin, 2004] o [Peng, 2010]. Esto es:

$$v_F = i_F R_W + \frac{d\lambda_T(i_F, \theta)}{dt} = i_F R_C + \left. \frac{\partial \lambda_T(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} \frac{di_F}{dt} + \left. \frac{\partial \lambda_T(i_F, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_F=cte} \frac{d\theta}{dt}, \quad (6.16)$$

siendo el multiplicando en el segundo término de (6.16) la inductancia incremental y el tercer término la fuerza contra electromotriz rotacional:

$$\ell(i_F, \theta) = \left(L(i_F, \theta) + i_F \left. \frac{\partial L(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} \right) = \left. \frac{\partial \lambda_T(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} \quad (6.17)$$

y

$$e_M = \left. \frac{\partial L(i_F, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_F = cte} \frac{d\theta}{dt} \cdot I_F = \left. \frac{\partial \lambda_F(i_F, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_F = cte} \frac{d\theta}{dt} = K_{eM} \cdot \omega_n \cdot i_F. \quad (6.18)$$

6.3.3. Modelo de una fase con el rotor bloqueado considerando las pérdidas en el material

Si bien en el modelo mostrado en la figura 6.5 (b) se contempla la saturación del material ferromagnético a través de la dependencia de la inductancia incremental ℓ con la corriente de fase, en este no se tienen en cuenta los efectos en su caso originados por la histéresis, las corrientes de Foucault u otros fenómenos como el movimiento de las paredes del dominio magnético que provocan pérdidas anómalas o en exceso [Zhu, 1995] y [Goodenough, 2002].

Básicamente una fase de un SRM consiste en un devanado arrollado sobre un polo de un núcleo magnético con entrehierro cuya geometría varía con la posición del rotor. Es por ello que las referencias disponibles en la literatura dedicadas a la caracterización de un núcleo magnético y las conclusiones que de estas se derivan, deberían constituir un buen punto de partida para identificar el circuito equivalente de una fase del motor con el rotor bloqueado.

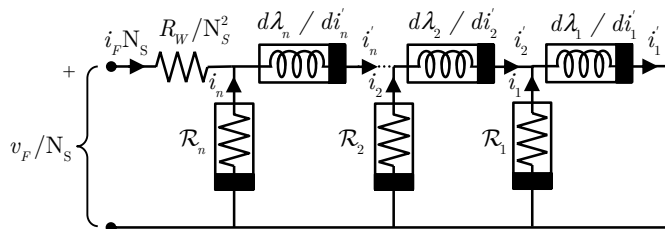
En [Hui, 1996] se muestra el modelo dinámico generalizado de un núcleo magnético con pérdidas por corrientes de Foucault, el cual se basa en una red de Cauer constituida por inductancias diferenciales y resistencias no lineales. Las ecuaciones generalizadas para el circuito son:

$$\begin{aligned} \text{Devanado: } v_F &= i_F R_W + \frac{d(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n)}{dt}; & (6.19) \\ \text{Núcleo: } R_n i_n + \frac{d(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n)}{dt} &= 0; \\ &\dots & (6.20) \\ R_1 i_1 + \frac{d(\lambda_1)}{dt} &= 0, \end{aligned}$$

donde v_F , i_F , R_W y N_S son la tensión, la corriente, la resistencia equivalente y el número de espiras en el devanado. Asimismo, n es el número de elementos de la red y $\lambda_{(1,2,\dots,n)}$ y R_n el flujo concatenado y la resistencia que modela las pérdidas en cada elemento.

Cuando la frecuencia de la excitación es baja, como sucede con este tipo de motores (a una velocidad de 1000 rpm la frecuencia de un ciclo eléctrico es de tan solo 300 Hz) el núcleo se modela con un solo elemento, donde se incluyen dos resistencias en paralelo con el fin de estudiar por separado las pérdidas

Figura 6.6. Circuito equivalente generalizado de un núcleo magnético con pérdidas.



debidas a la histéresis y a las corrientes de Foucault. El valor de ambas resistencias se deduce en función de coeficientes variables, las cuales se pueden combinar para trabajar con una única resistencia equivalente de pérdidas [Sato, 1990].

En [Zhu, 1993] se da un paso más y se añade una resistencia debida a las pérdidas anómalas en paralelo con la que modela las originadas por las corrientes de Foucault. No obstante, para el correcto estudio del comportamiento dinámico del núcleo se propone no considerar por separado la resistencia equivalente de pérdidas por histéresis, sino incluirla junto con una inductancia en un único elemento que contemple la no linealidad del núcleo. Para ello se recurre al modelado de una inductancia no lineal mediante su modelo discreto como línea de transmisión [Zhu, 1995].

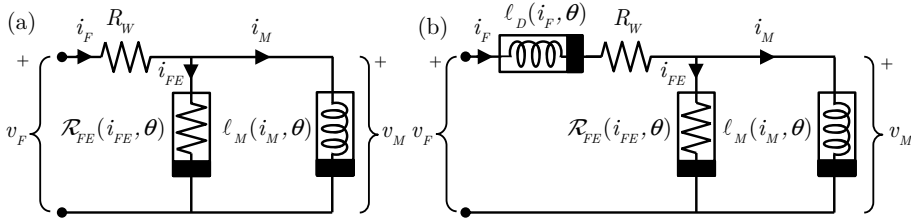
En relación al SRM, en la literatura podemos encontrar varios trabajos donde las pérdidas en el material se modelan mediante una única resistencia en paralelo con una inductancia [Murthy, 1997] y [Lu, 2009]. En sendos trabajos no se distingue el origen de las pérdidas, ni tampoco se considera la dependencia de dicha resistencia con la corriente de excitación tal como se hace en [Corda, 2010a].

En [Raulin, 2004] se describe un modelo más completo en el que se distinguen la energía debida a la histéresis, las corrientes de Foucault y la almacenada en el campo, a través del paralelo de dos resistencias y una inductancia no lineal sin memoria que da cuenta de la saturación magnética.

De igual modo en [Sixdenier, 2006] se presenta un método de análisis alternativo en el que se propone la simulación en 2D por el FEM de un circuito magnético equivalente basado en tubos de flujo de histéresis dinámica (DHFT), donde las pérdidas por conducción en el material se modelan mediante un transformador ideal junto con una resistencia entre extremos del devanado secundario por la cual circula la corriente inducida [Marthouret, 1995].

Dado que el objetivo de este estudio no es analizar el origen de las pérdidas en el material, sino definir un modelo en régimen de operación pulsante que

Figura 6.7. Circuitos equivalentes de una fase en un SRM con el rotor bloqueado: (a) considerando la saturación y las pérdidas en el material, pero despreciando el flujo de dispersión; (b) considerando además el flujo de dispersión.



posibilite determinar la corriente de fase ante una tensión de excitación de entrada, a tenor de la revisión de los trabajos anteriormente citados se ha considerado como primera aproximación agrupar las pérdidas en un único elemento resistivo \mathcal{R}_{FE} dependiente de la corriente. Este modelo que a priori coincide con el propuesto en [Corda, 2010b] se muestra la figura 6.7 (a).

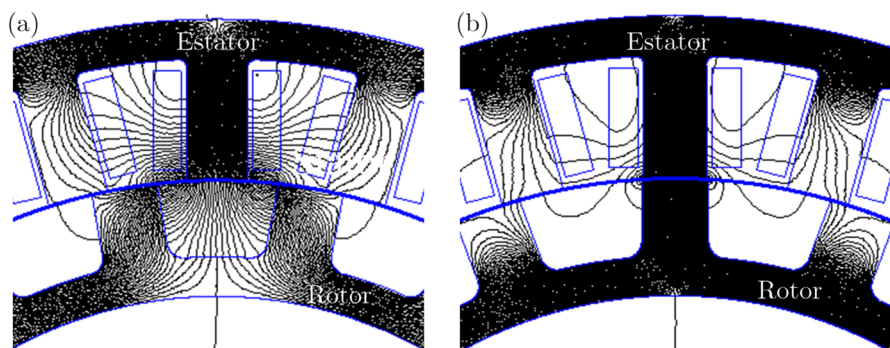
6.3.4. Modelo de una fase con el rotor bloqueado considerando las pérdidas y el flujo disperso

Los modelos descritos en el apartado anterior se centraban principalmente en el estudio del origen y la identificación de las pérdidas en el material, pero no consideraban la dispersión del flujo magnético. Este fenómeno se muestra en la figura 6.8, donde se puede observar las trayectorias equipotenciales del campo magnético en dos simulaciones en 2D por el FEM del SRM 24/18 en las posiciones de desalineamiento y alineamiento.

Obsérvese como habiendo representado el mismo número de líneas de campo en ambas simulaciones, el número de ellas que no atraviesa a la vez el rotor y el estator es mucho mayor en la posición de desalineamiento. Así, cuando el rotor gira desde la posición de alineamiento (en la cual el SRM se podría considerar equivalente a un transformador) hacia la de desalineamiento el flujo de dispersión y del flujo marginal aumentan notoriamente.

No obstante, a pesar de la evidencia anterior, el flujo de dispersión adquiere gran relevancia conforme el material se encuentra más saturado. De forma contraria, esto sucede progresivamente al desplazarse el rotor desde la posición de desalineamiento hacia la de alineamiento, donde la saturación es más profunda. En esas condiciones la permeabilidad del material se aproxima a la del vacío y en consecuencia su contribución a la reluctancia de las trayectorias del flujo de dispersión deja de ser despreciable. Asimismo, la fuerte reducción de la permeabilidad del material como consecuencia de su saturación se traslada

Figura 6.8. Representación de las trayectorias equipotenciales del campo magnético en la posición de desalineamiento (a) y alineamiento (b) obtenidas en una simulación en 2D por del FEM del SRM 24/18.



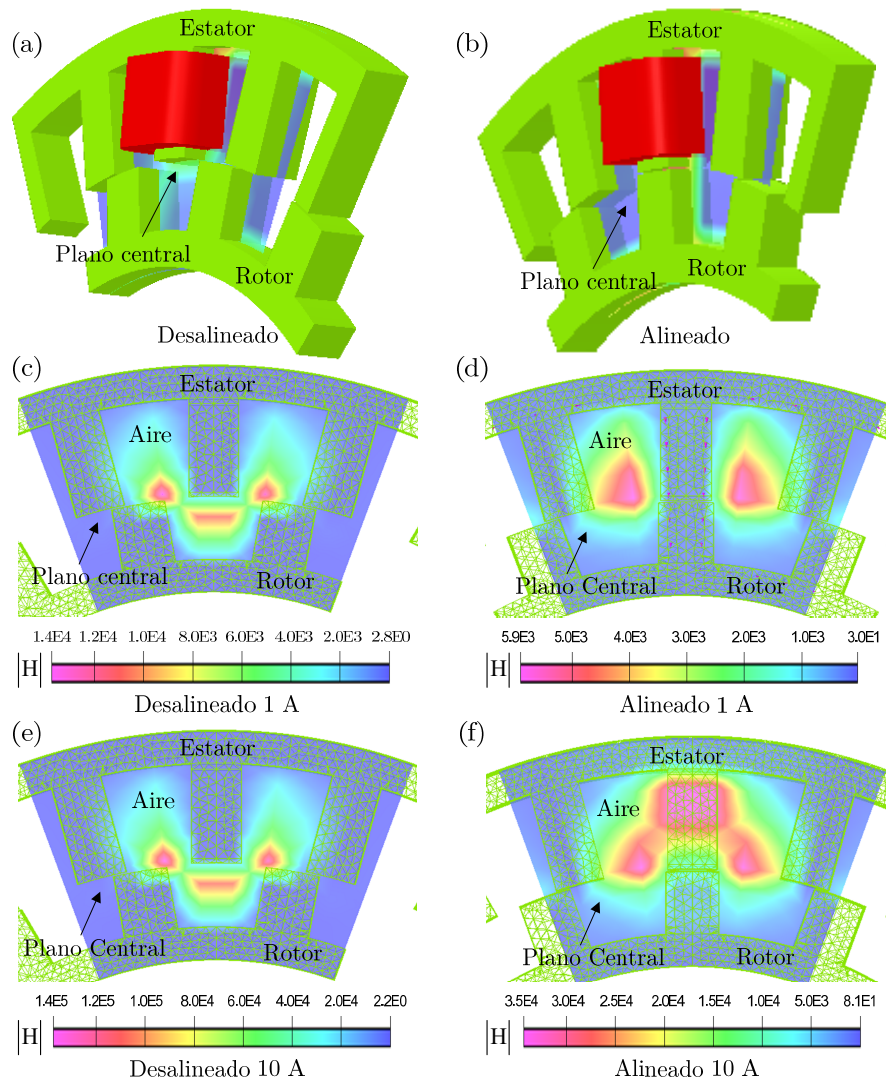
a la inductancia debida al flujo de magnetización, llegando a ser similar a la asociada al de dispersión.

Con el fin de ilustrar esta situación en la figura 6.9 se muestra el resultado de cuatro simulaciones por el FEM en 3D del SRM 24/18 realizadas en las posiciones de alineamiento y desalineamiento para una corriente de fase de 1 y 10 A. Como se puede observar, en la posición de desalineamiento el material trabaja en modo lineal con independencia del valor de la corriente de fase, siendo la permeabilidad en el polo del estator mucho mayor que la del aire y en consecuencia el módulo de la intensidad del campo magnético en las regiones de aire próximas a las esquinas de los polos (imágenes (a), (c) y (e) en la figura 6.9).

En la posición de alineamiento el material exhibe de igual modo un comportamiento lineal para un valor de corriente de fase igual a 1 A, siendo la intensidad del campo magnético en el aire muy elevada en comparación con la del núcleo magnético (imágenes (b), (d) en la figura 6.9). Sin embargo, para una corriente de fase de 10 A el material está profundamente saturado. En consecuencia, el módulo de la intensidad del campo magnético en el polo del estator y en el aire circundante exhiben valores cercanos (figura 6.9 (d)), lo cual implica una significativa reducción de la permeabilidad del material y en consecuencia de la inductancia de magnetización, cuyo valor tiende a aproximarse al de la de dispersión.

A tenor de las consideraciones anteriores se torna necesario la inclusión de este efecto en el modelo de una fase y, por ende, el replanteamiento de la ecuación en tensión:

Figura 6.9. Representación en 3D de la sexta parte en la posición de desalineamiento (a) y alineamiento (b) del SRM 24/18 y del plano central seleccionado para ser analizado. Mapa del módulo de intensidad del campo magnético H en el plano central para una corriente de fase de 1 y 10 A en la posición de desalineamiento (c y e) y de alineamiento (d y f).



$$v_F = i_F R_W + \left. \frac{d\lambda_D(i_F, \theta)}{dt} \right|_{\theta=cte} + \left. \frac{d\lambda_M(i_M, \theta)}{dt} \right|_{\theta=cte}, \quad (6.21)$$

donde:

$$i_{FE} = \frac{v_M}{\mathcal{R}_{FE}} \quad (6.22)$$

y

$$i_M = i_F - i_{FE} \quad (6.23)$$

tal como se puede deducir del circuito equivalente mostrado en la figura 6.7(a).

Con el fin de obtener un modelo basado en elementos eléctricos, haciendo uso del procedimiento descrito entre (6.11) y (6.17) es posible determinar la ecuación en tensión de una fase con el rotor bloqueado ($e_M = 0$) en términos resistivos e inductivos:

$$v_F = i_F R_W + \ell_D(i_F, \theta) \frac{di_F}{dt} + \ell_M(i_F, \theta) \frac{di_M}{dt}, \quad (6.24)$$

donde:

$$\ell_D(i_F, \theta) = \left. \frac{\partial \lambda_D(i_F, \theta)}{\partial i_F} \right|_{\theta=cte} \quad (6.25)$$

y

$$\ell_M(i_M, \theta) = \left. \frac{\partial \lambda_M(i_M, \theta)}{\partial i_M} \right|_{\theta=cte}. \quad (6.26)$$

El circuito eléctrico correspondiente a la expresión (6.24) se muestra en la figura 6.7 (b). En él se incluyen los elementos necesarios para poder modelar la saturación y las pérdidas en el material, así como el efecto del flujo de dispersión.

6.4. Determinación experimental del circuito equivalente de una fase

En este apartado se propone un nuevo procedimiento para la identificación de forma teórica y experimental de los elementos que definen el circuito equivalente de parámetros concentrados mostrado en la figura 6.7 (b).

Los test experimentales se han realizado sobre el prototipo del SRM 24/18 haciendo uso del banco de ensayos descrito en el apartado 0.

6.4.1. Determinación de la resistencia del devanado

La determinación de forma teórica de la resistencia del devanado se ha abordado previamente en el apartado 5.3.5. En este estudio se han descrito

tres procedimientos comunes en la literatura y se ha propuesto uno alternativo, basado en la conservación de la energía, que contribuía a paliar las limitaciones de los anteriores. En todos R_W se ha considerado constante e independiente de la corriente de fase.

Los cuatro métodos han sido testados en el SRM 24/18 en la posición de alineamiento utilizando un conjunto de corrientes de fase de valor máximo entre 1 A y 10 A con incrementos de 1 A. Cada test se ha repetido tres veces y el promedio del valor obtenido se representa en función de la corriente de fase máxima en la figura 6.10 (a).

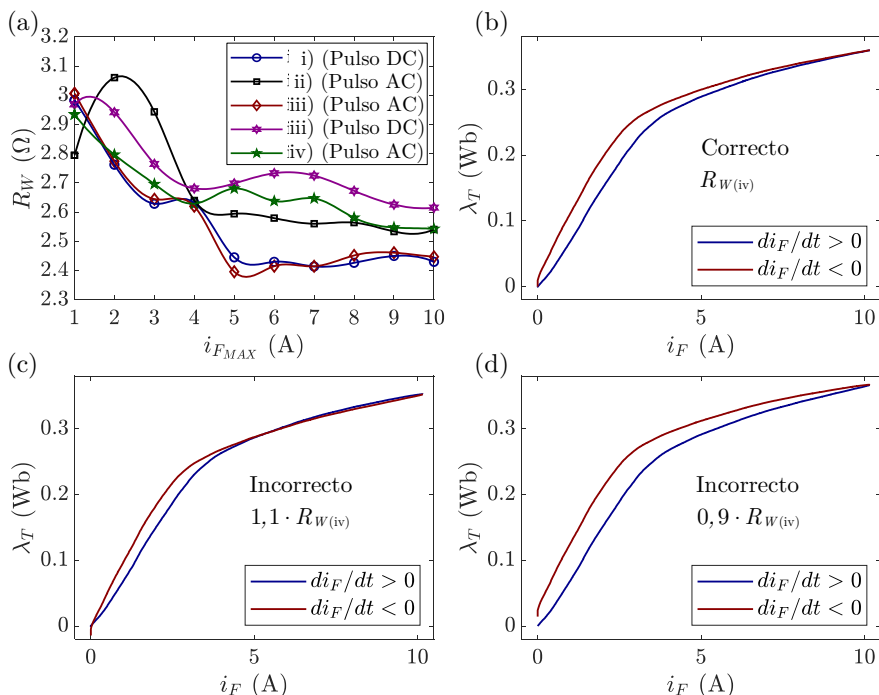
Como se puede observar, el valor de R_W determinado mediante los cuatro procedimientos depende de la corriente de fase. De igual modo, cuando se aplica el método (iii) se puede apreciar la influencia de la derivada de la corriente de fase y por lo tanto de la corriente de magnetización, siendo el resultado diferente dependiendo de si el pulso de excitación proviene de una tensión continua (figura 5.15 (a)) o de una alterna (figura 5.15 (b)).

Por otro lado, el intervalo temporal en el que se realiza la medida varía entre procedimientos. Así, en el método (ii) la resistencia al devanado se estima en el instante t_{DZF} cuando la corriente de fase alcanza su valor de pico, siendo este anterior al seleccionado en el método (i) en el que el valor máximo se alcanza al final del intervalo de conducción (figura 5.15). Por el contrario, en los métodos (iii) y (iv) se considera todo el intervalo de conducción de la corriente de magnetización (t_0-t_{VZ}), lo que significa que la resistencia al devanado se estima para cada ensayo como un valor promedio.

Asimismo, en la posición de alineamiento y con valores de corriente de fase suficientemente elevados que aseguran el comportamiento lineal del material, la inductancia de magnetización resulta máxima y en consecuencia el error en la determinación de la resistencia del devanado por el método (ii) según se indica en (5.61). No obstante, con elevados valores de corriente que fuerzan la saturación del material este error resulta despreciable, siendo en ese caso muy similares los valores obtenidos por el método (ii) y el método (iv) propuesto.

Con el fin de disponer de un patrón de referencia, la resistencia del devanado se ha medido con un multímetro digital Agilent 34410A con una resolución de 6 ½ dígitos en modo 4 hilos a temperatura ambiente de 25°C y con un medidor de impedancias Wayne Kerr 3255B (también en modo 4 hilos) operando a 50 Hz. El resultado de las medidas se muestra en la tabla 6.1, donde además se incluye la desviación de los valores calculados mediante los procedimientos descritos respecto al promedio de los obtenidos con ambos aparatos. Se ha considerado el valor promedio de las medidas en continua (multímetro)

Figura 6.10. Relación en la posición de alineamiento entre la resistencia del devanado R_W y el valor máximo de la corriente de fase $i_{F_{MAX}}$ determinada mediante los 4 procedimientos, para $i_{F_{MAX}}$ entre 1 y 10 A con incrementos de 1 A (a); relación λ_T vs. i_F en la posición de alineamiento habiendo obtenido R_W mediante el procedimiento (iv) (b) y en el caso de modificar el valor de R_W un 10% (c) y un -10% (d).



y alterna (medidor LCR) por no ser la corriente de excitación ni constante ni periódica.

La desviación más alta se produce en todos los casos con bajos valores de corriente (material en modo lineal), siendo esta mayor cuando la excitación es una tensión continua en lugar de sinusoidal. Por el contrario, cuanto más saturado se encuentra el material y menor valor adquieren las inductancias de dispersión y magnetización más reducida es la desviación. En promedio su valor máximo se produce con el método (iii) al aplicar un pulso de tensión continua, en cuyo caso se supera levemente un 2%, mientras que el valor mínimo se produce con excitación alterna aplicando el procedimiento (ii). Asimismo, para ambos tipos de excitación la desviación con el método (iv) es igual a la mitad de la resultante con el método (iii).

La relación entre el flujo concatenado total y la corriente de fase en la posición de alineamiento obtenida mediante el cálculo de R_W por el método (iv) ($R_{W(iv)}$) para un valor máximo de 10 A se muestra en la figura 6.10 (b).

Tabla 6.1. Valores medidos de R_W con el multímetro Agilent y el medidor de impedancias Wayne Kerr y desviación porcentual entre el resultado obtenido con los procedimientos descritos y el valor promedio medido con ambos aparatos.

Método	Agilent	Wayne Kerr	$i_{F_{MAX}}=1$ A	$i_{F_{MAX}}=10$ A	$i_{F_{MAX}}=1:1:10$ A
i (DC)	2,503 Ω	2,507 Ω	18,06 %	-3,8249 %	1,3277 %
ii (AC)	2,702 Ω	2,675 Ω	3,9576 %	-5,4826%	-0,2641 %
iii (DC)	2,503 Ω	2,507 Ω	21,1192 %	-3,1412 %	1,4425 %
iii (AC)	2,702 Ω	2,675 Ω	10,4482 %	-2,7153 %	2,0272 %
iv (DC)	2,503 Ω	2,507 Ω	16,9559 %	-3,9120 %	0,9162 %
iv (AC)	2,702 Ω	2,675 Ω	9,1612 %	-5,4194 %	-0,7067 %

De su análisis se deduce que los valores de R_W medidos con el multímetro y el medidor de impedancias, si bien sirven como referencia para evaluar las desviaciones entre métodos, no son los correctos para determinar el flujo concatenado total cuando el motor se excita con una corriente pulsante en gran señal. Esto se ilustra en las gráficas (c) y (d), donde se muestra la misma relación, pero habiendo sido determinada incrementado y reduciendo $R_{W(iv)}$ un 10%, respectivamente.

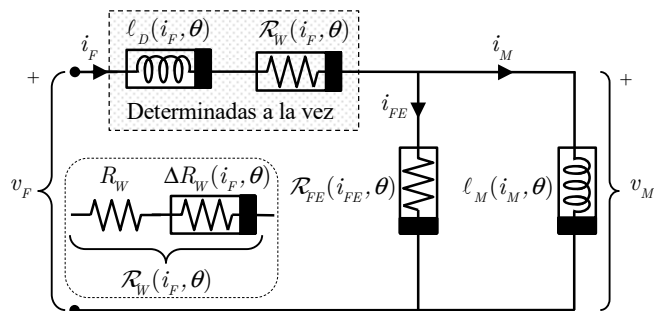
En cuanto a la dependencia en la determinación de R_W con la corriente de fase, se ha considerado que el origen de este efecto proviene del aumento de la contribución del material a la reluctancia de las trayectorias del flujo de dispersión conforme el material se satura, originando pérdidas en el material al igual que sucede con el flujo magnetizante.

Ello conduce a la necesidad de modificar el circuito equivalente mostrado en la Figura 6.7 (b) incluyendo una resistencia \mathcal{R}_D en paralelo con la inductancia de dispersión ℓ_D o, en su defecto, modelar la dependencia de la resistencia del devanado mediante el equivalente serie formado por una componente R_W no dependiente de la corriente de fase y un término incremental ΔR_W , no lineal que dé cuenta de dicha dependencia. Esto se refleja en el nuevo modelo equivalente de una fase del motor mostrado en la figura 6.11, donde el elemento $\mathcal{R}_W = R_W + \Delta R_W$ que sustituye a R_W se ha denominado resistencia incremental equivalente del devanado.

6.4.2. Problemática asociada a la determinación de la inductancia incremental de dispersión

La inductancia incremental de dispersión se puede determinar aplicando (6.25). Para ello es necesario calcular previamente el flujo concatenado de dispersión mediante (5.77) siguiendo el procedimiento descrito en el apartado 5.3.5.

Figura 6.11. Circuito equivalente de una fase en un SRM con el rotor bloqueado considerando la resistencia incremental equivalente del devanado y la inductancia incremental, donde ambas deben ser determinadas conjuntamente.



El resultado de este cálculo se muestra en la figura 6.12, donde se puede observar como las curvas de subida y de bajada de las características $\lambda_D(i_F, \theta)$ evaluadas en alineamiento y desalineamiento no solo no coinciden en cada posición, como debería de suceder en un elemento de carácter inductivo, sino que además llegan a solaparse.

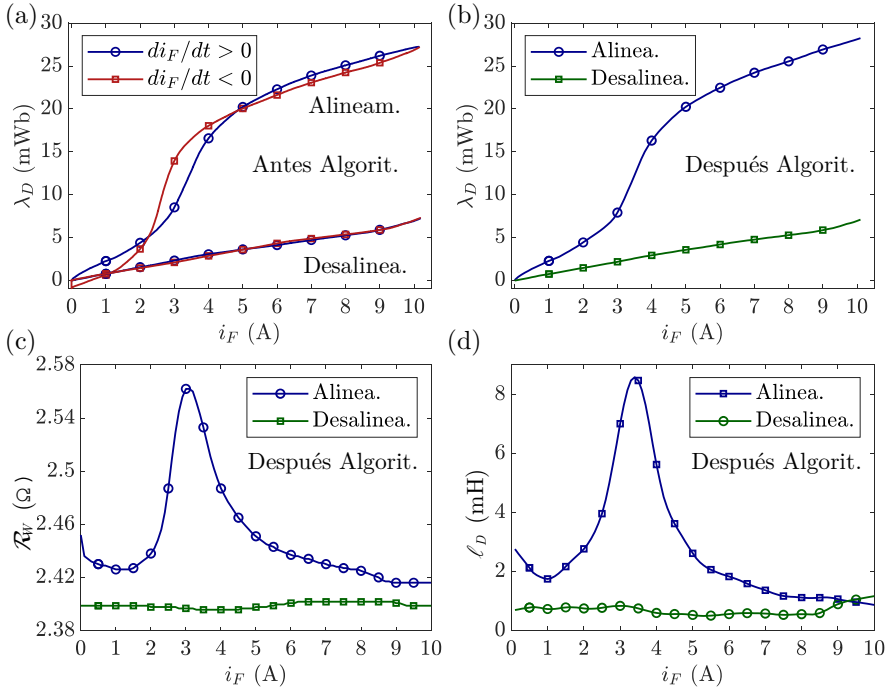
El origen del error está en la determinación de la resistencia del devanado y la inductancia de dispersión de forma independiente. En este caso la resistencia del devanado se ha calculado mediante el método (iv) basado en la conservación de la energía propuesto en el apartado 5.3.5

En términos energéticos el resultado de aplicar el método (iv) es correcto, dado que si se calcula la energía almacenada en el campo magnético asociada a la inductancia de dispersión como se indica en (5.77) desde que se aplica la excitación en $t=t_0$ hasta que se extingue la tensión magnetizante en $t=t_{ZV}$, esta resulta nula. Lo que equivale a decir que el área neta encerrada por las curvas de subida y bajada, determinada mediante la integral definida entre t_0 y t_{ZV} del producto de la corriente de fase i_F por un diferencial del flujo concatenado de dispersión $d\lambda_D$, resulta nula.

Si la resistencia del devanado se estima mediante el procedimiento (ii) y (iii), la situación es análoga. No obstante, la energía en ℓ_M y ℓ_D en el instante t_{ZV} , al contrario de lo que debería suceder, resulta no nula (aunque muy reducida), siendo en ambas inductancias igual y de signo contrario. El método (i) no se ha evaluado por haberse realizado el ensayo mediante un pulso de excitación sinusoidal.

Con el fin de obviar la problemática que deriva de la determinación de la inductancia incremental de dispersión mediante la metodología clásica, en este apartado se propone un nuevo procedimiento para el cálculo de \mathcal{R}_W mediante

Figura 6.12. Relación λ_D vs. i_F en las posiciones de alineamiento y no alineamiento habiendo calculado la resistencia incremental equivalente del devanado independientemente del flujo de dispersión (a) y en caso contrario, aplicando el procedimiento propuesto (b). Relación entre \mathcal{R}_W e i_F (c) y ℓ_D e i_F (d) habiendo sido calculadas \mathcal{R}_W y ℓ_D conjuntamente mediante el procedimiento propuesto.

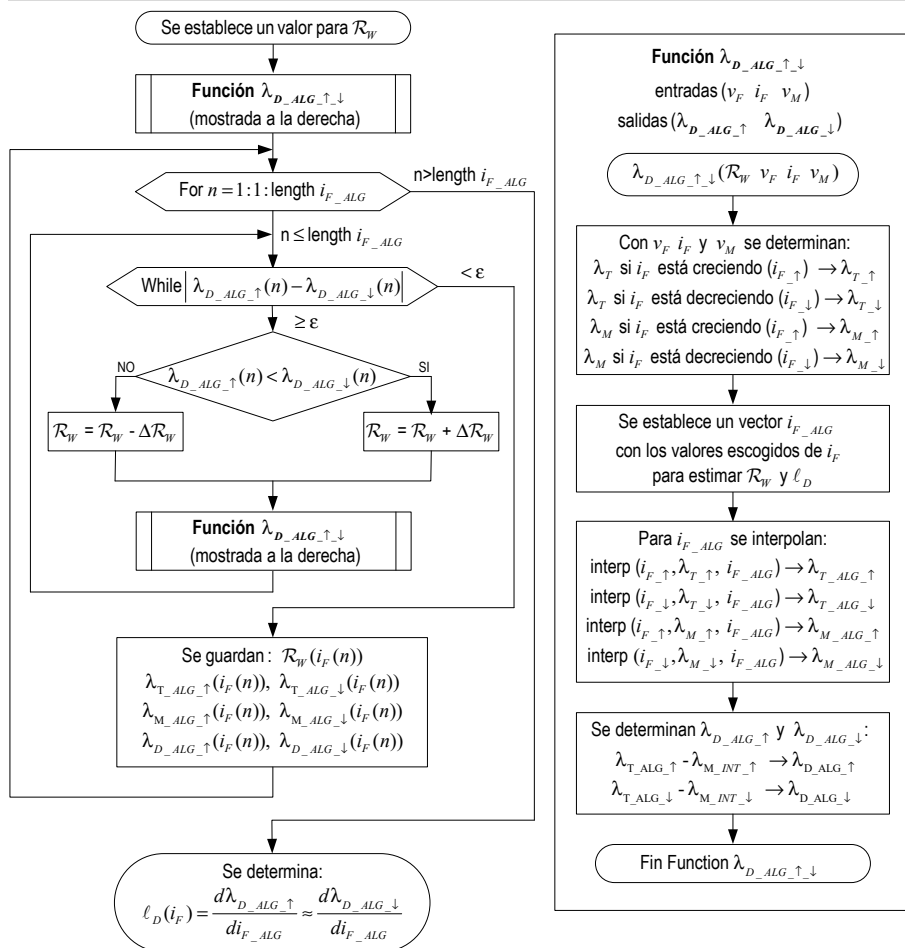


el cual se asegura que la relación entre el flujo de dispersión y la corriente de fase que resulte en cada posición del rotor biunívoca, como sucede en una inductancia ideal saturable.

Una vez se dispone de la relación $\lambda_D(i_F, \theta)$ la inductancia de dispersión se calcula mediante (6.25) para cada valor de la posición y la corriente de fase. Nótese como para lograr ese comportamiento biunívoco la determinación de ℓ_D y R_W formalmente debe realizarse conjuntamente.

El diagrama de flujo del procedimiento propuesto se muestra en la figura 6.13. En cada posición se ejecuta secuencialmente como sigue: 1) se establece un valor inicial de la resistencia incremental \mathcal{R}_W del devanado igual al resultado de aplicar el procedimiento (iv) descrito en el apartado 5.3.5 ($R_{W(i_v)}$); 2) se determina la relación que el flujo concatenado total y el flujo magnetizante mantienen con la corriente de fase en sentido ascendente ($\lambda_{T\uparrow}$ y $\lambda_{M\uparrow}$) y descendente ($\lambda_{T\downarrow}$ y $\lambda_{M\downarrow}$); 3) se fija un vector (i_{F_ALG}) con los valores de corriente de fase para los cuales se desea determinar \mathcal{R}_W y ℓ_D y se determinan

Figura 6.13. Diagrama de flujo del algoritmo propuesto para la determinación conjuntamente de la resistencia incremental equivalente del devanado y la inductancia incremental de dispersión.



para dichos valores el flujo concatenado total y el flujo magnetizante ($\lambda_{T_ALG_↑}$, $\lambda_{M_ALG_↑}$, $\lambda_{T_ALG_↓}$ y $\lambda_{M_ALG_↓}$) mediante una función de interpolación cúbica; 4) Se calcula el flujo de dispersión en sentido ascendente y descendente ($\lambda_{D_ALG_↑}$ y $\lambda_{D_ALG_↓}$) para cada valor de corriente escogido; 5) Si la diferencia entre $\lambda_{D_ALG_↑}$ y $\lambda_{D_ALG_↓}$ para ese valor de corriente resulta inferior a ϵ (fijado como el 1% del valor máximo calculado inicialmente al determinar $R_{W(iv)}$) se almacena el valor obtenido de \mathcal{R}_W y $\lambda_{D_ALG_↑}$ y se vuelve a ejecutar el lazo para un nuevo valor de corriente; 6) si por el contrario la diferencia entre $\lambda_{D_ALG_↑}$ y $\lambda_{D_ALG_↓}$ es mayor o igual a ϵ se ajusta el valor de \mathcal{R}_W incrementando o decrementando su valor en $\Delta\mathcal{R}_W \approx 1\%$ según el signo de la diferencia,

volviéndose a ejecutar los pasos 2), 3) y 4): 7) concluido el cálculo para todos los valores escogidos de la corriente de fase se dispone de las relaciones $\mathcal{R}_W(i_{F_ALG})$ y $\lambda_{D_ALG_↑}(i_{F_ALG}) \approx \lambda_{D_ALG_↓}(i_{F_ALG})$ y haciendo uso de (6.25) se obtiene $\mathcal{L}_D(i_{F_ALG})$.

El resultado se muestra para las posiciones de alineamiento y desalineamiento en la figura 6.12, donde se puede observar como, después del aplicar el algoritmo, la relación entre el flujo concatenado de dispersión y la corriente de fase resulta biunívoca (gráfica (b)). Se considera relevante señalar que la relación obtenida no coincide con el promedio de las curvas ascendente y descendente mostradas en la gráfica (a).

Adicionalmente, en las gráficas (c) y (d) se muestra, respectivamente, la relación que la resistencia incremental del devanado y la inductancia incremental de dispersión mantienen con la corriente de fase en las posiciones de alineamiento y desalineamiento. El pico que aparece en torno a 3,4 A en la posición de alineamiento es debido a la fuerte variación de la derivada del flujo de dispersión respecto de la corriente de fase en el codo de la curva.

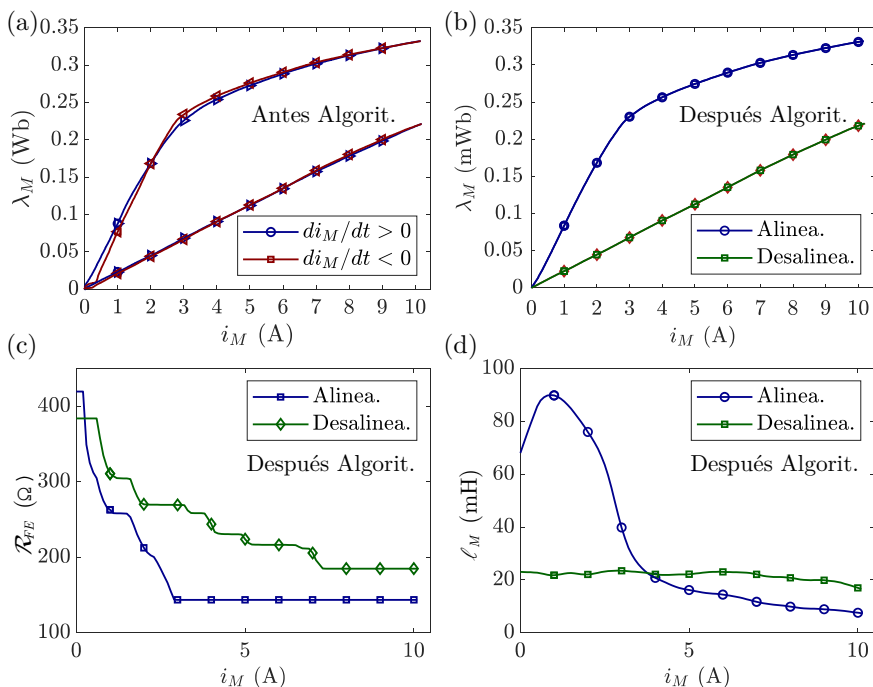
6.4.3. Determinación de la resistencia de pérdidas en el material y la inductancia de magnetización

Como se ha descrito en el apartado 6.3.4, la resistencia que modela las pérdidas en el material puede estimarse o bien independientemente de la inductancia de magnetización incremental, como se propone para el modelo de un SRM en [Murthy, 1997], [Perez-Cebolla, 2009a], [Kaiyuan, 2009] y [Corda, 2010b] o bien conjuntamente como se indica para un inductor no lineal genérico en [Chua, 1970].

En las tres primeras referencias la resistencia que modela las pérdidas se asume constante. En [Corda, 2010b] se demuestra como al aplicar a una fase del motor un pulso de tensión constante, la resistencia equivalente de pérdidas disminuye conforme aumenta el valor máximo de la corriente de fase. Para ello mantienen el valor de la tensión y varían la duración del pulso de forma similar al ensayo mostrado en la figura 5.15 (a). No obstante, en cada ensayo su valor se considera constante y por tanto independiente de la corriente, el cual se determina en base al principio de conservación de la energía, al igual que en las otras tres referencias.

Así, en el caso de asumir constante en cada ensayo la resistencia de pérdidas, esta se puede calcular como se indica en una publicación previa [Perez-Cebolla, 2009a], donde el pulso de excitación aplicado es el mostrado en la figura 5.15 (b). Esto es:

Figura 6.14. Relación λ_M vs. i_M en las posiciones de alineamiento y no alineamiento habiendo calculado la resistencia incremental de pérdidas en el material independientemente del flujo magnetizante (a) y en caso contrario, aplicando el procedimiento propuesto (b). Relación entre \mathcal{R}_{FE} e i_M (c) y ℓ_D e i_M (d) habiendo sido calculadas \mathcal{R}_{FE} y ℓ_M conjuntamente mediante el procedimiento propuesto.



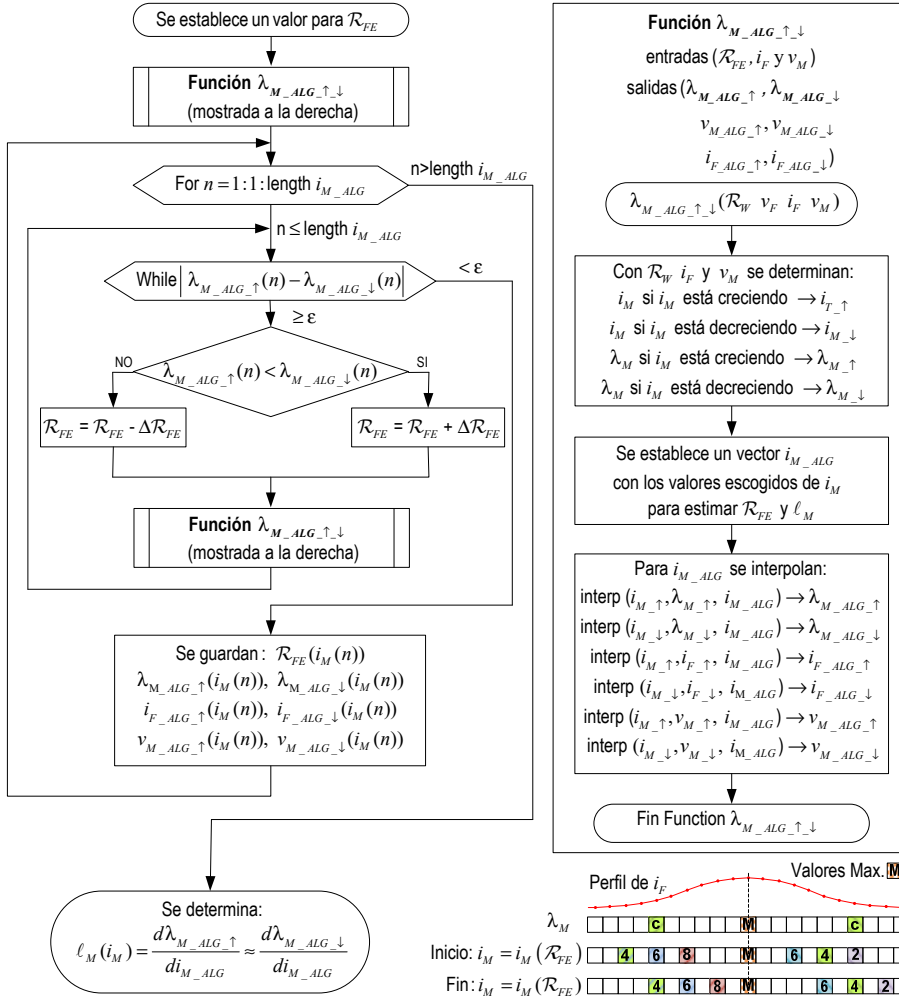
$$\mathcal{R}_{FE} = \frac{\int_{t_0}^{t_{ZV}} v_M^2 dt}{\int_{t_0}^{t_{ZV}} v_M \cdot i_F dt} = R_{FE}, \quad (6.27)$$

donde se asume que la energía almacenada en las inductancias incrementales de dispersión y de magnetización resulta nula en el instante t_{ZV} en el que se extingue la tensión magnetizante.

Como referencia, el valor de \mathcal{R}_{FE} obtenido en la posición de alineamiento tras realizar el ensayo mostrado en figura 5.15 (b) ha sido 212,5 Ω .

Una vez se ha dispuesto de \mathcal{R}_{FE} (en este caso constante e igual a R_{FE}) la corriente magnetizante i_M y el flujo concatenado de magnetización λ_M se han determinado haciendo uso de (6.22) y (5.74), respectivamente. La relación entre ambas magnitudes en las posiciones de alineamiento y desalineamiento se muestra en figura 6.14 (a), donde se puede apreciar como con el rotor bloqueado la curva ascendente y la descendente no coinciden sino que se cruzan

Figura 6.15. Diagrama de flujo del algoritmo propuesto para la determinación conjunta de la resistencia incremental de pérdidas en el material \mathcal{R}_{FE} y la inductancia incremental de magnetización \mathcal{L}_M .



para cumplir con la condición de conservación de la energía, al contrario de lo que se espera de una inductancia saturable.

Con el fin de asegurar una relación λ_M vs. i_M biunívoca, se propone un nuevo procedimiento de cálculo basado en el algoritmo mostrado en la figura 6.15, mediante el cual para cada valor de la corriente magnetizante se calculan conjuntamente el correspondiente de la resistencia incremental de pérdidas en el material \mathcal{R}_{FE} en función de la corriente que la atraviesa i_{FE} y del flujo concatenado de magnetización λ_M y, a partir de este, de la inductancia de magnetización \mathcal{L}_M en función de la corriente magnetizante i_M .

El procedimiento esencialmente sigue los mismos pasos que en el descrito para la determinación de $\mathcal{R}_W(i_F)$ y $\mathcal{L}_D(i_F)$, si bien es un poco más complejo al no compartir \mathcal{R}_{FE} y \mathcal{L}_M la misma corriente. Así en este caso se trabaja con \mathcal{R}_{FE} , R_{FE} , i_M , i_{M_ALG} y \mathcal{L}_M en lugar de \mathcal{R}_W , R_W , i_F , i_{F_ALG} y \mathcal{L}_D y un valor de $\epsilon \approx 1\%$ del valor máximo de λ_M evaluado inicialmente con R_{FE} y de $\Delta\mathcal{R}_{FE} = 5\%$ de R_{FE} .

Los resultados del algoritmo en la posición de alineamiento, tras procesar los datos procedentes del ensayo mostrado en la figura 5.15 (b), se pueden observar en la figura 6.14. En las mismas gráficas se han incluido para su comparación los obtenidos en la posición de desalineamiento. De su análisis se deduce una clara dependencia de la resistencia incremental de pérdidas en el material \mathcal{R}_{FE} con la corriente (figura 6.14 (c) donde en el eje de abscisas en lugar de i_{FE} se ha escogido i_M por ser común al resto de gráficas), al igual que le sucede a la inductancia incremental de magnetización \mathcal{L}_M (figura 6.14 (d)), siendo en este caso biunívoca la relación λ_M vs. i_M que la define (figura 6.14 (b)).

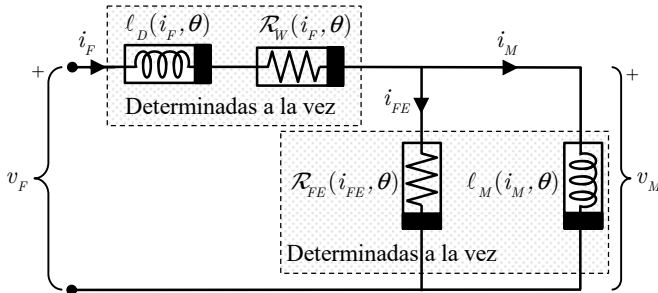
Nótese la fuerte reducción de la inductancia incremental de magnetización en la posición de alineamiento cuando el material se encuentra profundamente saturado (con un perfil muy similar al de la permeabilidad frente al módulo de la intensidad del campo magnético), llegando incluso a alcanzar valores cercanos a los de la inductancia incremental de dispersión.

En cuanto a la resistencia incremental de pérdidas en el material, tanto su valor como su dependencia con la corriente se reduce cuando el material profundiza en la región de saturación, manifestándose esa dependencia en todas las posiciones del rotor.

En la figura 6.16 se muestra el circuito equivalente de parámetros concentrados propuesto finalmente para modelar el comportamiento de una fase del SRM con el rotor bloqueado, donde los conjuntos serie y paralelo formados, respectivamente, por $\mathcal{R}_W - \mathcal{L}_D$ y $\mathcal{R}_{FE} \parallel \mathcal{L}_M$ se han agrupado en cajas, con el fin de dar cuenta de la necesidad de la determinación conjunta de los elementos que los forman. Asimismo, estos elementos se han representado con símbolos que dan cuenta de su comportamiento no linealmente dependiente de la corriente que por ellos circula y de la posición del rotor.

Respecto al acoplamiento entre fases, no es objeto de esta tesis. En cualquier caso, con el motor operando a velocidad constante y en condiciones de excitación de pulso único, tal como se ha abordado el estudio, no se suele recurrir al solapamiento entre fases, de modo que la conducción simultánea de dos corrientes únicamente ocurre en el intervalo de conmutación. En esa región el valor de las corrientes no es elevado y el efecto del acoplamiento se suele

Figura 6.16. Circuito equivalente no lineal de parámetros concentrados de una fase del motor con el rotor bloqueado propuesto finalmente.



despreciar [Farshad, 2005], siendo realmente necesaria su consideración en algoritmos de control más específicos.

Así, en caso de que dos fases X e Y conduzcan simultáneamente, (6.25) y (6.26) deben pasar de un espacio bidimensional de geometría euclídea a otro tridimensional y el circuito equivalente mostrado en la Figura 6.16 ir acompañado por uno adicional que represente una segunda fase.

El valor de los elementos incrementales en el circuito resultante $\mathcal{L}_D(i_{F_X}, i_{F_Y})$, $\mathcal{R}_W(i_{F_X}, i_{F_Y})$, $\mathcal{L}_M(i_{M_X}, i_{M_Y})$ y $\mathcal{R}_W(i_{FE_X}, i_{FE_Y})$, pueden ser igualmente determinados mediante los algoritmos propuestos para cada valor de θ , i_{F_X} tomado como parámetro i_{F_Y} . En cuyo caso el número de ensayos experimentales y el coste computacional se multiplica por el número de valores corriente N_Y [Farshad, 2005] y [Jain, 2006].

6.5. Verificación del circuito equivalente propuesto con el rotor bloqueado

Conocido el circuito equivalente de una fase y el valor de sus elementos, su simulación puede abordarse en PSpice aprovechando los modelos aportados por los fabricantes en el diseño de las etapas electrónicas a través de las cuales se alimenta y controla el motor. Para ello en el fichero incluido en el apartado D.2 del apéndice D hay que sustituir los elementos resistivos e inductivos del circuito equivalente de una fase del motor mostrado en la figura 6.5 (b) por los que aparecen en el propuesto en la figura 6.16, describiendo la dependencia de estos elementos con la corriente que los atraviesa y la posición del rotor o bien en forma de tablas o bien mediante una función como se muestra en dicho ejemplo, donde el comportamiento no lineal de la inductancia del devanado con la corriente de fase y la posición del rotor se ha modelado a través de una red neuronal. Varios ejemplos del resultado de estas simulaciones se pueden

observar en dos publicaciones fruto de esta tesis [Perez-Cebolla, 2009a] y [Perez-Cebolla, 2013].

No obstante, con el fin de proporcionar un modelo que se pueda simular en otro entorno de programación como Matlab (apartado D.3 del apéndice D), este se describe a continuación en forma de ecuaciones en el espacio de estados.

En un modelo básico con el rotor bloqueado (figura 6.5 (b) con $e_M=0$) la corriente de fase es la única variable de estado. Sin embargo, en este caso la inductancia incremental magnetizante y la resistencia incremental de pérdidas en el material se han determinado conjuntamente en base a la tensión y la corriente magnetizante, por lo que se ha decidido expresar la corriente de fase en función de la corriente magnetizante, siendo, en consecuencia, esta y su primera derivada las variables de estado.

Así, puesto que (6.24) se puede reescribir como sigue:

$$v_F = i_F \mathcal{R}_W + \ell_D(i_F, \theta) \dot{i}_F + \ell_M(i_F, \theta) \dot{i}_M, \quad (6.28)$$

y además considerando que

$$v_M = \ell_M \dot{i}_M = \mathcal{R}_{FE} \dot{i}_M \quad (6.29)$$

y la corriente de fase se puede expresar partir de (6.22) como:

$$i_F = i_M + \frac{\ell_M}{\mathcal{R}_{FE}} \dot{i}_M, \quad (6.30)$$

la combinación de (6.28) y (6.30) da lugar a la siguiente ecuación en el espacio de estados del modelo:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_M \\ \ddot{i}_M \end{pmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{pmatrix} i_M \\ \dot{i}_M \end{pmatrix} + \mathbf{B} \cdot v_F, \quad (6.31)$$

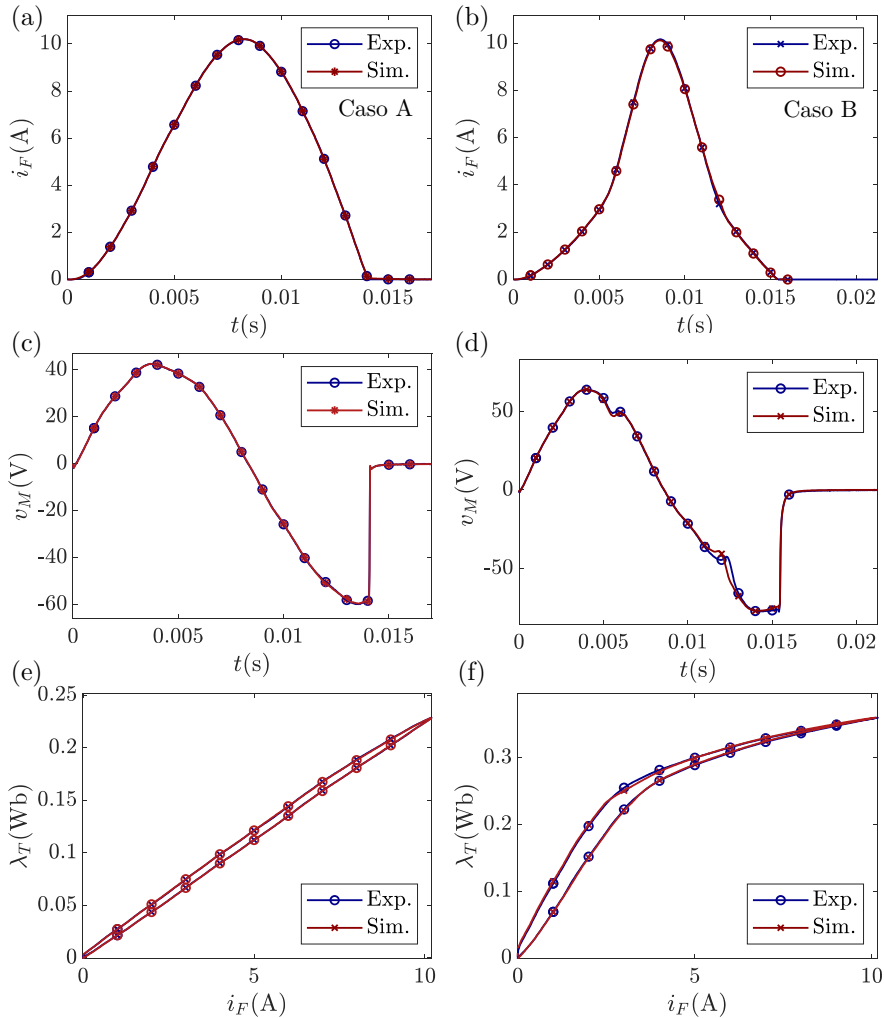
donde

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\mathcal{R}_W \mathcal{R}_{FE}}{\ell_D \ell_M} & -\frac{\ell_M \mathcal{R}_W + \mathcal{R}_{FE}(\ell_D + \ell_M)}{\ell_D \ell_M} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{\mathcal{R}_{FE}}{\ell_D \ell_M} \end{pmatrix}. \quad (6.32)$$

Con el propósito de validar tanto el modelo como el procedimiento propuesto para la determinación de sus elementos se han realizado múltiples simulaciones en el entorno Matlab-Simulink.

Estos ensayos experimentales, de los que se alimenta el modelo, se han realizado inicialmente aplicando una tensión sinusoidal a través de un tiristor

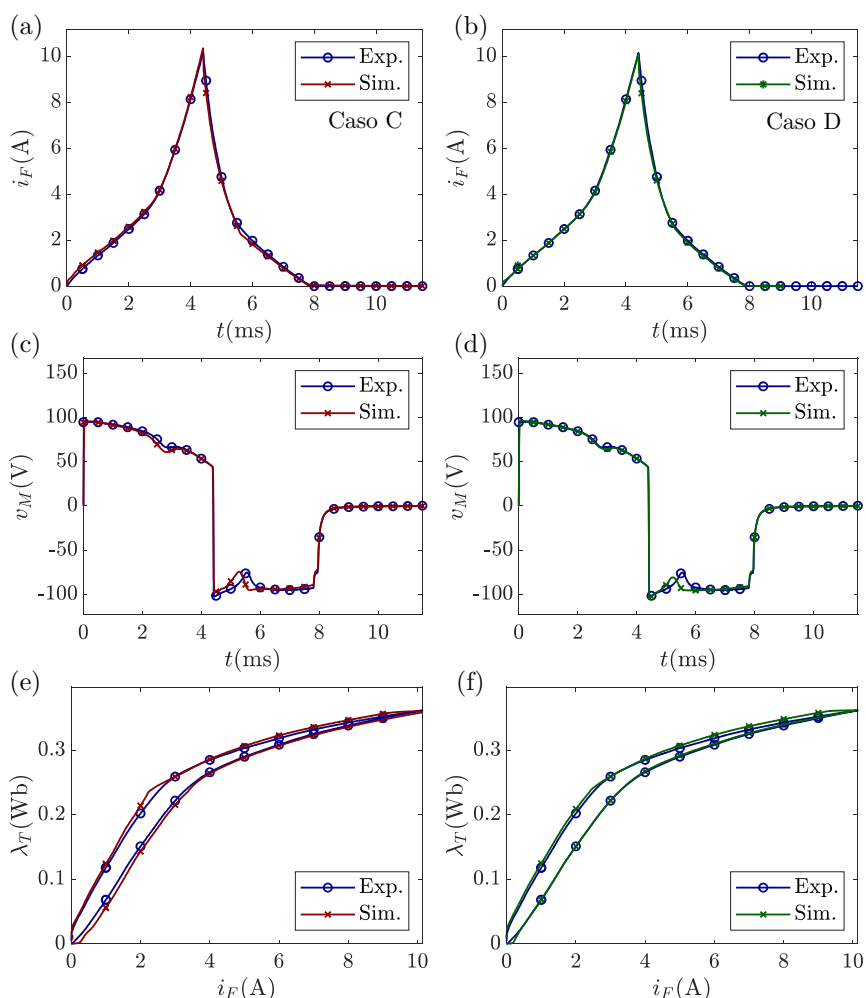
Figura 6.17. Corriente de fase, tensión de magnetización y relación λ_T vs. i_F obtenidas de la simulación del modelo y experimentalmente con excitación sinusoidal en la posición de desalineamiento (izqda.) y alineamiento (dcha.).



y, posteriormente, una continua mediante una rama de un puente asimétrico, obteniéndose en ese caso un pulso de tensión de fase con forma rectangular bipolar (típico en este tipo de motor).

El modelo se ha validado con ambos tipos de excitación aplicando a su entrada las muestras de tensión de fase capturadas experimentalmente. El resultado obtenido con excitación sinusoidal en las posiciones de desalineamiento (caso A) y alineamiento (caso B) se muestra en la figura 6.17.

Figura 6.18. Corriente de fase, tensión de magnetización y relación λ_T vs. i_F obtenidas de la simulación del modelo y experimentalmente con excitación rectangular en la posición de alineamiento, habiendo estimado los parámetros del modelo con excitación sinusoidal (izqda.) y con excitación rectangular (dcha.).



Con el fin de verificar su capacidad ante diferentes tipos de excitación, este se ha simulado en la posición de alineamiento aplicando una tensión rectangular bipolar. Asimismo, para comprobar cómo afecta el tipo de señal con el que se identifican sus elementos, estas simulaciones se han realizado en un caso con los determinados experimentalmente mediante excitación sinusoidal (caso C) y en el otro con los obtenidos al aplicar excitación rectangular (caso D). Los resultados de estas simulaciones se muestran en la figura 6.18, donde se puede observar como en ambos casos tan apenas difieren de los experimentales,

siendo, como cabía esperar, ligeramente mejores cuando los elementos se determinan con la misma forma de onda que la de la excitación.

Las únicas variables eléctricas que se pueden medir en los ensayos experimentales son la tensión de fase, la corriente de fase y la tensión en el devanado auxiliar, donde la primera de ellas actúa como entrada al sistema y las otras dos como respuesta.

Habitualmente el devanado auxiliar no forma parte de una fase y, por ende, no se incluye en el circuito equivalente. Así, para determinar la bondad del ajuste entre los valores medidos y los obtenidos en las simulaciones se ha elegido la tensión de magnetización y la corriente de fase. Esta se ha cuantificado mediante el valor medio del error absoluto (MAE), el valor relativo de la raíz del error cuadrático medio (rRMSE) y el coeficiente de Nash-Sutcliffe (NSE) empleando respectivamente (2.25), (2.26) y (2.27).

Adicionalmente, para determinar cómo afecta a la bondad del ajuste la degradación del modelo, se han realizado dos simulaciones con excitación sinusoidal en las posiciones de alineamiento y desalineamiento considerando que: a) las pérdidas en el material son nulas ($\mathcal{R}_{FE}=\infty$, casos E y F correspondientes a la posición de alineamiento y desalineamiento, respectivamente); b) la resistencia de pérdidas en el material, de acuerdo con (6.27), es constante ($\mathcal{R}_{FE}=R_{FE}=\text{cte.}$, casos G y H relativos a la posición de alineamiento y desalineamiento, respectivamente). En todos los casos la resistencia incremental del devanado \mathcal{R}_W se ha considerado constante e igual a $R_{W(iv)}$ (calculada mediante (5.70)) y las inductancias incrementales de dispersión \mathcal{L}_D y de magnetización \mathcal{L}_M se han obtenido considerando únicamente las curvas ascendentes de las respectivas relaciones $\lambda_D(i_F, \theta)$ y $\lambda_M(i_M, \theta)$ [Perez-Cebolla, 2009c].

Del estudio de los resultados mostrados en la tabla 6.2 se concluye que el NSE es muy alto en todos los casos, incluso cuando el modelo se excita con una señal muy diferente a la empleada para la determinación de sus elementos (casos C y D). Estos buenos resultados se ponen igualmente de manifiesto en el cálculo del rRMSE y del MAE, especialmente cuando se simula el circuito equivalente completo y sus elementos se determinan mediante los algoritmos propuestos en el apartado anterior. Además, se observa que el modelo ajusta mejor:

– En la posición de desalineamiento que en la de alineamiento. Así, cuando se emplea el modelo y los algoritmos de cálculo propuestos para estimar la corriente de fase, el MAE y el RRMSE son, respectivamente 3,5 y 4,5 veces más bajos en la posición de desalineamiento que en la de alineamiento (casos A y B).

Tabla 6.2. Resultado en base a parámetros estadísticos de la bondad del ajuste entre los valores medidos y simulados de la corriente de fase y la tensión magnetizante.

Posición	Tipo	Magnitud y Caso	MAE	rRSME (%)	NSE (%)
Desaline.	Sinu.	i_F (E: $R_{FE}=\infty$)	0,1227 A	2,1653 %	99,8846 %
		i_F (F: $R_{FE}=\text{cst}$)	0,0318 A	0,6718 %	99,9889 %
		i_F (A: Fig. 6.17 (a))	0,0095 A	0,1881 %	99,9991 %
		v_M (E: $R_{FE}=\infty$)	0,3178 V	1,1158 %	99,9875 %
		v_M (F: $R_{FE}=\text{cst}$)	0,1636 V	0,8309 %	99,9931 %
		v_M (A: Fig. 6.17 (c))	0,1352 V	0,6181 %	99,9961 %
Aline.	Sinu.	i_F (G: $R_{FE}=\infty$)	0,2277 A	5,0401 %	99,5676 %
		i_F (H: $R_{FE}=\text{cst}$)	0,0931 A	2,3950 %	99,9024 %
		i_F (B: Fig. 6.17 (b))	0,0333 A	0,9311 %	99,9852 %
		v_M (G: $R_{FE}=\infty$)	0,9598 V	4,2876 %	99,8161 %
		v_M (H: $R_{FE}=\text{cst}$)	0,8328 V	3,5170 %	99,8763 %
		v_M (B: Fig. 6.17 (d))	0,8173 V	2,7679 %	99,9233 %
Aline.	Rect.	i_F (C: Fig. 6.18 (a))	0,1159 A	3,7402 %	99,8116 %
		i_F (D: Fig. 6.18 (b))	0,0678 A	2,9952 %	99,8792 %
		v_M (C: Fig. 6.18 (c))	3,0105 V	6,0227 %	99,6373 %
		v_M (D: Fig. 6.18 (d))	1,9287 V	4,6748 %	99,7815 %

↪ Cuando la complejidad del modelo aumenta. Si por ejemplo en la posición de desalineamiento no se considera la resistencia equivalente de pérdidas (caso F), el MAE y el rRMSE son, respectivamente, 12,92 y 11,51 veces más elevados que en el caso de utilizar el modelo completo y los algoritmos propuestos (caso A). Lo mismo sucede si dicha resistencia se considera constante (CASO F), en cuyo caso el MAE y el rRMSE resultan, respectivamente, 3,35 y 3,57 veces mayores que en el caso A.

Si se estima la corriente de fase en lugar de la tensión de magnetización. Se debe tener en cuenta que la medida de la corriente de fase es directa, sin embargo, la tensión de magnetización se calcula mediante (5.71) a partir de la relación k_T obtenida entre la tensión de fase y en el devanado auxiliar cuando se extingue la corriente de fase.

6.5.1. Estimación de las pérdidas en el material

En [Krings, 2010] se clasifican los modelos disponibles en la literatura para determinar las pérdidas en el material. Entre ellos, dos resultan adecuados para operar a frecuencias no muy elevadas y con formas de onda arbitrarias, como sucede en este caso. Estos concretamente son la ecuación de Steinmetz modificada o MSE [Reinert, 2001] y la ecuación de Steinmetz generalizada mejorada (iGSE) [Venkatachalam, 2002].

Ambos modelos predictivos y el procedimiento para determinar las pérdidas en el material en base al modelo equivalente propuesto de una fase se describen a continuación.

En la ecuación de Steinmetz modificada las pérdidas por unidad de volumen se calculan como sigue:

$$P_{MSE} = \frac{1}{T} C_m \left(\frac{2}{(\Delta B)^2 \pi^2} \int_0^{T_{MAG}} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \right)^{\alpha-1} \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\beta \quad (6.33)$$

y en la de Steinmetz generalizada mejorada se corresponden con:

$$P_{iGSE} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{C_m}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \varphi|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\varphi} \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt, \quad (6.34)$$

donde B y ΔB son, respectivamente, la densidad del campo magnético y su valor de pico a pico, C_m , α y β los coeficientes de Steinmetz, T el periodo de repetición, T_{MAG} el periodo de magnetización y φ una variable angular.

Los parámetros de Steinmetz son dependientes del material y se pueden obtener de su ecuación:

$$P_V = C_m f^\alpha B_{MAX}^\beta, \quad (6.35)$$

donde P_V son las pérdidas en el material por unidad de volumen y f la frecuencia eléctrica.

La determinación experimental de estos parámetros se ha realizado haciendo uso de la probeta AP-02 (véase apartado 2.2) y el procedimiento clásico de caracterización del material descrito en el apartado 2.4, cuyo resultado se muestra en la Figura 2.5. En dichos ensayos se llegó a alcanzar una densidad del campo magnético aproximadamente igual a 2 T, asegurando la profunda saturación del material. Los valores obtenidos de estos parámetros en el rango frecuencial explorado entre 50 y 200 Hz son $C_m=1,42$, $\alpha=2,651$ y $\beta=1,699$.

Una vez conocido el valor de los parámetros de Steinmetz, se ha simulado por el FEM en 3D el prototipo del motor en la posición de alineamiento para una corriente de fase de 10 A (Figura 6.9 (b) y (f)) y se ha calculado el valor del campo B_i en cada uno de los N elementos tetraédricos de volumen V_i en que el programa divide el material. Seguidamente haciendo uso de B_i y las expresiones del MSE y el iGSE se han calculado las respectivas pérdidas por volumen en cada tetraedro P_{MSE_Vi} y P_{iGSE_Vi} , siendo las pérdidas totales en el material para el MSE:

Tabla 6.3. Potencia de entrada P_{IN} , en el devanado P_W y en el material por el MSE P_{MSE} , el iGSE P_{iGSE} y el método propuesto P_{PM} , en las posiciones de desalineamiento (caso A) y alineamiento (caso B), para un valor máximo de corriente de 10 A con excitación sinusoidal aplicada a través de un tiristor con el rotor bloqueado.

Caso y posición (Rotor bloqueado)	P_{IN} (W)	P_W (W)	P_{MSE} (W)	P_{iGSE} (W)	P_{PM} (W)	T (ms)
Caso A (Fig. 6.17 (a))	107,14	102,21	4,10	4,00	4,93	14,1
Caso B (Fig. 6.17 (b))	73,06	63,04	9,43	9,01	10,02	15,7

$$P_{MSE} = \sum_{i=1}^N P_{MSE_Vi} \times V_i \quad (6.36)$$

y para el iGSE:

$$P_{iGSE} = \sum_{i=1}^N P_{iGSE_Vi} \times V_i. \quad (6.37)$$

Por otro lado, las pérdidas en el material correspondientes al modelo propuesto P_{PM} se calculan como sigue:

$$P_{PM} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{zv}} \left[\mathcal{R}_{FE}(i_M, \theta) i_{FE}^2 + \left(\mathcal{R}_W(i_F, \theta) - R_W \right) i_F^2 \right] \cdot dt, \quad (6.38)$$

donde el límite superior de la integral es igual al instante en el que se extingue la tensión magnetizante (Figura 5.15 (b)).

El resultado de evaluar los tres métodos, asumiendo el mismo periodo de repetición T , se muestra en la tabla 6.3, donde se han incluido, además, la potencia de entrada a una fase P_{IN} y la disipada en devanado P_W .

En la posición de alineamiento las pérdidas predichas por el MSE y el iGSE son aproximadamente el 94% de las calculadas por el procedimiento propuesto, siendo muy similar la desviación entre el MSE y otros métodos en [Cale, 2008]. En la posición de desalineamiento las diferencias llegan hasta el 20%, resultado del todo coherente con la desviación observada entre la característica $\lambda(i_F)$ obtenida por el FEM en 3D y experimentalmente para este prototipo en dicha posición (figura 5.16 (a)). Posición en la cual el flujo disperso y el flujo marginal adquieren mayor relevancia y los resultados obtenidos por el FEM en 3D pueden llegar a desviarse respecto a los experimentales como también sucede en [Kiyota, 2013b], siendo en este caso la desviación entorno al 15%. Donde además habría que considerar los posibles desajustes asociados a la construcción del motor no contemplados en las simulaciones.

Así, el circuito equivalente de parámetros concentrados propuesto y el procedimiento descrito para la determinación experimental de sus elementos dan lugar a un modelo de conocimiento semi físico capaz de reproducir con gran

precisión la relación entre el flujo concatenado y la corriente de fase en un SRM con el rotor bloqueado, además de una aceptable estimación de las pérdidas en el material.

6.6. Modelo dinámico del motor

Con el motor en movimiento, el modelo mostrado en figura 6.16 debe incluir el efecto de la fuerza electromotriz rotacional e_M , la cual se describe como:

$$e_M = \mathcal{E}_M(i_M, \theta) \dot{\theta}, \quad (6.39)$$

siendo la función electromotriz rotacional $\mathcal{E}_M(i_M, \theta)$:

$$\mathcal{E}_M(i_M, \theta) = \left. \frac{\partial \lambda_M(i_M, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_M=cte}. \quad (6.40)$$

En consecuencia (6.28) se transforma en:

$$v_F = i_F \mathcal{R}_W + \ell_D(i_F, \theta) \dot{i}_F + \ell_M(i_F, \theta) \dot{i}_M + \mathcal{E}_M(i_M, \theta) \dot{\theta} \quad (6.41)$$

y (6.29) en:

$$v_M = \ell_M \dot{i}_M + \mathcal{E}_M(i_M, \theta) \dot{\theta} = \mathcal{R}_{FE} \dot{i}_M. \quad (6.42)$$

A partir de (6.30), (6.41) y (6.42) se deduce una nueva ecuación en el espacio de estados que describe el modelo dinámico de una fase (figura 6.19), siendo la velocidad angular $\dot{\theta}$ una entrada al sistema:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_M \\ \ddots \\ \dot{i}_M \end{pmatrix} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} i_M \\ \cdot \\ i_M \end{pmatrix} + \mathbf{B} \begin{pmatrix} \dot{\theta} \\ v_F \end{pmatrix}, \quad (6.43)$$

donde:

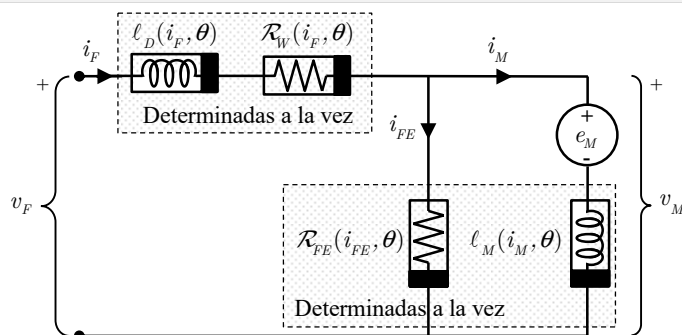
$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\mathcal{R}_W \mathcal{R}_{FE}}{\ell_D \ell_M} & -\frac{\ell_M \mathcal{R}_W + \mathcal{R}_{FE}(\ell_D + \ell_M)}{\ell_D \ell_M} \end{pmatrix} \quad (6.44)$$

y

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\mathcal{E}_M(\mathcal{R}_W + \mathcal{R}_{FE})}{\ell_D \ell_M} & \frac{\mathcal{R}_{FE}}{\ell_D \ell_M} \end{pmatrix}. \quad (6.45)$$

La principal ventaja de este análisis reside en desacoplar las variables eléctricas de las mecánicas. Con ello se evitan posibles fuentes de error derivadas

Figura 6.19. Circuito eléctrico equivalente dinámico no lineal de una fase del motor considerando las pérdidas en el material y el flujo de dispersión.



de la incorrecta estimación de los parámetros mecánicos en la verificación del modelo y en el análisis de la influencia de sus elementos (ℓ_D , ℓ_M , \mathcal{R}_{FE} , \mathcal{R}_W y \mathcal{E}_M).

Si la velocidad no se mantiene constante, resulta necesario incorporar la aceleración $\ddot{\theta}$ en la ecuación de estado y en consecuencia acoplar ambos modelos eléctrico y mecánico a través del par electromagnético:

$$\ddot{\theta} = -\frac{D}{J}\dot{\theta} + \frac{(T_M - T_L)}{J}, \quad (6.46)$$

donde T_M , T_L , J y D son el par electromagnético en el motor, el par en la carga, el momento de inercia y el coeficiente de rozamiento viscoso, respectivamente.

Combinando (6.30), (6.41), (6.42) y (6.46) la segunda derivada de la corriente magnetizante resulta:

$$\begin{aligned} \ddot{i}_M = & -\frac{\mathcal{R}_W \mathcal{R}_{FE}}{\ell_D \ell_M} i_M - \frac{\ell_M \mathcal{R}_W + \mathcal{R}_{FE}(\ell_D + \ell_M)}{\ell_D \ell_M} \dot{i}_M + \frac{\mathcal{R}_{FE}}{\ell_D \ell_M} v_F \\ & - \frac{\mathcal{E}_M}{\ell_D \ell_M} \left(\mathcal{R}_W + \mathcal{R}_{FE} - \frac{\ell_D D}{J} \right) \dot{\theta} - \frac{\mathcal{E}_M}{\ell_M J} (T_M - T_L). \end{aligned} \quad (6.47)$$

Además, dado que el par electromagnético se obtiene como suma del aportado por cada fase T_F , se deberán de considerar todas ellas y no solo una.

Así, (6.43) se ha de reemplazar por una nueva ecuación de estado que aúne (6.46) y (6.47), donde las variables de estado sean i_{Mp} ($p=1, 2, \dots$, número de fases), di_{Mp}/dt , θ y $d\theta/dt$ y sus entradas v_{Fp} y $T_M - T_L$.

Particularizando el análisis anterior para un motor de 4 fases como el SRM 24/18, la ecuación de estado que lo describe es:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}, \quad (6.48)$$

donde:

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \dot{i}_{M_1} & \dot{i}_{M_2} & \dot{i}_{M_3} & \dot{i}_{M_4} & \ddot{i}_{M_1} & \ddot{i}_{M_2} & \ddot{i}_{M_3} & \ddot{i}_{M_4} & \dot{\theta} & \ddot{\theta} \end{pmatrix}^T; \quad (6.49)$$

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} i_{M_1} & i_{M_2} & i_{M_3} & i_{M_4} & \dot{i}_{M_1} & \dot{i}_{M_2} & \dot{i}_{M_3} & \dot{i}_{M_4} & \theta & \dot{\theta} \end{pmatrix}^T; \quad (6.50)$$

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} v_{F_1} & v_{F_1} & v_{F_1} & v_{F_1} & T_M - T_L \end{pmatrix}^T; \quad (6.51)$$

$$T_M = \sum_{p=1}^4 T_{F_p}. \quad (6.52)$$

\mathbf{A} es una matriz de orden 10×10 en la cual todos sus elementos son nulos excepto los 18 siguientes:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(p, p+4) &= 1; \quad \mathbf{A}(p+4, p) = -\frac{\mathcal{R}_{W_p} \mathcal{R}_{FE_p}}{\ell_{D_p} \ell_{M_p}}; \\ \mathbf{A}(p+4, p+4) &= -\frac{\ell_{M_p} \mathcal{R}_{W_p} + \mathcal{R}_{FE_p} (\ell_{D_p} + \ell_{M_p})}{\ell_{D_p} \ell_{M_p}}; \\ \mathbf{A}(p+4, 10) &= -\frac{\mathcal{E}_{M_p}}{\ell_{D_p} \ell_{M_p}} \left(\mathcal{R}_{W_p} + \mathcal{R}_{FE_p} - \frac{\ell_{D_p} D}{J} \right); \\ \mathbf{A}(9, 10) &= 1; \quad \mathbf{A}(10, 10) = -\frac{D}{J}. \end{aligned} \quad (6.53)$$

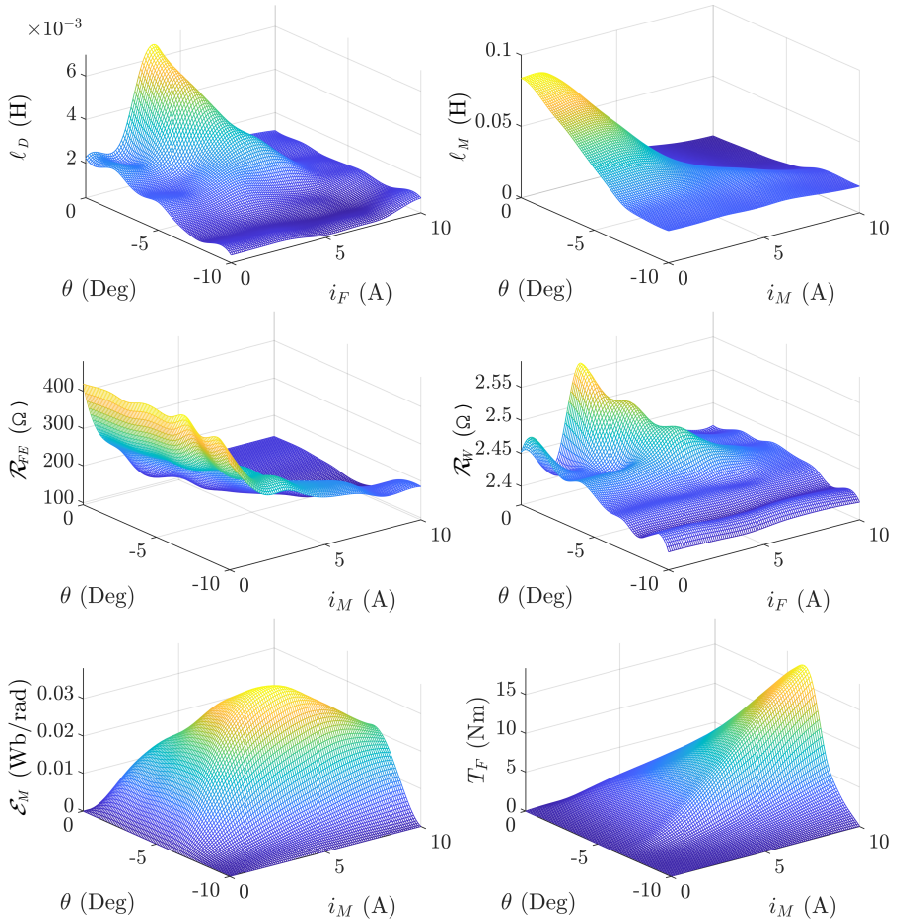
\mathbf{B} es una matriz de orden 10×5 en la cual todos sus elementos son nulos excepto los 9 siguientes:

$$\mathbf{B}(p+4, p) = \frac{\mathcal{R}_{FE_p}}{\ell_{D_p} \ell_{M_p}}; \quad \mathbf{B}(p+4, 5) = -\frac{\mathcal{E}_M}{\ell_M J}; \quad \mathbf{B}(10, 5) = \frac{1}{J}. \quad (6.54)$$

El modelo dinámico multifase no lineal propuesto finalmente se ha implementado en Matlab-Simulink, habiendo sido necesario identificar previamente el valor de sus parámetros en todas las posiciones del rotor y en el rango de valores de corriente de operación del motor.

Esta labor se ha realizado siguiendo el procedimiento descrito en los apartados 6.4.2 y 6.4.3 para 21 posiciones del rotor entre la posición de alineamiento y desalineamiento uniformemente espaciadas y para una corriente de fase máxima igual 10 A. El resultado se muestra en la figura 6.20, donde los valores de los elementos no determinados experimentalmente se han obtenido por interpolación. Se ha incluido también la característica del par electromagnético de una fase por ser necesaria en la simulación.

Figura 6.20. Representación en 3D en función de la corriente y la posición del rotor de la resistencia incremental equivalente del devanado \mathcal{R}_W , la inductancia incremental de dispersión \mathcal{L}_D , la inductancia incremental magnetizante \mathcal{L}_M , la resistencia incremental de pérdidas en el material \mathcal{R}_{FE} , la función electromotriz rotacional \mathcal{E}_M y el par electromagnético de una fase T_F .



6.7. Simulación y verificación experimental del modelo dinámico del motor

La simulación del comportamiento dinámico del motor se ha realizado en el entorno Matlab-Simulink. Para ello la ecuación de estado del modelo se ha implementado de forma discreta.

Los valores de los parámetros se obtienen en cada paso de simulación interpolando sobre tablas que contienen los datos representados en la Figura 6.20. Las entradas a las tablas son, según corresponda, la corriente de fase, la corriente magnetizante y la posición del rotor.

En los ensayos experimentales cada una de las cuatro fases del motor se conectan a una rama de un puente asimétrico. El puente a su vez se alimenta desde un bus de tensión continua procedente de la rectificación y el filtrado de la tensión de salida de un autotransformador conectado a la red de distribución monofásica. El control de los transistores del puente se realiza en tiempo real mediante una tarjeta dSPACE DS 1103 y una interface gráfica diseñada *ad hoc* con la herramienta ControlDesk de apariencia similar a la mostrada en la figura 5.13 inferior.

La regulación de la velocidad del motor se controla en bucle cerrado mediante un actuador proporcional integral como se muestra en la parte superior de la figura 6.4, donde, en este caso, la posición proviene de un encoder incremental como el descrito en el apartado 5.3.1.

Únicamente a baja velocidad, la corriente de fase es capaz de recorrer sus tres posibles estados: subida, rizado y bajada, siendo por ello este caso el elegido para evaluar la bondad del modelo. En esas condiciones la corriente de fase se controla por banda de histéresis mediante el transistor inferior del puente, lo que hace que la tensión de fase se encuentre troceada con valores entre aproximadamente la tensión del bus de continua y cero voltios.

En la figura 6.21 se muestra el perfil medido (gráfica (c)) y simulado de la corriente de fase (gráfica (e)) con el motor girando a 173 rpm. La simulación se ha realizado aplicando la ecuación de estado del modelo desacoplado de una fase (6.43) con el fin de insensibilizarlo de posibles errores en la estimación del coeficiente de rozamiento viscoso y el momento de inercia. La tensión de fase (figura 6.21 (a)) y la velocidad ((figura 6.21 (d))), variables de entrada en la ecuación de estado, son las medidas en régimen permanente en el ensayo experimental. Asimismo, en la figura 6.21 (e) se representan la corriente magnetizante y la de fase con el fin de poder comparalas cuando el motor opera a baja velocidad.

De la mera observación de la figura 6.21 (c) se puede concluir que la corriente de fase real y simulada presentan un buen ajuste, lo cual confirma la validez del modelo y del proceso de estimación de sus parámetros (todos ellos no lineales y dependientes de varias variables).

También se puede apreciar como a baja velocidad la corriente de fase y la corriente magnetizante resultan próximas. Esto se debe a que la tensión

asociada a la fuerza electromotriz rotacional e_M es baja y, por consiguiente, las tensiones en ℓ_M y \mathcal{R}_{FE} son similares.

Validado el modelo eléctrico, en las gráficas (b), (d) y (f) de la figura 6.21 se muestra el transitorio hasta alcanzar 173 rpm. En este caso la simulación se ha realizado mediante la ecuación de estado (6.48), la cual contempla las cuatro fases del motor y los parámetros mecánicos.

Asimismo, tratando de emular el ensayo experimental, la tensión aplicada a cada fase proviene de la salida de un puente implementado en el simulador, el cual se alimenta con una tensión continua de 100 V similar a la experimental. El control se ha realizado en modo corriente mediante banda de histéresis y trabajando en lazo abierto. Por último, el par resistente de la carga se ha modelado como se indica en (6.3).

A alta velocidad el motor opera en modo de pulso único y la corriente de fase no llega a alcanzar la situación de regulación. Este caso se ilustra en la figura 6.21 (g), correspondiente a una simulación con el motor trabajando a 750 rpm con una tensión en el bus de continua igual a 300 V.

En esas condiciones, la tensión debida a la fuerza electromotriz rotacional e_M resulta elevada y, en consecuencia, las tensiones en ℓ_M y \mathcal{R}_{FE} muy distintas, así como la diferencia entre la corriente magnetizante y la de fase.

En los ensayos experimentales la característica par *vs.* corriente *vs.* posición se obtiene con corriente de fase constante, pero el par realmente se genera como consecuencia de la corriente magnetizante.

Así, cuando la diferencia entre ambas corrientes resulta importante, como en el caso simulado, la característica de par obtenida en los ensayos experimentales estáticos $T_F(i_F, \theta)$ no sirve para determinar de forma directa el par que realmente proporciona una máquina con pérdidas en el material. Para ello resulta necesario determinar la relación $T_M(i_M, \theta)$ a partir de la correspondiente entre i_F e i_M .

Esto se muestra en la figura 6.21 (h) donde se ha representado el par electromagnético total T_M resultante de la suma del par extraído para cada fase, haciendo uso de la relación $T_F(i_F, \theta)$ y $T_F(i_M, \theta)$. La diferencia entre los valores instantáneos obtenidos en cada caso y su correspondiente valor medio es notable. Concretamente, el resultado de esta simulación indica que el valor medio del par que realmente se obtendría es un 14,4 % inferior al supuesto en caso de considerar i_F en lugar de i_M (7,72 Nm con i_F y 6,75 Nm con i_M).

Así, el modelo propuesto permite determinar la corriente de magnetización en un motor que exhibe pérdidas en el material, proporcionando una estimación adecuada del par a altas velocidades.

Figura 6.21. Resultados experimentales: tensión (a) y corriente de fase (c) obtenidas en un ensayo experimental con el motor girando a 173 rpm. Resultados de la simulación del modelo dinámico: corriente de fase y de magnetización a 173 rpm (c y e) y 750 rpm (g); corrientes de fase, velocidad instantánea, par motor y en la carga durante el transitorio hasta alcanzar 173 rpm. Par motor a 750 rpm (h).

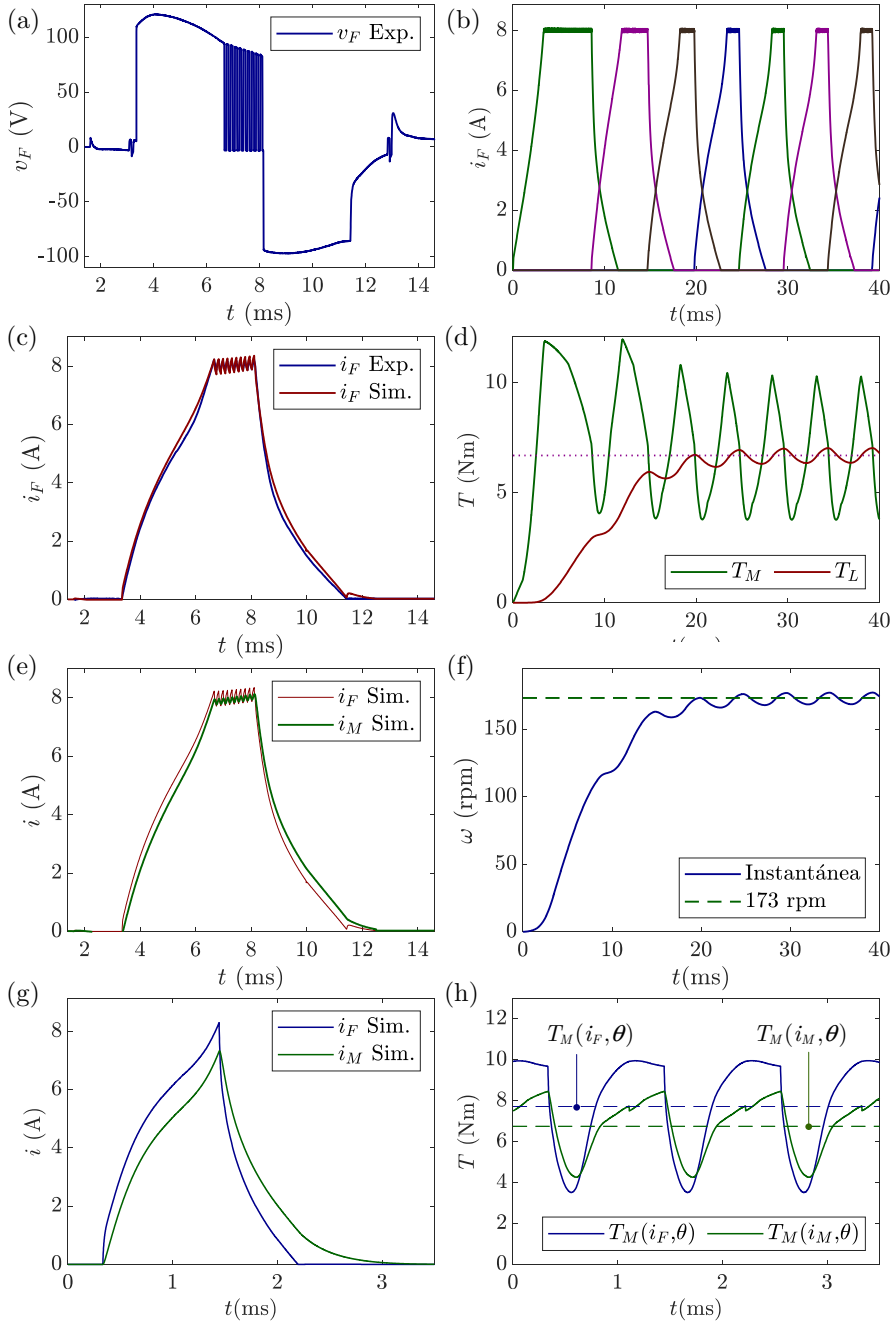
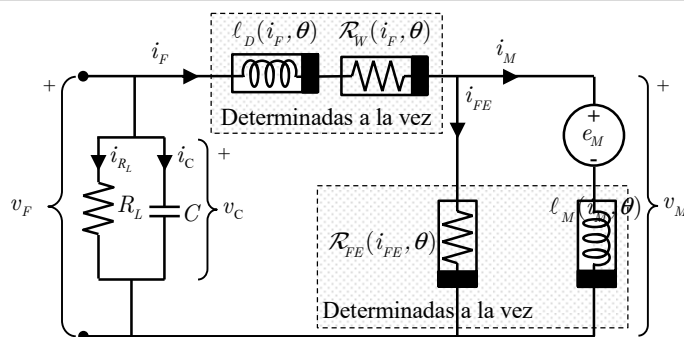


Figura 6.22. Circuito eléctrico equivalente dinámico no lineal de una fase en un generador de CA autoexcitado considerando las pérdidas en el material y el flujo de dispersión.



6.8. Modelo dinámico como generador

Este modo de funcionamiento se ilustra utilizando la máquina como un generador de CA autoexcitado. El modelo es muy similar al mostrado en la figura 6.19 salvo por la inclusión del condensador C en paralelo con la resistencia R_L que actúa como carga, como se muestra en la Figura 6.22.

En la ecuación en el espacio de estados que modela el generador la tensión de fase v_F se corresponde con la del condensador v_C . Esta nueva variable de estado, que incrementa el orden del sistema es igual a:

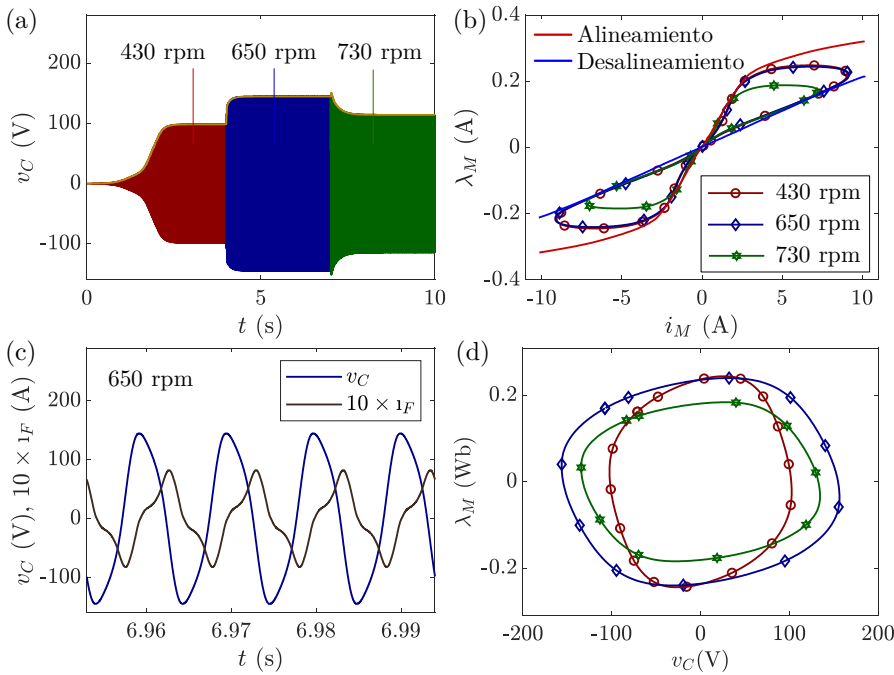
$$\dot{v}_C = -\frac{1}{C} \left(\frac{v_C}{R_L} + i_F \right). \quad (6.55)$$

El prototipo de SRM 24/18 no ha sido diseñado para operar como generador debido a la chapa con la que se ha construido, la cual presenta pérdidas significativas (apartado 6.5.1). No obstante, al hacerlo trabajar como tal se fuerza al modelo a recorrer el rango completo de valores de corriente y posición.

Así, puesto que el modelo contempla la saturación del material, la tensión de fase y el flujo magnético generados terminan estabilizándose en un ciclo límite. La autoexcitación se logra gracias al flujo remanente residual cuando la frecuencia de los polos del rotor es aproximadamente el doble de la frecuencia de autooscilación [Martinez, 2008b],[Mendez, 2012].

A diferencia de su operación como motor, donde la tensión del bus de continua establece la velocidad nominal, cuando la máquina opera como generador la velocidad nominal esta impuesta por los valores máximos alcanzables del flujo concatenado y la tensión en el condensador, siendo $v_C/\omega \approx \text{cte}$. Para poder

Figura 6.23. Izqda: Simulación a tres velocidades: por debajo de la velocidad nominal (430 rpm, 164 μF), a la velocidad nominal (650 rpm, 72 μF) y por encima de la velocidad nominal (730 rpm, 57 μF). a) Tensión en el condensador y su envolvente superior (marrón); c) Estado estacionario de la corriente de fase y la tensión en el condensador a la velocidad nominal. Dcha.: b) Trayectorias en el sentido de las agujas del reloj para las mismas velocidades: cuyas áreas escaneadas representan la energía transformada por ciclo (hasta la velocidad nominal, la energía por ciclo es similar, por encima de ella el área cerrada es más pequeña); d) Ciclo límite correspondiente a tres velocidades (hasta la velocidad nominal (650 rpm), el pico del flujo concatenado de magnetización está en un máximo y permanece casi constante).



operar en un amplio rango de velocidades el condensador debe ajustarse según la relación $\omega_2/\omega_1=(C_1/C_2)^2$ [Méndez, 2014].

Con el propósito de ilustrar lo anterior, se ha simulado el modelo del generador trabajando en tres situaciones: por debajo de la velocidad base (430 rpm, 164 μF), a la velocidad base (650 rpm, 72 μF) y por encima de la velocidad base (730 rpm, 57 μF), siendo la carga en las tres situaciones 250 Ω .

El resultado de las simulaciones se muestra en la Figura 6.23. La tensión en el condensador y su envolvente superior se muestran en la gráfica (a), donde se puede observar como se alcanza el estado estacionario para cada velocidad. La simulación comienza a 430 rpm, esta velocidad se mantiene constante durante los siguientes cuatro segundos, para después seguir aumentando hasta 650 rpm. Tres segundos después, la velocidad cambia a 730 rpm y permanece

constante hasta el final de la simulación. En la figura 6.23 (c) se representa el estado estacionario de la corriente de fase y el voltaje del condensador a la velocidad nominal.

En la figura 6.23 (b) se muestran las trayectorias en el sentido de las agujas del reloj del flujo concatenado magnetizante *vs.* la corriente de magnetización para las mismas velocidades. En la misma figura se ha representado la relación entre el flujo concatenado y la corriente de magnetización en las posiciones de alineamiento y desalineamiento. Las áreas encerradas representan la energía mecánica transformada por ciclo. Hasta la velocidad nominal, la energía por ciclo es similar, siendo más pequeña por encima.

Por último, los ciclos límite correspondientes al flujo concatenado de magnetización *vs.* la tensión en el condensador se pueden observar en la gráfica (d). Hasta la velocidad nominal, el pico del flujo concatenado de magnetización está en un máximo y permanece casi constante, siendo la tensión en el condensador proporcional a la velocidad. Por encima de la velocidad nominal, ambas magnitudes se reducen.

Con estas simulaciones finaliza el último capítulo de carácter técnico de esta tesis. Se ha presentado un modelo de una máquina de reluctancia conmutada capaz de operar como motor y como generador considerando las pérdidas en el material, siendo todos sus elementos no lineales y fuertemente dependientes de al menos dos variables.

Capítulo 7

Conclusiones

7.1. Epílogo

La palabra *contribución* incluida en el título de esta tesis sin duda expresa la motivación que nos ha conducido hasta este último capítulo.

Junto a mis directores de tesis se partió con gran ilusión de una propuesta que incluía el diseño, la construcción, la caracterización, el modelado y la verificación experimental de un motor de reluctancia conmutada. Estaba prácticamente todo por hacer, lo cual, en lugar de un inconveniente ha resultado una gran ventaja, dado que nos ha permitido ir descubriendo buena parte de la problemática inherente al proceso de caracterización y modelado de una máquina de reluctancia conmutada y contribuir a su solución con un conjunto de propuestas que se resumen en el siguiente apartado.

7.2. Contribuciones

A tenor de lo expuesto en el apéndice A el diseño de un motor de reluctancia conmutada a priori parece una tarea sencilla. Se parte de un conjunto de requerimientos y limitaciones eléctricas, magnéticas, mecánicas y térmicas y, una vez escogido el material, mediante un conjunto de ecuaciones y reglas empíricas se determinan las dimensiones del motor y su devanado. A grandes rasgos el procedimiento es similar en cualquier accionamiento eléctrico.

Así, una vez se dispone de un diseño inicial resulta necesario verificar que su comportamiento electromagnético es el esperado. Este proceso puede

llevarse a cabo mediante métodos numéricos o analíticos. En cualquier caso, resulta necesario disponer de la característica $B-H$ del material.

El problema que acontece es su alta tolerancia, dependiente de las condiciones del proceso de fabricación e, incluso, la imposibilidad de disponer de dicha característica. En consecuencia, una vez escogido el material resulta necesario, o cuando menos conveniente, su caracterización.

Si únicamente se requiere disponer de la curva de primera imanación, como es el caso, el método clásico adolece de una serie de inconvenientes descritos en el apartado 2.5 que imposibilitan la caracterización del material para valores de intensidad del campo magnético en la región de Rayleigh y en la de saturación profunda, donde suele operar este tipo de motor para maximizar su eficiencia. Esta problemática se puede solventar utilizando un único pulso de excitación.

Aplicar un pulso único de excitación, conlleva otra serie de inconvenientes, como es la posible oscilación de la corriente de excitación cuando esta se extrae de una fuente de alimentación en lugar de una batería. En ese caso si la resistencia del devanado no es suficientemente baja resulta necesario apilar varias baterías.

C.1. Con el fin de obviar todos los inconvenientes expuestos, en el capítulo 2 se propone un nuevo procedimiento fácilmente implementable, mediante el cual se posibilita obtener la curva $B-H$ completa del material, desde su origen hasta la región de saturación profunda, en un único ensayo de muy corta duración, evitando el calentamiento del material y del devanado, con una demanda de corriente del sistema de alimentación mucho menor a la inductora, evitando que esta oscile. El procedimiento posibilita además la desmagnetización del material con niveles de corriente mucho menores que los alcanzados para lograr la saturación profunda.

C.2. Asimismo, a pesar de haberse prestado especial atención al diseño de la etapa analógica dedicada a la integración temporal de la tensión inducida en la probeta, cuando el material se satura profundamente se ha comprobado que se obtienen mejores resultados procesando las señales capturadas de forma digital.

Una vez se dispone de la característica $B-H$, el diseñador está en disposición de determinar el comportamiento electromagnético del motor. La simulación de la máquina por el método de los elementos finitos se ha demostrado ciertamente adecuada. El problema de este procedimiento es su elevado coste computacional, especialmente cuando las simulaciones se abordan en tres

dimensiones, en cuyo caso la caracterización completa del motor, aun en la actualidad, puede durar decenas de horas, ralentizando el habitual proceso de prueba y error empleado en el diseño inicial del motor. Como alternativa, con una carga computacional muy inferior, se encuentran los procedimientos analíticos.

En la literatura se han propuesto un conjunto de funciones, todas ellas a priori capaces de ajustar la curva $B-H$ de un material. Si bien no todas son adecuadas para el tipo de material con el que se construyen este tipo de motores.

C.3. En el capítulo 2 se han evaluado diez funciones en base a tres parámetros estadísticos y se ha propuesto una solución que mejora en todos los casos la bondad del ajuste. El estudio se ha realizado con dos materiales con curvas de primera imanación típicas en la construcción de este tipo de motor. En el apéndice B se incluyen los coeficientes de todas ellas, por si fuesen de utilidad para otros investigadores.

En esta fase inicial interesa conocer especialmente la relación entre el flujo concatenado y la corriente de fase en las posiciones extremas de alineamiento y desalineamiento.

En la posición de alineamiento el motor llega a saturarse profundamente, en cuyo caso la permeabilidad del material adquiere un orden de magnitud similar a la del vacío. En esas condiciones la contribución del flujo de dispersión entre los polos y el yugo del estator, así como del flujo marginal en el entrehierro, no se pueden considerar irrelevantes.

C.4. En el capítulo 3 se evalúan seis procedimientos descritos en la literatura para la determinación en la posición de alineamiento de la reluctancia del entrehierro en un motor de reluctancia conmutada. Con el fin de generalizar los resultados obtenidos el estudio se ha realizado con tres motores con dimensiones muy dispares. Finalmente, se propone una alternativa que mejora los resultados obtenidos con los otros seis procedimientos evaluados en los tres motores.

C.5. De igual modo, para los mismos tres motores se determina el flujo de dispersión mediante dos métodos propuestos por varios investigadores para este tipo de motor y se proponen otros tres algebraicos, así como uno adicional basado en un algoritmo de cálculo que mejora significativamente el resultado en todos los casos.

En la posición de desalineamiento el material exhibe un comportamiento lineal, sin embargo, la dispersión de las líneas equipotenciales del campo

magnético es mucho mayor que en la de alineamiento, siendo necesaria la descomposición del problema en múltiples circuitos equivalentes en caso de considerar la contribución del material. La solución al problema de forma analítica se aborda mediante el método de los tubos de flujo para una tipología de motor 8/6 en [Krishnan, 2001] y [Vijayraghavan, 2001], siendo el procedimiento expuesto en ambos casos semejante.

C.6. En el capítulo 4, con el objeto de determinar el nivel de generalización del procedimiento propuesto por ambos investigadores, este se evalúa para los tres motores anteriores y se propone una solución de mejora para cada uno de los siete circuitos equivalentes en que se descompone el problema, que contribuye a generalizar el procedimiento ofreciendo mejores resultados.

En caso de despreciar la contribución del material, la solución es menos exacta pero más directa, aunque no por ello menos compleja. En la literatura el problema se aborda de nuevo mediante el método de los tubos de flujo (FTM), de forma algebraica resolviendo la ecuación de Poisson o mediante la formulación algebraica del *dual energy method* (ADEM).

C.7. Las tres metodologías se han evaluado para los tres motores y tanto para el FTM como el ADEM, se han propuesto soluciones de mejora. No obstante, los mejores resultados se han logrado con los procedimientos considerando el material, pero en este caso teniendo en cuenta en el cálculo de los circuitos equivalentes únicamente la contribución de las regiones de aire.

En los estudios realizados en la posición de alineamiento y desalineamiento el motor se ha simulado por el FEM en 2D y su resultado se ha tomado como referencia. No obstante, en una simulación en 2D no se tiene en cuenta el flujo de dispersión en la cabeza de las bobinas, siendo necesario abordar la caracterización en 3D.

C.8. En el capítulo 5 se evalúa el error que se comete en la determinación de la característica completa del flujo concatenado y el par frente a la corriente de fase y la posición del rotor por el FEM en 2D y 3D.

C.9. De igual modo, se determina el error que se alcanza al obtener el par a partir del flujo concatenado y viceversa mediante la coenergía.

C.10. En el apéndice C se incluye el código completo en forma paramétrica para la simulación en 3D de cualquier tipología de SRM con corte clásico.

Finalizado el proceso de caracterización completa de la maquina mediante cálculos analíticos y simulaciones por el FEM, el siguiente paso es su verificación experimental. La determinación experimental de la característica de par requiere realizar un ensayo para cada valor de corriente y posición. Así para 11 posiciones equidistantes entre las de alineamiento y desalineamiento y 10 valores de corriente entre 1 y 10 A, resulta necesario realizar 110 ensayos.

C.11. En el capítulo 5 se propone un nuevo procedimiento para la determinación experimental de la característica de par mediante el cual, el número de ensayos a realizar para un número finito de valores de corriente se reduce al número de posiciones. Así por ejemplo para 1000 valores de corriente y 11 posiciones únicamente son necesarios 11 ensayos.

C.12. Al igual que se hizo en el capítulo 2, en el capítulo 5 se propone una metodología completa para la determinación experimental de la característica de flujo concatenado en motores donde el material exhibe pérdidas.

Finalizada la fase de caracterización se dispone de la información necesaria para proponer un modelo capaz de reproducir el comportamiento del motor. En caso de que la relación flujo concatenado *vs.* corriente de fase sea biunívoca en cada posición del rotor, su identificación, como se ha propuesto para la curva *B-H* en el capítulo 2, debe de ser abordable mediante una red neuronal.

C.13. En el capítulo 6 se propone un modelo basado en una red neuronal tipo perceptrón multicapa para la determinación del flujo concatenado, siendo las entradas a la red la posición y la corriente de fase. Se estudia la bondad del ajuste y se aporta el código necesario para la simulación del motor (apéndice D) en el entorno PSpice.

C.14. De igual modo, se propone el uso de una red neuronal como sensor de posición, siendo en este caso las entradas el flujo concatenado y la corriente de fase.

C.15. En la misma línea se demuestra la posibilidad de reducir el rizado del par con el motor operando a velocidad constante, incluyendo un perceptrón en el lazo de control de la velocidad.

Si por el contrario el material exhibe pérdidas el problema se debe abordar de otro modo, si bien en la literatura y en relación al SRM la información es escasa.

C.16. En la segunda parte del capítulo 6 se propone un modelo equivalente de parámetros concentrados de una fase del motor con el rotor bloqueado, en el cual se consideran las pérdidas en el material y el flujo de dispersión. Asimismo, se formula el procedimiento para la determinación experimental de sus parámetros. El modelo se ha verificado experimentalmente con diferentes formas de tensión de entrada, resultando muy elevada la bondad del ajuste.

C.17. Se ha aportado el código necesario para la simulación del motor mediante una *S-function* y un conjunto de ficheros adicionales en el entorno Matlab-Simulink (Apéndice D)

C.18. De igual modo, se ha presentado y verificado un procedimiento de cálculo para estudiar las pérdidas en el material en base al modelo propuesto de parámetros concentrados de una fase con el rotor bloqueado.

C.19. Aunque no se haya especificado de forma directa, los modelos de una fase del motor con el rotor bloqueado son igualmente válidos para un dispositivo magnético.

C.20. Asimismo, se propone un modelo dinámico de la máquina como generador y como motor, considerando todas sus fases y su comportamiento mecánico. Este se ha descrito en el espacio de estados e incorpora los elementos necesarios para considerar el efecto de las pérdidas en el material y el flujo de dispersión. Análogamente, se ha validado experimentalmente ofreciendo unos resultados excelentes, lo que ha posibilitado su uso para la determinación de la corriente de magnetización y del error en la estimación del par electromagnético cuando este se obtiene en base a la corriente de fase.

7.3. Líneas futuras

El motor de reluctancia conmutada es una máquina estructuralmente sencilla, pero a la vez compleja como consecuencia de ser una estructura con polos salientes en el rotor y el estator que trabaja en condiciones magnéticas no lineales.

En este sentido, son muchas las posibles líneas de investigación a abordar, desde la modificación del diseño de su estructura hasta el desarrollo de nuevos algoritmos de control. No obstante, en relación con esta tesis se considera relevante:

-
- P.1.** Profundizar en el modelado del motor cuando el material presenta pérdidas considerando la conducción simultánea de varias fases, así como su determinación con el motor en rotación.
 - P.2.** La identificación del material usando como probeta el propio motor en la posición de alineamiento.
 - P.3.** Explorar la posibilidad de identificar la posición del motor mediante estructuras neuronales que sean capaces de trabajar con sistemas no biunívocos dependientes de su historia previa, como por ejemplo los modelos de aprendizaje profundo LSTM [Goodfellow, 2016].
 - P.4.** Profundizar en la caracterización analítica del motor en el resto de posiciones.

Apéndice A

Diseño de un SRM

A.1. Relación entre la característica electromagnética, la potencia, el par y las dimensiones del motor

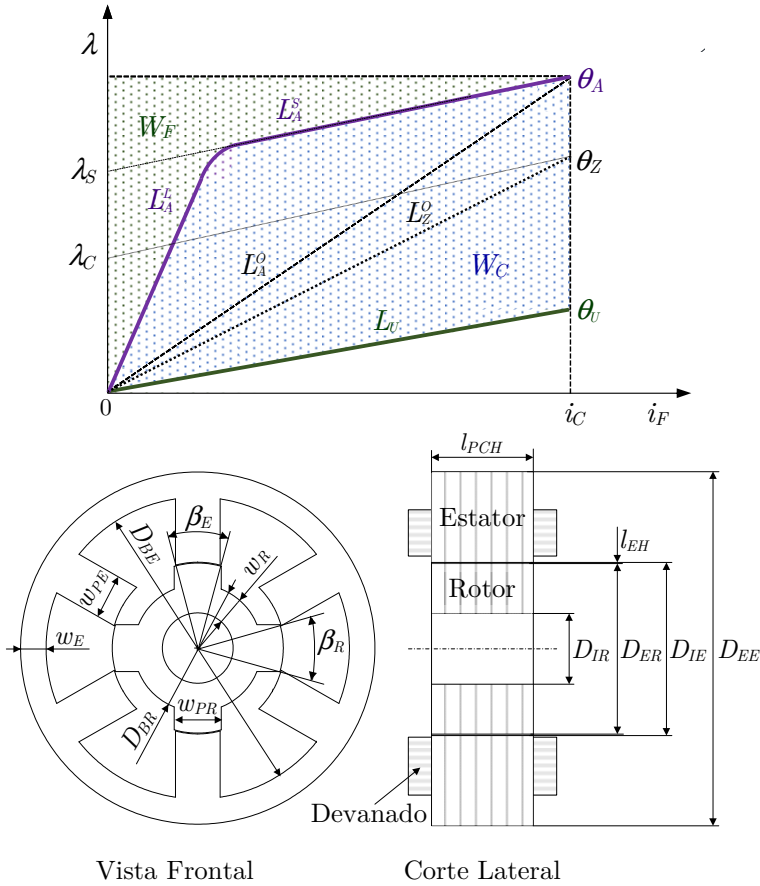
En la fase inicial de diseño de un motor de reluctancia conmutada se suele partir de unos requerimientos de potencia, par motor y velocidad. En este apéndice se justifica la relación entre sendas magnitudes y la característica flujo concatenado *vs.* corriente de fase *vs.* posición del rotor, siendo dicha característica dependiente del material y las dimensiones del motor.

La relación entre la variación temporal del flujo concatenado λ y la tensión de fase v_F en un movimiento de rotación de un SRM entre la posición de desalineamiento y alineamiento se puede aproximar, al ser excitado con una corriente de fase i_F pulsante con forma rectangular, por:

$$v_F \cong \frac{d\lambda}{dt} = \frac{(L_A^0 - L_U) i_F}{t_p} \cong \frac{\lambda_s}{t_p}. \quad (\text{A.1})$$

En la expresión anterior se ha despreciado el efecto del flujo de dispersión y la tensión en la componente resistiva del devanado. Siendo L_U y L_A^0 , respectivamente, la inductancia al origen en la posición de desalineamiento (θ_U) y en la de alineamiento (θ_A) y λ_s la variación del flujo concatenado.

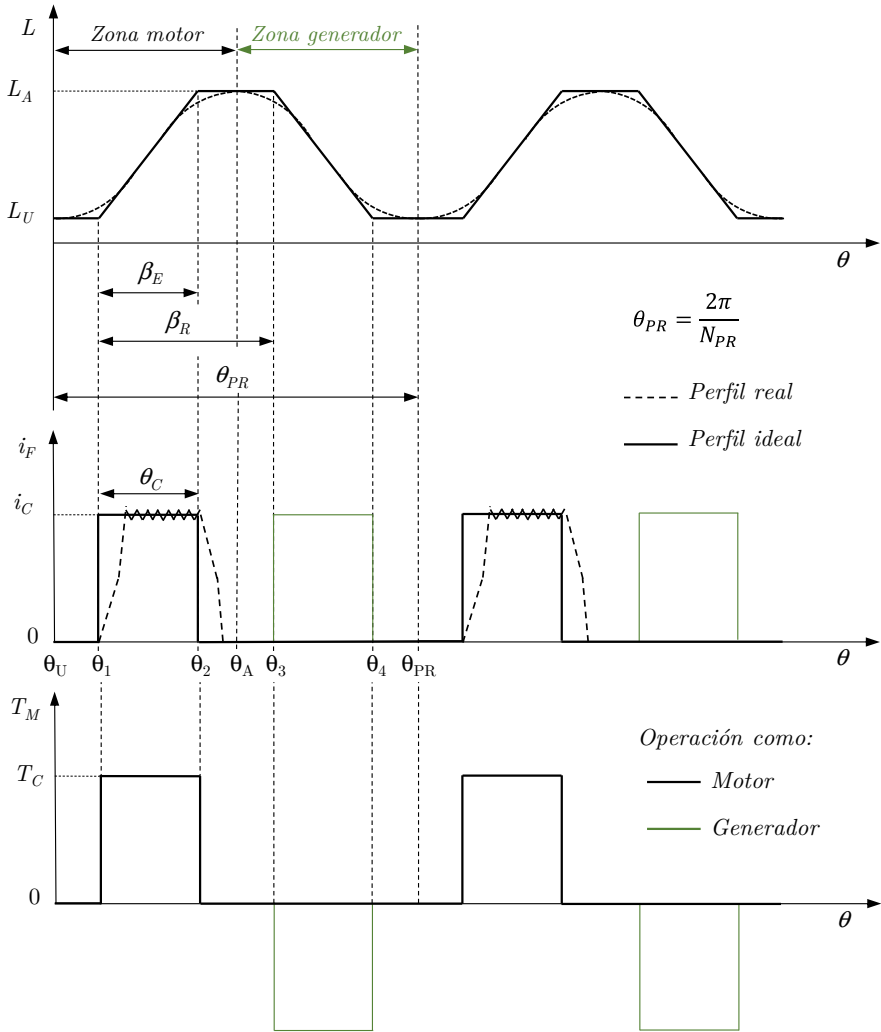
Figura A.1. Relación idealizada entre el flujo concatenado λ y la corriente de fase i_F en una máquina de reluctancia conmutada en las posiciones de desalineamiento θ_U y alineamiento θ_A . Representación de un SRM 6/4 y sus dimensiones (en la vista frontal se omite el dibujo del devanado).



Esto se ilustra en la figura A.1, en la que las áreas W_C y W_F representan, respectivamente, la energía convertida en trabajo mecánico y la devuelta a la fuente de alimentación, siendo el cociente entre W_C y la suma de W_C y W_F el factor de conversión de energía [Miller, 1993], cuyo valor se incrementa cuando el motor opera en la región de saturación.

Asumiendo ideales los perfiles de la inductancia del estator y la corriente de fase tal como se muestra en la figura A.2 (donde N_{PR} es el número de polos del rotor), el tiempo t_P que el motor tarda en recorrer la longitud angular del arco polar del estator β_E (en radianes) se determina como sigue:

Figura A.2. Formas idealizadas de la inductancia del estator y el par *vs.* la posición del rotor operando a corriente constante.



$$t_P = \frac{\beta_E}{\omega_m}, \tag{A.2}$$

siendo ω_m la velocidad angular del motor (en rad/s)

Sustituyendo (A.2) en (A.1) la tensión de fase se puede aproximar por:

$$v_F \cong \frac{\omega_m}{\beta_E} L_A^O i_F \left(1 - \frac{1}{\kappa v} \right), \tag{A.3}$$

donde los coeficientes κ y ν relacionan las inductancias al origen en la posición de alineamiento no saturada L_A^L y saturada L_A^O y la inductancia al origen en la posición de desalineamiento L_U como sigue:

$$\kappa = \frac{L_A^O}{L_A^L} \text{ y } \nu = \frac{L_A^L}{L_U}. \quad (\text{A.4})$$

Asimismo, es posible expresar el flujo concatenado en la posición de alineamiento λ_A en función de las dimensiones del estator y el número de vueltas por fase. Esto es:

$$\lambda_A = L_A^O i_F = \phi_{PE} N_{EF} = B_{PE} S_{PE} N_{EF} = \frac{B_{PEA} D_{IE} l_{PCH} \beta_E N_{EF}}{2}, \quad (\text{A.5})$$

donde S_{PE} y l_{PCH} son, respectivamente, la sección y la longitud axial de un polo del estator (o del paquete de chapas), Φ_{PEA} y B_{PE} el flujo y la densidad del campo magnético en la posición de alineamiento en dicho polo, N_{EF} el número de espiras de una fase y D_{IE} el diámetro interior del estator (figura A.1).

Combinando (A.3) y (A.5), la tensión de fase del motor finalmente resulta:

$$v_F \cong \frac{\omega_m B_{PE} D_{IE} l_{PCH} N_{EF}}{2} \left(1 - \frac{1}{\kappa \nu} \right). \quad (\text{A.6})$$

Nótese, como si durante el intervalo temporal en el que la corriente de fase permanece constante la variación de flujo resulta inferior a λ_S , siendo a su vez el recorrido angular del rotor en ese intervalo θ_C inferior a β_E , (A.1) se generaliza como sigue:

$$\begin{aligned} v_F &\cong \frac{\lambda_C}{t_C} = \frac{k_F \lambda_S}{k_T t_P} = \frac{k_F (L_A^O - L_U) i_F}{k_T t_P} = \\ &\frac{(k_{LA} L_A^O - L_U) i_F}{k_T t_P} = \frac{(L_Z^O - L_U) i_F}{t_C} = \frac{\omega_m}{\theta_C} L_Z^O i_F \left(1 - \frac{1}{\kappa \nu} \right), \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

donde L_Z^O es el valor de la inductancia al origen alcanzado al final del intervalo de conducción en la posición θ_Z (figura A.1) y k_F , k_T y k_{LA} los coeficientes que dan cuenta de la respectiva reducción de λ_S , t_P y L_A^O respecto de su valor en la posición de alineamiento en la que resultan igual a la unidad. Siendo κ :

$$\kappa = \frac{L_Z^O}{L_A^L} = \frac{k_f L_A^O}{L_A^L}. \quad (\text{A.8})$$

En esas condiciones la expresión (A.6) resulta igual de válida sin más que considerar que el valor de la densidad del campo magnético en el polo del estator es el correspondiente a la posición θ_Z .

Análogamente a otros tipos de motor, el valor de la corriente de fase se deduce del requerimiento de carga eléctrica específica (o carga lineal específica) A_S que por diseño se establezca y cuyo valor habitualmente se encuentra en el rango 25000-90000 Ac/m para un SRM. Tal que:

$$i_F = \frac{\pi D_{IE} A_S}{2m N_{EF}}, \quad (\text{A.9})$$

donde m es el número de fases activas simultáneamente.

La potencia eléctrica absorbida por una fase P_F es función de la corriente y la tensión de fase, siendo esta:

$$P_F = \frac{N_{PR}}{2\pi} \int_0^{\theta_c} v_F i_F d\theta, \quad (\text{A.10})$$

donde N_{PR} es el número de polos del rotor.

Sustituyendo (A.6) y (A.9) en (A.10) resulta:

$$P_F = \frac{N_{PR}}{2\pi} \int_0^{\theta_c} v_F i_F d\theta = \frac{k_D \pi \omega_m B_{PE} D_{IE}^2 l_{PCH} A_S}{4m} \left(1 - \frac{1}{\kappa v} \right), \quad (\text{A.11})$$

donde k_D es el ciclo de servicio:

$$k_D = \frac{N_{PR} \theta_C}{2\pi} \quad (\text{A.12})$$

y cuyo valor en caso de que θ_C sea igual al ángulo de paso θ_S (*stroke angle*) resulta igual a:

$$k_D = \frac{N_{PR} \theta_S}{2\pi} = \frac{N_{PR} 2\pi}{2\pi N_F N_{PR}} = \frac{1}{N_F}, \quad (\text{A.13})$$

siendo N_F es el número de fases del estator.

La potencia mecánica de salida en el entrehierro P_M se calcula en base a P_F como sigue:

$$P_M = m k_E P_F = k_E k_D k_L k_N N_r B_{PE} D_{IE}^2 l_{PCH} A_S, \quad (\text{A.14})$$

donde el coeficiente k_E es la eficiencia, N_r la velocidad del rotor en revoluciones por minuto (rpm) y k_N y k_L :

$$k_N = \frac{\pi^2}{120} \quad \text{y} \quad k_L = 1 - \frac{1}{\kappa v}, \quad (\text{A.15})$$

estando el valor recomendable de k_L en el intervalo [0,65, 0,75].

Asimismo, la relación entre l_{PCH} y D_{IE} suele ser proporcional. Tal que

$$l_{PCH} = k_V D_{IE}, \quad (\text{A.16})$$

donde valor del coeficiente k_V habitualmente se halla entre 0,25 y 0,7 en aplicaciones donde el SRM actúa como un nano servo y entre 1 y 3 cuando lo hace como servo.

Tabla A.1. Valores sugeridos de k_T y TRV en función del tipo de aplicación.

Tipo de aplicación	k_T (kNm/m ³)	TRV (kNm/m ³)
Pequeños motores totalmente encapsulados	2 - 5,5	2,5 - 7
Motor con potencia superior a 746 W (1 HP)	5,5 - 23,6	7 - 30
Servo motor de alto rendimiento	11,8 - 39,3	15 - 50
Máquinas aeroespaciales	23,6 - 58,9	30 - 75
Grandes máquinas con refrigeración líquida	78,5 - 196,3	100 - 250

A tenor de lo anterior la potencia mecánica se puede expresar como:

$$P_M \propto k_L D_{IE}^3. \quad (A.17)$$

Así, partiendo de un valor específico para la velocidad base, la carga magnética y la carga eléctrica específica y considerando un valor inicial para:

- S_{PE} coherente con las restricciones de espacio y los valores máximos y mínimos de β_E y β_R permisibles.
- k_D , normalmente la unidad.
- k_L y k_V en los rangos, respectivamente, indicados.

es posible determinar mediante un proceso iterativo el valor de D_{IE} y por ende de l_{PCH} .

Conocida P_M y sabida su relación con ω_M y el par T_M , este se puede calcular del siguiente modo:

$$T_M = \frac{P_M}{\omega_m} = k_E k_D k_L k_\Omega B_{PE} D_{IE}^2 l_{PCH} A_S, \quad (A.18)$$

donde

$$k_\Omega = \frac{\pi}{4}. \quad (A.19)$$

Denominando k_T al producto de k_E , k_D , k_L , k_Ω , B_{PE} y A_S , la ecuación de salida del motor expresada en términos de par resulta igual a:

$$T_M = k_T D_{IE}^2 l_{PCH}, \quad (A.20)$$

El valor de k_T se suele fijar en la fase de diseño inicial, estando como se sugiere en [Miller, 1993] en los intervalos mostrados en la tabla A.1 en función de la aplicación.

Otra forma de relacionar las cargas magnética y eléctrica específica, las dimensiones del motor y demás coeficientes con el par es a partir de su densidad volumétrica TRV . Tal que:

$$TRV = \frac{\text{Par}}{\text{Volumen del hueco}} = \frac{4T_M}{\pi D_{IE}^2 l_{PCH}} = \frac{k_T}{k_\Omega} = k_E k_D k_L B_{PE} A, \quad (A.21)$$

donde dependiendo del autor, en el cálculo el volumen del hueco se emplea o bien D_{IE} [Krishnan, 2001] o bien el diámetro externo del rotor D_{ER} [Miller,

1993]. No obstante, si como es habitual la longitud del entrehierro L_{EH} es mucho menor que D_{ER} ($D_{IE} = 2L_{EH} + D_{ER}$), el resultado es similar.

De hecho en [Miller, 1993] se propone considerar L_{EH} igual al 0,5% de D_{ER} si el cociente L_{PCH}/D_{ER} es la unidad o en caso contrario escalarlo del siguiente modo:

$$l_{EH} = \frac{5}{1000} \frac{l_{PCH}}{D_{ER}} D_{ER} \quad (\text{A.22})$$

si las limitaciones de manufacturado lo permiten.

Vista la dependencia del par y la potencia con las cargas magnética (B_{PE}) y eléctrica específica (A_S), su valor se suele fijar al comienzo de la fase de diseño del SRM.

Respecto a la carga magnética, se define un máximo de B_{PE} en la posición de alineamiento, resultando para ello necesario el conocimiento de la curva B - H del material.

La carga eléctrica específica, permite fijar un valor máximo de corriente de fase en función del número de vueltas del devanado y las dimensiones del motor, estando en consecuencia relacionada con un valor máximo de H .

Asimismo, con el fin de poder extraer la máxima potencia del motor, el valor de k_L ha de calcularse para el máximo valor de corriente de fase. Para ello se requiere disponer de la característica λ vs. i_F vs θ en las posiciones extremas de alineamiento y desalineamiento, la cual a su vez depende de las dimensiones del motor y del tipo de material.

En consecuencia, al ser la fase de diseño inicial un proceso iterativo, disponer de un conjunto de ecuaciones analíticas que posibiliten el conocimiento de la relación entre B y H en el material y a partir de esta de la existente entre λ e i_F en el motor posibilita reducir considerablemente el elevado tiempo de cómputo requerido por los algoritmos de cálculo numérico habitualmente empleados en este tipo de problemas electromagnéticos (como sucede con el método de los elementos finitos).

El diseño y operación del motor como generador se detalla [Méndez, 2014] y [Martinez-Iturbe, 2016].

A.2. Cálculo de las dimensiones del prototipo del SRM 24/18

En este apartado se determinan las dimensiones del prototipo de un SRM 24/18 diseñado para operar como un accionamiento directo sobre el tambor de una lavadora de uso doméstico (sin polea de transmisión).

En base a la información disponible de otros modelos de lavadora diseñados con un accionamiento convencional, se deben de cumplir las siguientes especificaciones:

- En la fase de lavado el motor debe de ser capaz de proporcionar un par igual a 16 Nm girando a 60 rpm.
- Durante el proceso de centrifugado el motor opera una velocidad máxima de 1500 rpm y una potencia igual a 300 W.

En esas condiciones:

- La potencia a transferir durante la fase de lavado es:

$$P_M = \frac{2\pi}{60} N_r T_M = \frac{2\pi}{60} \cdot 60 \cdot 16 = 100,53 \text{ W.} \quad (\text{A.23})$$

- El par demandado durante la fase de centrifugado es:

$$T_M = \frac{60}{2\pi} \frac{P_M}{N_r} = \frac{60}{2\pi} \frac{300}{1500} = 1,91 \text{ Nm.} \quad (\text{A.24})$$

Asimismo, entre otras restricciones se debe tener en cuenta el reducido espacio entre la parte posterior de la cuba y la chapa que cierra la parte trasera de la lavadora en el que se ha de alojar el motor.

Respecto a la carga magnética inicialmente se ha considerado un valor de saturación de la densidad de campo magnético $B_{SAT}=1,5$ T. Este valor, un tanto conservador para una chapa ferromagnética de acero al silicio, si fuese necesario se ha de ajustar posteriormente una vez se caracterice experimentalmente de la característica $B-H$ del material.

A partir de la experiencia previa y la información indicada en la Tabla A.1, se escoge un valor de TRV igual a 25,2 kNm/m³. En caso de que modifique B_{SAT} , se recomienda corregir el valor de TRV según la siguiente relación:

$$TRV = 70 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{B_{SAT}}{2,5} \right)^2. \quad (\text{A.25})$$

Conocido TRV , los valores de D_{ER} y l_{PCH} se obtienen aplicando (A.21) para el máximo valor de par indicado en las especificaciones iniciales y la restricción de espacio impuesta por el espacio en el interior de la lavadora. Así:

$$D_{IE}^2 l_{PCH} = \frac{4T_M}{\pi TRV} = \frac{4 \cdot 16}{\pi \cdot 25,2 \cdot 10^3} = 8,084 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3. \quad (\text{A.26})$$

Tras varias iteraciones se establece un valor de D_{ER} igual a 264 mm, resultando l_{PCH} 11,599 mm, escogiéndose finalmente 12 mm.

El estator y el rotor del motor se han construido mediante un conjunto de chapas de acero al silicio apiladas y unidas entre sí por varillas roscadas a través de agujeros pasantes. El factor de empaquetamiento de las chapas, k_{PCH} , se ha obtenido como el cociente entre el valor calculado y el escogido de l_{PCH} :

$$k_{PCH} = \frac{l_{PCH}(\text{teórico})}{l_{PCH}(\text{escogido})} = \frac{11,599}{12} = 0,967. \quad (\text{A.27})$$

Siguiendo la recomendación indicada en [Miller, 1993], al aplicar (A.22) para $l_{PCH} = 12$ mm y $D_{ER} = 264$ mm, la longitud del entrehierro l_{EH} resulta igual a 0,06 mm. Sin embargo, por restricciones de manufacturado no ha sido posible fijar un valor tan bajo, siendo finalmente el valor escogido 10 veces mayor.

Conocidos D_{ER} y l_{EH} el valor del diámetro interior del estator se calcula como sigue:

$$D_{IE} = 2l_{EH} + D_{ER} = 2 \cdot 0,6 + 264 = 265,2 \text{ mm}. \quad (\text{A.28})$$

En cuando al número de polos del estator N_{PE} , este se corresponde con el producto del número de fases por el número de simetrías de la estructura base N_{SIM} , resultando en este caso:

$$N_{PE} = N_F N_{SIM} = 4 \cdot 6 = 24 \text{ polos}, \quad (\text{A.29})$$

siendo similar el cálculo del número de polos del rotor N_{PR} , cuyo valor es:

$$N_{PR} = (N_F - 1)N_{SIM} = 18 \text{ polos}. \quad (\text{A.30})$$

Conocidos N_{PE} y N_{PR} , la distancia angular entre dos polos contiguos del estator θ_{PE} se obtiene como:

$$\theta_{PE} = \frac{2\pi}{N_{PE}} = \frac{\pi}{12} \text{ rad} \rightarrow 15^\circ, \quad (\text{A.31})$$

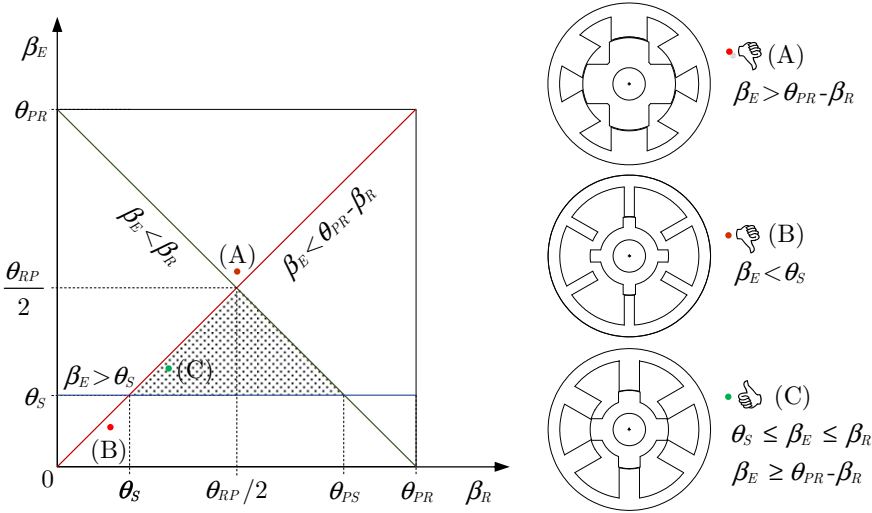
siendo análogo el cálculo de la distancia angular entre dos polos contiguos del rotor θ_{PR} . Es decir:

$$\theta_{PR} = \frac{2\pi}{N_{PR}} = \frac{\pi}{9} \text{ rad} \rightarrow 20^\circ. \quad (\text{A.32})$$

Asimismo, la distancia angular entre la posición de desalineamiento y alineamiento θ_{UA} , se determina según se indica a continuación:

$$\theta_{UA} = \frac{\theta_E}{2} = \frac{\pi}{N_{PR}} = \frac{\pi}{18} \text{ rad} \rightarrow 10^\circ. \quad (\text{A.33})$$

Figura A.3. Representación de las restricciones del arco polar del estator β_E y del rotor β_R y valores recomendados.



Mientras que el ángulo de paso θ_s (*stroke angle* o máximo ángulo de conducción de una fase sin solapamiento con otra) se relaciona con las distancias angulares anteriores del siguiente modo:

$$\theta_s = \theta_{PR} - \theta_{PE} = \frac{2\theta_{UA}}{N_F} = \frac{2\pi}{N_F N_{PR}} = \frac{\pi}{36} \text{ rad} \rightarrow 5^\circ. \quad (\text{A.34})$$

La elección de la distancia angular del arco del polo del estator β_E y del polo del rotor β_R está condicionada por varios factores. La zona activa de par es aproximadamente igual a la menor de las distancias angular β_E y β_R . No obstante, si estas son demasiado grandes no habrá suficiente separación entre las esquinas de los polos del rotor y del estator en la posición de desalineamiento (caso A en la figura A.3). Si por el contrario son demasiado estrechos (caso B) la inductancia y el flujo concatenado resultarán más bajos en la posición de alineamiento. En consecuencia, la correcta elección de sendas distancias angulares está sometida a una serie de restricciones mostradas en la figura A.3 donde el área encerrada dentro del triángulo sombreado es el lugar geométrico recomendado en [Lawrenson, 1980] y [Miller, 1993] para la ubicación del par (β_R, β_E) . Así:

- Para garantizar que el motor es capaz de generar par durante todo el ángulo de paso θ_s , β_E deberá ser mayor o igual a este. Ello se cumple para los puntos (β_R, β_E) que se encuentran en la recta $\beta_E = \theta_s$ representada en color azul en la Figura A.3 o encima de esta.

- Con el objeto de maximizar el valor de la inductancia y el flujo concatenado en la posición de alineamiento, β_E ha de ser menor o igual a β_R . Esto sucede para los puntos (β_R, β_E) ubicados en la recta $\beta_E = \beta_R$ representada en color verde en la Figura A.3 o debajo de esta.
- Si se quiere asegurar un valor de la inductancia en la posición de desalineamiento suficientemente bajo es necesario que β_E sea menor o igual a la diferencia entre θ_{PR} y β_R . Esta condición se satisface para los puntos (β_R, β_E) localizados en la recta $\beta_E = \theta_{PR} - \beta_R$ representada en color rojo en la Figura A.3 o debajo de esta.
- El porcentaje de ocupación de β_E sobre θ_{PE} , α_U debe permitir alojar el devanado de cada polo en el espacio de la ventana que queda entre dos polos contiguos del estator. El valor recomendado dependiendo de la tipología del motor se encuentra en torno a un 40 - 45 %.

Vistas las restricciones anteriores, se escoge un valor de $\alpha_U = 43.2\%$, tal que:

$$\beta_E = \alpha_U \theta_{PE} = 0,432 \cdot \frac{\pi}{12} \text{ rad} \rightarrow 6,48^\circ. \quad (\text{A.35})$$

Conocida la longitud angular del arco polar del polo del estator, la anchura de un polo del estator w_{PE} resulta igual a:

$$w_{PE} = D_{IE} \sin\left(\frac{\beta_E}{2}\right) = 265,2 \cdot \sin\left(\frac{6,48}{2}\right) = 14,99 \text{ mm} \rightarrow w_{PE} = 15 \text{ mm}, \quad (\text{A.36})$$

después de redondearlo al entero superior más próximo.

En cuanto al valor de la anchura del polo del rotor w_{PR} , esta suele superar a w_{PE} entre una y dos veces la longitud del entrehierro. En este caso se ha escogido:

$$w_{PR} = w_{PE} + 2 \cdot l_{EH} = 15 + 2 \cdot 0,6 = 16,2 \text{ mm}, \quad (\text{A.37})$$

siendo en consecuencia la longitud angular del arco polar del polo del rotor:

$$\beta_R = 2 \cdot \arcsen\left(\frac{w_{PR}}{D_{ER}}\right) = 2 \cdot \arcsen\left(\frac{16,2}{264}\right) = \frac{\pi}{25,582} \text{ rad} \rightarrow 7,04^\circ. \quad (\text{A.38})$$

El valor resultante (β_R, β_E) se representa en color verde en la Figura A.3 como (C), estando aproximadamente en el mismo lugar que el que le corresponde al motor 6/4 (C) indicado la misma figura y en el que los valores de $\beta_R = 32^\circ$ y $\beta_E = \theta_s = 30^\circ$ son los recomendados en [Miller, 1993]. Nótese como la relación β_R/β_E es muy similar en ambos casos (SRM 24/18: $7,04/6,48=1,09$ y SRM 6/4: $32/30=1,07$).

Respecto a la altura del polo del rotor h_{PR} , esta se corresponde con:

$$h_{PR} = \frac{D_{ER} - D_{BR}}{2}, \quad (\text{A.39})$$

donde D_{BR} es el diámetro base del rotor (o el del arco que interseca con la arista del polo del rotor figura A.1).

En [Miller, 1993] se propone hacer coincidir h_{PR} con la mitad de w_{PE} . Siguiendo dicha recomendación, h_{PR} resulta demasiado baja en relación con la altura necesaria del polo estator para poder alojar el devanado, por lo que se opta por otra alternativa.

Para ello, con el fin de asegurar un valor suficientemente bajo de la inductancia en la posición de desalineamiento se propone calcular h_{PR} como:

$$h_{PR} = k_{PR} \omega_{NCU}, \quad (\text{A.40})$$

donde w_{NCU} es la anchura total de la región entre polos del estator no cubierta por el polo del estator en la posición de desalineamiento:

$$w_{NCU} = (\theta_{PR} - \beta_R - \beta_E) \frac{D_{ER}}{4} = \left(\frac{\pi}{9} - \frac{\pi}{27,78} - \frac{\pi}{25,57} \right) \frac{264}{4} = 7,56 \text{ mm}. \quad (\text{A.41})$$

Así, considerando k_{PR} igual al valor central del intervalo recomendado, h_{PR} resulta igual a:

$$h_{PR} = 2,5 \cdot 7,56 = 18,9 \rightarrow h_{PR} = 19 \text{ mm}, \quad (\text{A.42})$$

tras su redondeo al entero superior más próximo.

En consecuencia, el diámetro base del rotor es igual a:

$$D_{BR} = D_{ER} - 2h_{PR} = 264 - 2 \cdot 19 = 226 \text{ mm}. \quad (\text{A.43})$$

De igual modo, la altura del polo de estator h_{PE} resulta igual a:

$$h_{PE} = \frac{D_{EE} - 2w_{YE} - D_{IE}}{2}, \quad (\text{A.44})$$

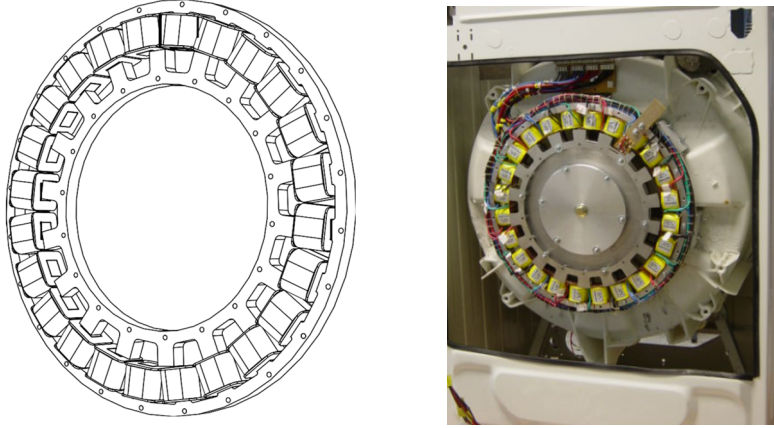
donde w_{YE} es la anchura del yugo del estator y D_{EE} su diámetro externo.

Habitualmente h_{PE} se puede calcular de forma proporcional a h_{PR} , en cuyo caso considerando un factor $k_{PE} = 1,6$, resulta:

$$h_{PE} = k_{PE} h_{PR} = 1,6 \cdot 19 = 30,4 \text{ mm}. \quad (\text{A.45})$$

La anchura del yugo del estator w_{YE} y del rotor w_{YR} son a su vez proporcionales a w_{PE} y w_{PR} . Así, dado que el flujo que circula por los polos se divide al llegar a los yugos, la anchura de estos debe de ser al menos el 50% de la de los polos y preferiblemente entre un 20% y un 40% superior a ese valor.

Figura A.4. Imagen en 3D resultante de la fase de diseño del prototipo del SRM 24/18 y fotografía real del mismo incluyendo las piezas necesarias para operar en una lavadora como accionamiento directo.



Considerando un incremental k_{YR} del 22% respecto al 50% de w_{PR} , resulta un valor de w_{YR} igual a:

$$w_{YR} = k_{YR} \frac{w_{PR}}{2} = 1,22 \cdot \frac{16,2}{2} = 9,822 \rightarrow w_{YR} = 10 \text{ mm}, \quad (\text{A.46})$$

tras aproximarlo al mayor de los enteros más próximo.

Análogamente, w_{YE} se obtiene para un coeficiente de proporcionalidad k_{YE} de valor igual al anterior como sigue:

$$w_{YE} = k_{YE} \frac{w_{PE}}{2} = 1,22 \cdot \frac{15}{2} = 9,15 \rightarrow w_{YE} = 10 \text{ mm}. \quad (\text{A.47})$$

Conocida la anchura de los yugos, es posible obtener el resto de diámetros. Así, el diámetro base del estator D_{BE} (correspondiente al del arco que interseca con la arista del polo del estator) es:

$$D_{BE} = 2h_{PE} + D_{IE} = 2 \cdot 30,4 + 265,2 = 326 \text{ mm}, \quad (\text{A.48})$$

siendo el de la circunferencia que limita externamente el estator D_{EE} :

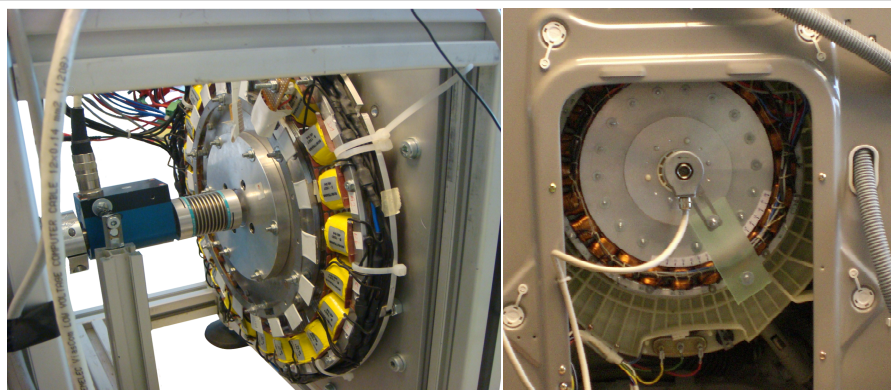
$$D_{EE} = 2w_{YE} + D_{BE} = 2 \cdot 10 + 326 = 346 \text{ mm} \quad (\text{A.49})$$

y el interno del rotor D_{IR} :

$$D_{IR} = D_{BR} - 2w_{YR} = 226 - 2 \cdot 10 = 206 \text{ mm}. \quad (\text{A.50})$$

Al ser el prototipo final del SRM un tanto atípico (figura A.4), el valor de D_{IR} es muy elevado para ser el del eje del motor, por lo que se han construido un conjunto de piezas de aluminio sobre las que mediante tornillos tipo Allen se ha ensamblado el rotor, estando el eje y su chaveta unido a una de ellas.

Figura A.5. Fotografía de los dos prototipos del SRM 24/18. El primero se encuentra montado en la estructura del banco de ensayos (izqda.) y el segundo en una nueva lavadora (dcha.).



Finalmente se han construido dos motores, uno se ha montado en una lavadora y el otro sobre una estructura de aluminio diseñada ad hoc para la construcción de un banco de ensayos (figura A.5). Además, ha sido necesario diseñar y construir un conjunto de piezas en aluminio encargadas de sujetar el estator y de unir el rotor con el eje, que a causa de la ubicación del prototipo en su mayor parte son específicas. En el caso del prototipo montado en la lavadora el eje es el propio del tambor, mientras que en el banco de ensayos se ha diseñado un eje de hierro fundido de 20 mm de diámetro y su chaveta.

En cuanto al devanado del motor, se ha utilizado un conductor de cobre sólido de 1 mm de diámetro bobinado sobre un carrete tipo E42/21/15, el cual se ha adaptado para colocarlo en cada uno de los polos del estator. En total hay 6 carretes por fase y 163 espiras por carrete repartidas en siete capas.

Apéndice B

Curvas de primera imanación y funciones de ajuste

B.1. Valores de la curva de primera imanación

En este apartado se muestra en forma de tablas los valores que permiten reproducir la curva de primera imanación del material empleado en la construcción de los prototipos del motor (AISI 1008) y del generador (AISI M43).

En la Tabla B.1 se incluyen 45 valores representativos de la curva de primera imanación del acero AISI 1008. Estos han sido escogidos entre los 2618 obtenidos experimentalmente con el fin de asegurar su correcta reproductibilidad en todas las regiones, estando su número limitado al máximo permitido en el programa de cálculo electromagnético en 3D empleado (OPERA).

En la Tabla B.2 se incluyen los 47 valores proporcionados para el acero AISI M43 en el programa FEMM.

Tabla B.1. Valores de la curva de primera imanación del acero AISI 1008 empleado en la construcción del prototipo del SRM 24/18.

B (T)	H (A/m)	B (T)	H (A/m)	B (T)	H (A/m)
0,0000E+00	0,0000E+00	3,5082E-01	2,5000E+02	1,5942E+00	2,7600E+03
1,7066E-03	1,0000E+01	4,4853E-01	2,9000E+02	1,6180E+00	3,2300E+03
5,1831E-03	2,0000E+01	5,6020E-01	3,4000E+02	1,6443E+00	3,7900E+03
9,3078E-03	3,0000E+01	6,8904E-01	4,0000E+02	1,6689E+00	4,4500E+03
1,5338E-02	4,0000E+01	8,2240E-01	4,7000E+02	1,6928E+00	5,2200E+03
2,0340E-02	5,0000E+01	9,5996E-01	5,6000E+02	1,7189E+00	6,1200E+03
2,6276E-02	6,0000E+01	1,0685E+00	6,5000E+02	1,7481E+00	7,1700E+03
3,3333E-02	7,0000E+01	1,1798E+00	7,7000E+02	1,7809E+00	8,4200E+03
4,1011E-02	8,0000E+01	1,2702E+00	9,0000E+02	1,8144E+00	9,8700E+03
4,9520E-02	9,0000E+01	1,3493E+00	1,0600E+03	1,8486E+00	1,1570E+04
7,1878E-02	1,1000E+02	1,4105E+00	1,2400E+03	1,8871E+00	1,3570E+04
9,7154E-02	1,3000E+02	1,4630E+00	1,4500E+03	1,9307E+00	1,5920E+04
1,2943E-01	1,5000E+02	1,5058E+00	1,7100E+03	1,9758E+00	1,8670E+04
1,8741E-01	1,8000E+02	1,5388E+00	2,0000E+03	2,0209E+00	2,1900E+04
2,5312E-01	2,1000E+02	1,5677E+00	2,3500E+03	2,0686E+00	2,5680E+04

Tabla B.2 Valores de la curva de primera imanación del acero AISI M43 empleado en la construcción del prototipo del generador.

B (T)	H (A/m)	B (T)	H (A/m)	B (T)	H (A/m)
0,0000E+00	0,0000E+00	8,0000E-01	1,0000E+02	1,6000E+00	1,9800E+03
5,0000E-02	2,0000E+01	8,5000E-01	1,1000E+02	1,6500E+00	3,1100E+03
1,0000E-01	3,0000E+01	9,0000E-01	1,1000E+02	1,7000E+00	4,5900E+03
1,5000E-01	4,0000E+01	9,5000E-01	1,2000E+02	1,7500E+00	6,4100E+03
2,0000E-01	5,0000E+01	1,0000E+00	1,3000E+02	1,8000E+00	8,6800E+03
2,5000E-01	5,0000E+01	1,0500E+00	1,4000E+02	1,8500E+00	1,1520E+04
3,0000E-01	6,0000E+01	1,1000E+00	1,5000E+02	1,9000E+00	1,5120E+04
3,5000E-01	6,0000E+01	1,1500E+00	1,7000E+02	1,9500E+00	1,9830E+04
4,0000E-01	6,0000E+01	1,2000E+00	1,9000E+02	2,0000E+00	2,6800E+04
4,5000E-01	7,0000E+01	1,2500E+00	2,1000E+02	2,0500E+00	4,0060E+04
5,0000E-01	7,0000E+01	1,3000E+00	2,5000E+02	2,1000E+00	6,6950E+04
5,5000E-01	8,0000E+01	1,3500E+00	3,0000E+02	2,1500E+00	1,0334E+05
6,0000E-01	8,0000E+01	1,4000E+00	3,8000E+02	2,2000E+00	1,4105E+05
6,5000E-01	8,0000E+01	1,4500E+00	5,3000E+02	2,2500E+00	1,8168E+05
7,0000E-01	9,0000E+01	1,5000E+00	7,8000E+02	2,3000E+00	2,2310E+05
7,5000E-01	9,0000E+01	1,5500E+00	1,2300E+03	-----	-----

B.2. Coeficientes de las funciones de ajuste

En las siguientes tablas se presentan los valores de los coeficientes de las funciones de ajuste de la curva de primera imanación de los aceros AISI 1008 y AISI M-43 (ver apartado 2.6).

Tabla B.3. Parámetros de ajuste de la función (2.28) propuesta en [Widger, 1969].

Parámetro	<i>Función B(H)</i>		<i>Función H(B)</i>	
	AISI 1008	AISI M-43	AISI 1008	AISI M-43
a_0	-1,1846E-04	-4,6643E-03	5,7952E+02	-2,2273E+00
a_1	7,2857E-06	2,0789E-04	-7,5033E+02	7,0768E+01
a_2	8,3207E-10	4,4931E-08	2,5404E+02	-2,6281E+01
a_3	3,2159E-15	2,0999E-14	3,422E-12	3,422E-12
b_1	-2,3707E-04	-3,6530E-03	-1,5086E+00	-1,31583E+00
b_2	4,8845E-06	1,4542E-04	7,6612E-01	5,7793E-01
b_3	3,8872E-10	2,1365E-08	-1,2973E-01	-8,4705E-02

Tabla B.4. Parámetros de ajuste de la función (2.30) propuesta en [El-Sherbiny, 1973].

Parámetro	<i>Función B(H)</i>		<i>Función H(B)</i>	
	AISI 1008	AISI M-43	AISI 1008	AISI M-43
a_0	2,3330E+00	2,2032E+00	8,3830E+00	1,3796E+01
a_1	2,9100E+01	-2,1784E+00	2,1300E+00	5,4470E-02
a_2	-7,9400E-01	-5,9391E-01	5,8970E+01	5,4470E-02
a_3	-4,2710E-01	-2,2428E-01	-2,0160E+00	5,4470E-02
a_4	2,8000E+01	3,5275E-01	4,1890E+01	5,4470E-02
α_1	4,5350E-03	1,1605E-02	-7,0910E+00	-6,0350E+00
α_2	4,2740E-05	3,9960E-04	-6,9780E-01	-6,0350E+00
α_3	9,2090E-04	8,8596E-04	-7,1150E+00	-6,0350E+00
α_4	4,7620E-03	2,0664E-04	-6,5060E-01	-6,0350E+00

Tabla B.5. Parámetros de ajuste de la función (2.31) propuesta en [Brauer, 1974].

Parámetro	<i>Función H(B)</i>	
	AISI 1008	AISI M-43
K_1	2,7380E+02	3,6300E+01
K_2	9,1130E-01	1,5230E+00
K_3	-4,8250E+02	-2,2250E+02

Tabla B.6. Parámetros de ajuste de la función (2.32) propuesta en [Rivas 1981].

<i>Función $M(H)$</i>		
Parámetro	AISI 1008	AISI M-43
a_0	0,0000E+00	0,0000E+00
a_1	1,1247E+02	50,2460E+00
a_2	4,1620E+00	593,1710E+00
b_1	6,1604E+00	0,0671E+00
b_2	2,9866E-02	3,7240E+004

Tabla B.7. Parámetros de ajuste de la función (2.40) propuesta en [Takács, 2001].

<i>Función $B(H)$</i>		
Parámetro	AISI 1008	AISI M-43
A_0	6,0000E-03	2,039E-05
B_0	8,0000E-01	1,554E+00
C_0	4,1667E-01	5,1360E+03

Tabla B.8. Parámetros de ajuste de la función (2.42) [Włodarski, 2006].

<i>Función $M(H)$</i>		
Parámetro	AISI 1008	AISI M-43
M_a	1,2200E+06	3,1470E+05
M_b	1,3840E+06	1,1380E+06
a	4,1840E+04	7,1630E+03
b	2,6826E+02	5,7672E+01

Tabla B.9. Parámetros de ajuste de la función (2.46) [Qi, 2015].

<i>Función $B(H)$</i>		
Parámetro	AISI 1008	AISI M-43
a	-1,7670E+00	-3,3400E-01
b	2,2902E+01	5,0900E-01
c	3,1710E+03	2,5000E-01
d	3,4540E+00	2,1330E+00
e	2,1031E+02	5,3516E+01
f	1,5870E-05	2,7010E-06

Tabla B.10. Parámetros de ajuste de la función (2.47) propuesta en esta tesis. Estos valores deben aplicarse a la red neuronal una vez normalizada la variable de entrada entre -1 y 1. De igual modo resulta necesaria la desnormalización entre -1 y 1 de la variable de salida de la red neuronal. En ambos procesos los valores máximos considerados fueron $B=2,0686E+00$, $H=2,5680E+04$ para el acero AISI 1008 y $B=2,0000E+00$, $H=2,6800E+04$ para el acero AISI M-34.

Parámetro	<i>Función B(H)</i>		<i>Función H(B)</i>	
	AISI 1008	AISI M-43	AISI 1008	AISI M-43
$W_{O1(1,1)}$	-4,14347E-01	6,5392E-01	-6,4058E+00	-2,5405E+00
$W_{O1(2,1)}$	-1,73873E+01	5,3693E+01	2,8810E+00	-3,2894E-01
$B_{O1(1)}$	-1,5374E+00	4,2441E+00	4,4749E+00	5,7691E+00
$B_{O1(2)}$	-1,7389E+01	5,5404E+01	-3,4592E+00	4,2427E+00
$W_{SI(1,1)}$	-3,6245E+00	3,4685E+02	-2,1517E+01	-6,9008E-01
$W_{SI(1,2)}$	-1,5674E+00	2,5911E+01	3,2350E+00	3,4366E+02
$B_{SI(1)}$	-4,0561E+00	-371,74E+02	2,4799E+00	3,4551E+02

Apéndice C

Generación automática de un SRM en Opera-3D

C.1. Descripción

En este apéndice se incluye el código para la generación automática de forma paramétrica, simulación y análisis en 3D de un SRM circular con cualquier tipología clásica, mediante el programa de simulación de elementos finitos OPERA-3d.

El código se agrupa en ficheros, ubicados en subdirectorios según su tipología o funcionalidad. Asimismo, los subdirectorios se encuentran en otro principal denominado SRM_FRAN ubicado en el directorio OPERA_FRAN del disco T. En cualquier caso, se ha establecido una cabecera donde se especifica el disco y la ruta del directorio y subdirectorio principal. Igualmente, se ha creado un fichero denominado Rutas_ficheros_f.comi (alojado en el subdirectorio principal) en el cual se indican las rutas de los diferentes ficheros y subdirectorios. Ello posibilita su ejecución en cualquier otro disco del mismo u otro ordenador sin más que modificar esa cabecera y/o dicho fichero.

Así, los ficheros con extensión .comi alojados en el subdirectorio LOGS_MODELLER se encargan de crear el dibujo de las diferentes partes del motor, dando como resultado otros ficheros con extensión .opc ubicados en el subdirectorio MODELS_MODELLER. Dando lugar la combinación de todos ellos al dibujo base completo del motor sin mallar en la posición de alineamiento (archivo denominado CompletoSinMalla.opc).

A partir de dicha base se crea el resto de dibujos base en otras posiciones, de lo cual, así como de modificar la curva *B-H* asignada al material con el que se construye el motor y mallar los modelos finales, se encargan otros ficheros con extensión .comi ubicados en el subdirectorio LOGS_CREA_BASES.

C.2. Generación de la estructura básica del SRM

En este apartado se incluye el código para la generación de la estructura base en la que por simetría se divide la máquina. Este se ha ordenado en 14 ficheros y otros auxiliares, los cuales se ejecutan secuencialmente desde el fichero principal descrito a continuación.

```

/#####/
/===== FICHERO PRINCIPAL PREPROCESADOR (MODELLER) CREA_BASE_NEG_SRM_FRAN.comi =====/
/::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de llamar a los ficheros
/ necesarios para crear un dibujo base en la posición de alineamiento que posteriormente
/ se rotará dando lugar al resto de dibujos base en cada posición antes de mallar.
/ Si se parte de un dibujo completamente nuevo y se ejecuta el fichero se puede observar como se
/ van ejecutando secuencialmente un conjunto de ficheros para la creación de la estructura base.
/ El fichero Crea_capas_redondas_2b_f.comi, al que se llama desde el fichero Crea_rotor_2a_f.comi
/ no está en la secuencia, sino que es llamado cuando se crea el rotor para crear las capas
/ redondas de aire interna y externa del yugo del rotor.
/ Cada fichero .opc que modeller genera lo guarda en la carpeta models_modeller siendo el
/ resultado final la base del bloque del motor sin mallar que por simetría se simulará y que
/ posteriormente se rotará y mallará creando una en cada posición a simular.

/===== Declaración del disco y los directorios donde alojar los ficheros =====/

$string yesorno yes
CLEAR REVERT=NO
/ Ruta del directorio de trabajo donde se aloja el directorio principal
$STRING NAME=raiz VALUE=T:\OPERA_FRAN
/ Nombre del directorio principal donde se alojan los ficheros básicos y el resto de directorios
$STRING NAME=familia VALUE=SRM_FRAN
/ Ruta del directorio principal
$STRING NAME=raiz_familia VALUE=&raiz&\&familia&

/===== Fichero que contiene las rutas de los ficheros =====/

/ Se debe alojar en el directorio indicado en este caso como T:\OPERA_FRAN\SRM_FRAN
$COMINPUT &raiz_familia&\Rutas_ficheros_f.comi

```

```

/===== Se le indica al programa donde buscar el proyecto =====/

$PROJECTFOLDER FOLDER='&raiz_familia&' SET=YES

/===== Ejecución del fichero donde se definen las variables del motor =====/

$COMINPUT &raiz_modeller&\Variables_1_f.comi

/===== Ejecución de los ficheros encargados de la construcción del diente del rotor =====/

/ Se crea de un semidiente del rotor, su parte del yugo y sus costras laterales de aire
$COMINPUT &logs_modeller&\Crea_rotor_2a_f.comi

/ Se crean las costras redondas internas de aire del yugo del rotor
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi
$COMINPUT &logs_modeller&\Crea_rotor_2b_f.comi

/ Se crean de las costras redondas externas de aire del yugo del rotor
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi
$COMINPUT &logs_modeller&\Crea_rotor_2c_f.comi

/ Se ensamblan las piezas del semidiente del rotor
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi
$COMINPUT &logs_modeller&\Crea_rotor_2d_f.comi

/===== Ejecución de los ficheros encargados de la construcción del diente del estator =====/

/ Se crea un semidiente del estator, su parte de yugo y sus costras laterales
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi
$COMINPUT &logs_modeller&\Crea_estator_3_f.comi

/===== Ejecución de los ficheros encargados de la construcción del aire del rotor =====/

/ Creación de la zona de aire del diente del rotor y las capas junto al diente del rotor
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi
$COMINPUT &logs_modeller&\Aire_rotor_4_f.comi

/===== Ejecución de los ficheros encargados de la construcción del aire del rotor =====/

/ Creación de la zona de aire del diente del estator y las capas junto al diente del estator
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi
$COMINPUT &logs_modeller&\Aire_estator_5_f.comi

/===== Ejecución de los ficheros encargados de la construcción del entrehierro del rotor =====/

/ Creación del entrehierro del rotor con el número de capas especificado
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi
$COMINPUT &logs_modeller&\Entrehierro_rotor_6_f.comi

```

```
/==== Ejecución de los ficheros encargados de la construcción del entrehierro del estator ====/  
  
/ Creación del entrehierro del estator con el número de capas especificado  
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi  
$COMINPUT &logs_modeller&\Entrehierro_estator_7_f.comi  
  
/===== Ejecución de los ficheros encargados de la construcción background del rotor =====/  
  
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi  
$COMINPUT &logs_modeller&\background_rotor_8_f.comi  
  
/===== Ejecución de los ficheros encargados de la construcción background del estator =====/  
  
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi  
$COMINPUT &logs_modeller&\background_estator_9_f.comi  
  
/===== Ejecución de los ficheros encargados de definir materiales =====/  
  
/ la curva del material denominado hierro rotor y hierro estator que se asignan al estator  
/ y al rotor se introduce posteriormente en el fichero condiciones de contorno el tamaño  
/ del mallado se especifica en estos ficheros mediante las variables definidas previamente  
/ en el fichero de variables inicial variables_1_f.comi  
  
/Se definen los materiales del diente, el yugo y las costras del rotor  
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi  
$COMINPUT &logs_modeller&\Materiales_10a_f.comi  
  
/ Se definen los materiales del diente, el yugo y las costras del estator  
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi  
$COMINPUT &logs_modeller&\Materiales_10b_f.comi  
  
/ Se define el material del entrehierro del rotor  
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi  
$COMINPUT &logs_modeller&\Materiales_10c_f.comi  
  
/ Se define el material del entrehierro del estator  
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi  
$COMINPUT &logs_modeller&\Materiales_10d_f.comi  
  
/ Se define el material del entrehierro entre polos del rotor  
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi  
$COMINPUT &logs_modeller&\Materiales_10e_f.comi  
  
/ Se define el material del entrehierro entre polos del estator  
$COMINPUT &logs_modeller&\limpia_dibujo_f.comi  
$COMINPUT &logs_modeller&\Materiales_10f_f.comi
```



```

/Nombre del directorio donde se alojan los ficheros .opc resultantes de crear la base
$STRING NAME=model_modeller VALUE=MODELS_MODELLELLER
/RAIZ DE LOS FICHEROS QUE GENERA EL MODELLELLER
$STRING NAME=models_modeller VALUE=&raiz_familia&\&model_modeller&

/Nombre del directorio donde se alojan las curvas bh del hierro
$STRING NAME=curva_bh VALUE=CURVA_BH
/Raiz de los ficheros de la curva bh
$STRING NAME=raiz_bh VALUE=&raiz_familia&\&curva_bh&

/===== Rutas para las bases sin mallar (.opc) =====/

/ Nombre del directorio donde se alojan los directorios que contienen las bases sin mallar (.opc)
$STRING NAME=bases_sin_malla VALUE=BASES_SIN_MALLA
/ Raiz Nombre del directorio donde se alojan los directorios que contienen las bases sin mallar (.opc)
$STRING NAME=bases_sin VALUE=&raiz_familia&\&bases_sin_malla&

/ Nombre del directorio donde se alojan las bases sin mallar (.opc) obtenidas con la curva bh ap02_sec
$STRING NAME=ap02_sec VALUE=APO2_SEC
/ Raiz del directorio donde se alojan las bases sin mallar (.opc) obtenidas con la curva bh ap02_sec
$STRING NAME=sin_ap02_sec VALUE=&raiz_familia&\&bases_sin_malla&\&ap02_sec&

/ Nombre del directorio donde se alojan las bases sin mallar (.opc) obtenidas con la curva bh ap02_pri
$STRING NAME=ap02_pri VALUE=APO2_PRI
/ Raiz del directorio donde se alojan las bases sin mallar (.opc) obtenidas con la curva bh ap02_pri
$STRING NAME=sin_ap02_pri VALUE=&raiz_familia&\&bases_sin_malla&\&ap02_pri&

/ Nombre del directorio donde se alojan las bases sin mallar (.opc) obtenidas con la curva bh ap02_mag
$STRING NAME=ap02_mag VALUE=APO2_MAG
/ Raiz del directorio donde se alojan las bases sin mallar (.opc) obtenidas con la curva bh ap02_mag
$STRING NAME=sin_ap02_mag VALUE=&raiz_familia&\&bases_sin_malla&\&ap02_mag&

/ Nombre del directorio donde se alojan las bases sin mallar (.opc) obtenidas con la curva bh ap02_maxw
$STRING NAME=ap02_maxw VALUE=APO2_MAXW
/ Raiz del directorio donde se alojan las bases sin mallar (.opc) obtenidas con la curva bh ap02_maxw
$STRING NAME=sin_ap02_maxw VALUE=&raiz_familia&\&bases_sin_malla&\&ap02_maxw&

/===== Rutas para las bases malladas (.opcb) =====/

/ Nombre del directorio donde se alojan los directorios que contienen las bases malladas (.opcb)
$STRING NAME=bases_con_malla VALUE=BASES_CON_MALLA
/ Ruta del directorio donde se alojan los directorios que contienen las bases malladas
$STRING NAME=bases_con VALUE=&raiz_familia&\&bases_con_malla&

/ Nombre del directorio donde se alojan las bases malladas (.opcb) obtenidas con la curva bh ap02_sec
$STRING NAME=ap02_sec VALUE=APO2_SEC
/ Raiz del directorio donde se alojan las bases malladas (.opcb) obtenidas con la curva bh ap02_sec
$STRING NAME=con_ap02_sec VALUE=&raiz_familia&\&bases_con_malla&\&ap02_sec&

```

```

/ Nombre del directorio donde se alojan las bases malladas (.opcb) obtenidas con la curva bh ap02_pri
$STRING NAME=ap02_pri VALUE=APO2_PRI
/ Raiz del directorio donde se alojan las bases malladas (.opcb) obtenidas con la curva bh ap02_pri
$STRING NAME=con_ap02_pri VALUE=&raiz_familia&\&bases_con_malla&\&ap02_pri&

/ Nombre del directorio donde se alojan las bases malladas (.opcb) obtenidas con la curva bh ap02_mag
$STRING NAME=ap02_mag VALUE=APO2_MAG
/ Raiz del directorio donde se alojan las bases malladas (.opcb) obtenidas con la curva bh ap02_mag
$STRING NAME=con_ap02_mag VALUE=&raiz_familia&\&bases_con_malla&\&ap02_mag&

/ Nombre del directorio donde se alojan las bases malladas (.opcb) obtenidas con la curva bh ap02_maxw
$STRING NAME=ap02_maxw VALUE=APO2_MAXW
/ Raiz del directorio donde se alojan las bases malladas (.opcb) obtenidas con la curva bh ap02_maxw
$STRING NAME=con_ap02_maxw VALUE=&raiz_familia&\&bases_con_malla&\&ap02_maxw&

/= Ruta de los ficheros .comi para tratar las bases (cambio material, desplazamientos, corriente, etc) =/

/ Nombre del directorio donde se crean las bases a partir de la principal
$STRING NAME=log_bases VALUE=LOGS_CREA_BASES
/ Raiz del directorio donde se crean las bases a partir de la principal
$STRING NAME=log_bases VALUE=&raiz_familia&\&log_bases&

/===== Directorio donde se guardan los ficheros para analizar (.op3) =====/

/ Nombre del directorio donde se guardan los ficheros para analizar (.op3)
$STRING NAME=base_dato VALUE=PARA_ANALIZAR
/ Raiz del directorio donde se guardan los ficheros para analizar (.op3)
$STRING NAME=bases_datos VALUE=&raiz_familia&\&base_dato&

/== Directorio donde se guardan los ficheros .comi para posprocesar las bases analizadas (.op3) ==/

/ Nombre del directorio donde se guardan los ficheros .comi para posprocesar las bases analizadas (.op3)
$STRING NAME=log_prospro VALUE=LOGS_PROSTPROCESOR
/ Raiz del directorio donde se guardan los ficheros .comi para posprocesar las bases analizadas (.op3)
$STRING NAME=log_prospro VALUE=&raiz_familia&\&log_prospro&

/:===== FIN FICHERO DE DECLARACIÓN DE LAS RUTAS DE TRABAJO Rutas_ficheros_f.comi =====:/

/#####/
/===== FICHERO DE DEFINICIÓN DE VARIABLES (MODELLER) Variables_1_f.comi =====/
/:::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLE. En él se definen los parámetros y las
/ variables para el DIBUJO BASE de un motor SRM con alineamiento ajustable. Utiliza la
/ simetría como condición de contorno. La bobina tiene un envoltorio de aire con potencial
/ reducido. Está fijado el valor del gap, la densidad de corriente y el radio interior del
/ estator R4. El ángulo de desalineamiento se hace cero, siendo posteriormente otros programas
/ los encargados de modificarlo, así como la densidad de corriente en el devanado

```

```

/===== Selección de la forma del motor =====/

/Forma del estator: value=0 para un motor prismático, value=1 para un motor redondo
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#redondo VALUE=1

/===== Tamaño de los mallados =====/

/Tamaño del mallado del entrehierro
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_entrehier VALUE=2
/Tamaño del mallado del estator
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_estator VALUE=4
/Tamaño del mallado del rotor
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_rotor VALUE=4
/Tamaño del mallado del aire entre polos
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_air_entrep VALUE=5
/Tamaño del mallado superficial
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_malla_sup VALUE=10
/Tamaño del mallado del envoltorio con potencial reducido de la bobina
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_envoltorio VALUE=8
/Tamaño del mallado de los size cortes y laterales y superficies cilíndricas del background
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_cortes VALUE=10
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_lat_bgnd VALUE=20
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#sizeSupCilBgnd
/Tamaño del mallado de las superficies cilíndricas diente del rotor, tr=24mm
VALUE=VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#sizeSupCilRotor VALUE=5
/Tamaño del mallado de las superficies de deslizamiento del background
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_sup_desl VALUE=8
/Tamaño del mallado superficies de las costras de aire
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_costras VALUE=4
/Tamaño del mallado de los bordes de los polos donde se genera el par
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#size_bordes VALUE=0.5

/===== Coeficientes dimensiones derivadas =====/

/ Coeficientes de diseño obtenidos de la literatura para definir la altura de los dientes
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#alfa_hr_Lrl VALUE=2.5
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#alfa_hr_hs VALUE=0.65
/ La relación arco polo/paso polar del estator se elige igual a 0,43 para cumplir
/ las ratios recomendadas, con este valor se construye el prototipo del SRM 18/24
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#arcpol_paspol VALUE=0.43

/===== Dimensiones del motor =====/

/ Suponemos 175 espiras en la bobina (se ensayó y resultaron 163)
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#N_espiras VALUE=175
/ Número de capas entrehierro del rotor
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#capas_gap_rot VALUE=4
/ Número de capas entrehierro del estator
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#capas_gap_est VALUE=2
/ Número de capas del entrehierro

```



```

VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#N_capas_gap VALUE=#capas_gap_rot+#capas_gap_est
/ Número de fundas del diente del rotor
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#N_fundas_rot VALUE=4
/ Número de fases
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#N_ph VALUE=4
/ Número de repeticiones de la estructura base
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Rep VALUE=6
/ Radio exterior del diente del rotor en mm
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#R3 VALUE=132
/ Tamaño del entrehierro entre polos alineados mm
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Gap VALUE=0.6
/ Radio interior del diente del estator
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#R4 VALUE=#R3+#Gap
/ Tamaño sobrante para hacer los cortes de las caras
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Margen VALUE=10
/ Número de dientes del estator (externo)
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#Ne VALUE=#N_ph*#Rep
/ Número de dientes del rotor (interno)
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#Nr VALUE=(#N_ph-1)*#Rep
/ Paso angular del estator en grados
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#Paso_ang_estat VALUE=360/#Ne
/ Paso angular del rotoor en grados
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#Paso_ang_rotor VALUE=360/#Nr
/ Tamaño angular de un diente del estator
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#Bs VALUE=#arcpol_paspol*#Paso_ang_estat
/ Anchura del polo del estator en mm
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#ts VALUE=(nint(10*(0.05+2*#R4*sind(#Bs/2))))/10
/ Anchura del diente del rotor (es dos "gaps" más ancho que el del estator)
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#tr VALUE=#ts+2*#Gap
/ Tamaño angular de un diente del rotor
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#Br VALUE=2*asind((#tr/2)/#R3)
/ Cálculo del hueco de aire cuando el diente del estator está centrado en el hueco del rotor
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#Lr1 VALUE=(#Paso_ang_rotor-#Bs-#Br)*(pi/360)*#R3
/ Altura del diente del rotor
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#H_r VALUE=nint(0.5+#alfa_hr_Lr1*#Lr1)
/ Altura del diente del estator
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#H_e VALUE=nint(0.5+#H_r/#alfa_hr_hs)
/ Longitud de apilado de las chapas que forman el diente (lstl o profundidad del motor)
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#L_e VALUE=12
/ Tamaño sobrante para el background
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Margen_bgnd VALUE=2*#L_e
/ Tamaño sobrante radial para el background
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Margen_rad_bgnd VALUE=#L_e
/ Longitud de apilado de chapas que forman el diente del rotor (igual que el del estator)
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#L_r VALUE=#L_e
/ Altura del yugo del estator
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#Y_e VALUE=nint(0.5+#ts*0.6)
/ Altura del yugo del rotor
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#Y_r VALUE=nint(0.5+#tr*0.6)
/ Radio exterior del yugo del rotor

```

```

VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#R2 VALUE=#R3-#H_r
/ Radio interior del yugo del rotor
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#R1 VALUE=#R2-#Y_r
/ Radio interior del yugo del estator
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#R5 VALUE=nint(#R4+#H_e+0.5)
/ Radio interior del yugo del estator
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#R6 VALUE=#R5+#Y_e

/===== Dimensiones de la bobina =====/

/ Altura de la bobina adoptada, admite 25 hilos/capa de D=1mm.
/ Se desea que obtener un valor L_bob=25mm
VARIABLE OPTION=PARAMETER NAME=#L_bob VALUE=#H_e-5
/ Anchura frontal de la bobina, se ajusta para que el valor de NI sea el del prototipo
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Esp_bob VALUE=7
/ Separación entre la bobina y el diente
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Cap_bob VALUE=1
/ Radio de los vértices de la bobina
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Rad_bob VALUE=1

/===== Corriente en la bobina =====/

/ Al programa se le indica la densidad de corriente que circula por el conductor
/ (1 espira que debe equivaler a las N reales)

/ Densidad de corriente del Cu de forma continua (posteriormente se ajusta)
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Dens_corr VALUE=5
/ Fracción de conducción de una fase
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Fracc_conducc VALUE=1/4
/ Relación entre la superficie circular y el cuadrado circunscrito (conductores circulares)
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#ratio_superfi VALUE=0.785
/ Densidad de corriente del Cu de forma intermitente
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#Dens_corr_eff VALUE=#Dens_corr/SQRT(#Fracc_conducc)
/ Porcentaje inicial de la densidad total de corriente (100%), que se modifica posteriormente
/ al simular el batch

/ Otra opción es operar directamente con corriente, tal que: densidad de
/ corriente=Corriente_total/superficie_total=(#N_espiras*#corriente)/(#Esp_bob*#L_bob).
/ La ventaja de operar con densidades de corriente (o si se pudiese con corriente total) es que
/ no se depende del número de espiras, pero dado que al programa.
/ al final se le da un valor de densidad de corriente, si el número de espiras es otro, se hace
/ la cuenta al revés y se obtiene la corriente real, es decir:
/  $I_{real} = (\#Esp\_bob * \#L\_bob) * \text{densidad de corriente} / N_{real}$ .
/ En este caso se ha dejado el número de espiras en 175 por que resulte fácil la cuenta dado que
/ la superficie es de 175, no obstante, dado que el número de espiras podría variar la corriente
/ real se deduce a posteriori según la fórmula indicada

/ Se fija un valor para operar directamente con corriente y modificarla después en el batch
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#corriente VALUE=10

```

```

/===== Posición angular del rotor =====/

/ Se fija un valor inicial igual a alineamiento para modificarlo posteriormente en el batch
VARIABLE OPTION=CONSTANT NAME=#alfa VALUE=0

/===== Dimensiones de las capas de las costras =====/

$PARAMETER NAME=#N_capas VALUE=#N_fundas_rot
$PARAMETER NAME=#Espesor_capa VALUE=1*#Gap
$PARAMETER NAME=#Anchura_capa VALUE=#L_e+2*#Espesor_capa*#N_capas

/:===== FIN DEL FICHERO DE DEFINICIÓN DE VARIABLES Variables_1_f.comi =====:/

#####/
/===== FICHERO ENCARGADO DE LIMPIAR EL DIBUJO (MODELLER) limpia_dibujo_f.comi =====/
/:.....:/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLE. Evita el uso del comando clear y se
/ encarga de restaurar el sistema de coordenadas y limpiar el dibujo manteniendo las variables.

PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=ModelPart LABEL='Default'
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=YES
WCS OPTION=UNSET

/:===== FIN DEL FICHERO ENCARGADO DE LIMPIAR EL DIBUJO limpia_dibujo_f.comi =====:/

/:.....:/
/===== FICHERO ENCARGADO DE LIMPIAR LAS BOBINAS (MODELLER) limpia_bobinas_f.comi =====/
/:.....:/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLE. Evita el uso del comando clear y se
/ encarga de restaurar el sistema de coordenadas y limpiar el dibujo de las bobinas manteniendo
/ las variables.

PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Coiltype LABEL='RACETRACK'
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO
WCS OPTION=UNSET

/:===== FIN DEL FICHERO ENCARGADO DE LIMPIAR LAS BOBINAS limpia_bobinas_f.comi =====:/

#####/
/===== PRIMER FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ROTOR (MODELLER) Crea_rotor_2a_f.comi =====/
/:.....:/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLE. Se encarga de crear un semidiente del
/ rotor a partir de cual se construye el diente completo incluyendo la parte de yugo, el tamaño
/ del mallado superficial y las costras de aire laterales.

```

/===== Construcción del diente del rotor =====/

```

$STRING Di_rot diente_rotor
/ Creación cilindro exterior
CYLINDER Name=&Di_rot& X0=0 Y0=0 Z0=0 X1=0 Y1=0 Z1=#L_e MAJORRADIUS=#R3 MINORRADIUS=#R3 TOPRADIUS=#R3
/ Creación cilindro interior
CYLINDER Name=&Di_rot&1 X0=0 Y0=0 Z0=0 X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+2 MAJORRADIUS=#R2 MINORRADIUS=#R2
TOPRADIUS=#R2
/ Selección cilindro exterior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Di_rot&
/ Selección cilindro interior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Di_rot&1
/ Creación del aro del diente rotor
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR
/ Se rota 90° el rotor para evitar que el corte del aro esté en la zona usada para seleccionar
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ADD,
PICK PROPERTY=Name LABEL='diente_rotor' PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

```

/===== Pautas para el mallado del diente del rotor =====/

```

/ Se establece el tamaño del mallado de la superficie externa del diente
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R3 PTV=0 PTW=#L_e/2
FACEDATA OPTION=MODIFY BOUNDARYLABEL='Superf_diente_rotor' ELEMENTTYPE=Linear SIZE=#sizeSupCilRotor
PICK OPTION=GUIUPDATE

```

```

/ Cortes para formar el diente del rotor
$STRING Corte Cortes_rotor
BLOCK Name=&Corte$ X0=#R2-#Margen Y0=-#Margen Z0=0 X1=#R3+#Margen Y1=#L_e+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&Corte$' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='plano inferior' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=-#tr/2 DW=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='diente_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior1' | PICK OPTION=GUIUPDATE
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

```

```

/ Eliminación del aro sobrante
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R2+(#R3-#R2)/2 PTV=-#tr/4 PTW=#L_e/2
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='semiDientRotor' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 DW=0
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='diente_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE DELETE
REGULARISE=YES EXTERNAL=NO

```

/ Creación del semiyugo del rotor con el que se creará el yugo asociado a un diente

```

$STRING Yu_rot Yugo_rotor
/ Creación cilindro exterior N=2
CYLINDER Name=&Yu_rot& X0=0 Y0=0 Z0=0 X1=0 Y1=0 Z1=#L_e MAJORRADIUS=#R2 MINORRADIUS=#R2 TOPRADIUS=#R2
/ Creación cilindro interior N=3

```

```

CYLINDER Name=&Yu_rot&1 X0=0 Y0=0 Z0=0 X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+2 MAJORRADIUS=#R1 MINORRADIUS=#R1 TOPRADIUS=#R1
/ Selección cilindro interior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Yu_rot&
/ Creación del aro
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Yu_rot&1 COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/===== Pautas para el mallado del yugo del rotor =====/

/ Se rota el yugo del rotor para evitar que el corte del aro esté en la zona usada para seleccionar
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ADD,
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='Yugo_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE PICK
OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

/ Cortes para formar el yugo del rotor
$STRING Corte Cortes_yugo_rotor
BLOCK Name=&Corte$ X0=#R1-#Margen Y0=-#Margen Z0=0 X1=#R2+#Margen Y1=#L_e+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&Corte$' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
/ Copia girada
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=ROTATE COUNT=1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE= #Paso_ang_rotor/2

PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=Name LABEL=Yugo_rotor
PICK PROPERTY=Name LABEL=&Corte$
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/ Eliminación del aro sobrante
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R1+(#R2-#R1)/2 PTV=-#tr/4 PTW=#L_e/2
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='semiYugoRotor' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 DW=0
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='Yugo_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO

/ Costra de capas de aire del yugo del rotor
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R2-1 PTV=-1 PTW=#L_e+1
/ Arrastra la cara para construir la costra
SWEEP TYPE=DISTANCE DRAFTTYPE=NONE REGULAR=NO RIGID=NO DISTANCE=#Espesor_capa +KEEP
PICK OPTION=RESET
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=ADD, TYPE=CELL PTU=#R2-1 PTV=-1 PTW=#L_e+#Espesor_capa
LABEL OPTION=ADD LABEL='costra_yugo_rotor'
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='costra_yugo_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE TRANSFORM
OPTION=COPY KEEP=YES TYPE=DISPLACE COUNT=#N_capas-1 DU=0 DV=0 DW=#Espesor_capa
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL=costra_yugo_rotor

```

```

PICK OPTION=CHANGE TYPE=CELL
TRANSFORM OPTION=COPY TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 Dw=-(#L_e+#N_capas*#Espesor_capa)

/ Costra de capas de aire del diente del rotor
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R3-1 PTV=-1 PTW=#L_e+1
/ Arrastra la cara para construir la costra
SWEEP TYPE=DISTANCE DRAFTTYPE=NONE REGULAR=NO RIGID=NO DISTANCE=#Espesor_capa +KEEP
PICK OPTION=RESET
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=ADD, TYPE=CELL PTU=#R3-1 PTV=-1 PTW=#L_e+#Gap
LABEL OPTION=ADD LABEL='costra_diente_rotor'
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='costra_diente_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES TYPE=DISPLACE COUNT=#N_capas-1 DU=0 DV=0 Dw=#Espesor_capa
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL=costra_diente_rotor
PICK OPTION=CHANGE TYPE=CELL
TRANSFORM OPTION=COPY TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 Dw=-(#L_e+#N_capas*#Espesor_capa)

/ Se crea un solo modelo y se almacena para ganar rapidez. Habrá que integrarlo posteriormente
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=diente_rotor
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=Yugo_rotor
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\solo_rotor.opc'

/:===== FIN DEL PRIMER FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ROTOR Crea_rotor_2a_f.comi =====:/

/#####/
/==== FICHERO ENCARGADO DE CREAR LAS CAPAS REDONDAS (MODELLER) Crea_capas_redondas_2b_f.comi ===/
/::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de crear las capas redondas

$STRING Corte Cortes_capa
$ DO #capa #N_capas 1 -1

/===== Creación de los cilindros desde afuera hacia adentro =====/

CYLINDER Name=&gap&/int(#capa) X0=0 Y0=0 Z0=-(#Anchura_capa-#L_e)/2 X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+(#Anchura_capa-#L_e)/2
MAJORRADIUS=#Radio_min+#capa*#Espesor_capa
MINORRADIUS=#Radio_min+#capa*#Espesor_capa
TOPRADIUS=#Radio_min+#capa*#Espesor_capa

CYLINDER Name=&gap& X0=0 Y0=0 Z0=-((#Anchura_capa-#L_e)/2+#Margen) X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+(#Anchura_capa-#L_e)/2+#Margen,
MAJORRADIUS=#Radio_min+(#capa-1)*#Espesor_capa
MINORRADIUS=#Radio_min+(#capa-1)*#Espesor_capa
TOPRADIUS=#Radio_min+(#capa-1)*#Espesor_capa

```

```

/ Selección del cilindro exterior
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&/%int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Selección del cilindro interior
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap& | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Creación del aro
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/===== Giro de los cilindros =====/

/ Selección cilindro exterior
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&/%int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Giro de los cilindros 90
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

/===== Cortes para formar las capas cilindricas =====/

$STRING Corte Cortes_cilindro
BLOCK Name=&Corte& X0=#Radio_min-#Margen Y0=-((#Anchura_capa-#L_e)/2+#Margen) Z0=0
X1=#Radio_min+#Margen Y1=#L_e+(#Anchura_capa-#L_e)/2+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=&Corte& | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=ROTATE COUNT=1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1
ANGLE=-#Paso_ang_rotor/2 //copia girada
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=DISPLACE DU=0 DV=-#Despl_plano DW=0
PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&/%int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior1' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior' | PICK OPTION=GUIUPDATE
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/===== Eliminación del aro sobrante =====/

PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#Radio_min+#capa*#Espesor_capa-0.5*#Espesor_capa/#N_capas PIV=#Cap/2 PIV-#L_e/2
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO
$ END DO
/ se crea un solo modelo y se almacena para ganar rapidez. Hay que integrarlo posteriormente
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ALL TYPE=BODY
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR

/:::==== FIN DEL FICHERO DE CONSTRUCCION DE LAS CAPAS REDONDAS Crea_capas_redondas_2b_f.comi ===:/

#####/
/===== SEGUNDO FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ROTOR (MODELLER) Crea_rotor_2b_f.comi =====/
/:::...../

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de crear las costras
/ internas de aire del rotor. En él se llama al fichero Crea_capas_redondas_2b_f.comi

```

```

$PARAMETER NAME=#Radio_min VALUE=#R1-#Espesor_capa*#N_capas
$PARAMETER NAME=#Despl_plano VALUE=0
$STRING gap costra_redo_int
/ Se especifica en el fichero de llamada
$COMINPUT &logs_modeller&\Crea_capas_redondas_2b_f.comi

$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\&gap&.opc'

/::===== FIN DEL SEGUNDO FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ROTOR Crea_rotor_2b_f.comi =====:/
/#####/
/===== TERCER FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ROTOR (MODELLER) Crea_rotor_2c_f.comi =====/
/::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de crear las costras
/ externas de aire del rotor. En él se llama al fichero Crea_capas_redondas_2b_f.comi

$PARAMETER NAME=#Radio_min VALUE=#R2
$PARAMETER NAME=#Despl_plano VALUE=#tr/2
$STRING gap costra_redo_ext
/ Se especifica en el fichero de llamada
$COMINPUT &logs_modeller&\Crea_capas_redondas_2b_f.comi

$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\&gap&.opc'

/::===== FIN DEL TERCER FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ROTOR Crea_rotor_2c_f.comi =====:/
/#####/
/===== CUARTO FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ROTOR (MODELLER) Crea_rotor_2d_f.comi =====/
/::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER. Con él se completa el dibujo del rotor

/ Se crea un solo modelo y se almacena para ganar rapidez. Hay que integrarlo posteriormente
LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modeller&\costra_redo_ext.opc'
LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modeller&\costra_redo_int.opc'
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=ALL TYPE=CELL
LABEL OPTION=ADD LABEL='las_costras_redondas'

LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modeller&\solo_rotor.opc'
FILTER TYPE=BODY

PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=diente_rotor
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=costra_redo_ext1
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=costra_redo_int1
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR

```



```

$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeler&\solo rotor.opc'

/:===== FIN DEL CUARTO FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ROTOR Crea_rotor_2d_f.comi =====:/

#####/
/===== FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ESTATOR (MODELLER) Crea_estator_3_f.comi =====/
/.....:/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLEER y se encarga de crear un semidiente
/ del estator a partir del cual se creará uno completo

/ Restablecimiento del sistema de coordenadas
WCS OPTION=UNSET
$STRING dient_est diente_estator
/ Creación del cilindro exterior
CYLINDER Name=&dient_est& X0=0 Y0=0 Z0=0 X1=0 Y1=0 Z1=#L_e MAJORRADIUS=#R5 MINORRADIUS=#R5 TOPRADIUS=#R5
/ Creación cilindro interior
CYLINDER Name=&dient_est&1 X0=0 Y0=0 Z0=0 X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+1 MAJORRADIUS=#R4 MINORRADIUS=#R4 TOPRADIUS=#R4
/ Selección de aro exterior
PICK OPTION=ADD , PICK PROPERTY=Name LABEL='&dient_est&'
/ Selección de aro interior
PICK OPTION=ADD , PICK PROPERTY=Name LABEL='&dient_est&1'
/ Creación del aro
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/ Se rota el estator para evitar que el corte del aro esté en la zona usada para seleccionar
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ADD,
PICK PROPERTY=Name LABEL='diente_estator'
PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

/===== Pautas para el mallado del estator =====/

/ Cortes para formar el diente del estator
$STRING Corte Cortes_estator
BLOCK Name=&Corte$ X0=#R4-#Margen Y0=-#Margen Z0=0 X1=#R5+#Margen Y1=#L_e+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&Corte$' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='plano inferior' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=-#ts/2 DW=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='diente_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior1' | PICK OPTION=GUIUPDATE
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR
/ Eliminación del aro sobrante
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R4+(#R5-#R4)/2 PTV=-#tr/4 PTW=#L_e/2
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='semiDientEstator' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 DW=0
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='diente_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE

```

```

DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO

/ Creación del semiyugo del estator con el que se creará el yugo asociado a un diente
$STRING Yu_est Yugo_estator
/ Creación cilindro exterior N=2
CYLINDER Name=&Yu_est& X0=0 Y0=0 Z0=0 X1=0 Y1=0 Z1=#L_e MAJORRADIUS=#R6 MINORRADIUS=#R6 TOPRADIUS=#R6
/ Creación cilindro interior N=3
CYLINDER Name=&Yu_est&1 X0=0 Y0=0 Z0=0 X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+2 MAJORRADIUS=#R5 MINORRADIUS=#R5 TOPRADIUS=#R5
/ Selección cilindro exterior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Yu_est&
/ Selección cilindro interior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Yu_est&1
/ Creación del aro
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/===== Pautas para el mallado del yugo del estator =====/

/ Se rota el yugo del rotor para evitar que el corte del aro esté en la zona usada para seleccionar
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ADD,
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='Yugo_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

/ Cortes para formar el yugo del estator
$STRING Corte Cortes_yugo_estator
BLOCK Name=&Corte$ X0=#R5-#Margen Y0=-#Margen Z0=0 X1=#R6+#Margen Y1=#L_e+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&Corte$' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
/ Copia girada
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=ROTATE COUNT=1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=-#Paso_ang_estat/2
PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='Yugo_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior1' | PICK OPTION=GUIUPDATE
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/ Eliminación del aro sobrante
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R5+(#R6-#R5)/2 PTV=-#ts/4 PTW=#L_e/2
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='semiYugoEstator' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 DW=0
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='Yugo_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO

/ Costra yugo estator
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R5+1 PTV=-1 PTW=#L_e+1
/ Arrastra la cara para construir la costra
SWEEP TYPE=DISTANCE DRAFTTYPE=NONE REGULAR=NO RIGID=NO DISTANCE=#Espesor_capa +KEEP
PICK OPTION=RESET

```



```

CYLINDER Name=&aire_rot& X0=0 Y0=0 Z0=-#Espesor_capa*#N_capas X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Espesor_capa*#N_capas
MAJORRADIUS=#R3 MINORRADIUS=#R3 TOPRADIUS=#R3
/ Creación cilindro interior
CYLINDER Name=&aire_rot&1 X0=0 Y0=0 Z0=-#Margen X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen
MAJORRADIUS=#R2 MINORRADIUS=#R2 TOPRADIUS=#R2
/ Selección cilindro exterior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&aire_rot&
/ Selección cilindro interior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&aire_rot&1
/ Creación del aro
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/ Se rota el aro de aire del rotor para evitar que el corte del aro esté en la zona usada para seleccionar
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ADD,
PICK PROPERTY=Name LABEL='aire_rotor'
PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

/===== Pautas para el mallado del aire del rotor contiguo al yugo =====/

/ Se crean tres capas por debajo de la superficie cilíndrica interna de espesor igual al entrehierro
/ PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R2+1 PTV=-(#tr+2) PTW=#L_e/2
/ FACEDATA OPTION=MODIFY ELEMENTTYPE=Linear FORLAYERS=3 FOROFFSET=#Gap

/===== Cortes para formar el aire del rotor =====/

$STRING Corte Cortes_aire_rotor
BLOCK Name=&Corte$ X0=#R2-#Margen Y0=-#Margen Z0=0 X1=#R3+#Margen Y1=#L_e+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&Corte$' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=ROTATE COUNT=1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1
ANGLE=-#Paso_ang_rotor/2
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=DISPLACE DU=0 DV=-#tr/2 DW=0
PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='aire_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior'
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior1'
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/===== Eliminacion del aro sobrante =====/

PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R2+(#R3-#R2)/2 PTV=-#tr/2-1 PTW=#L_e/2
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='AireRotor' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 DW=0
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='aire_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO

```



```

PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&aire_est&
/ Selección cilindro interior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&aire_est&1
/ Creación del aro
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/ Se rota el aro de aire del estator para evitar que el corte del aro esté en la zona usada para seleccionar
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ADD,
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='aire_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

/===== Pautas para el mallado del aire del estator contigo al yugo =====/

/ Se crean tres capas por debajo de la superficie cilíndrica interna de espesor igual al entrehierro
/ Se anulan porque crean problemas al crear el modelo
/ PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R5-1 PTV=-(#ts+2) PTW=#L_e/2
/ FACEDATA OPTION=MODIFY ELEMENTTYPE=Linear BACKLAYERS=3 BACKOFFSET=#Gap
/ FACEDATA OPTION=MODIFY ELEMENTTYPE=Linear FORLAYERS=3 FOROFFSET=#Gap

/===== Cortes para formar el aire del estator =====/

$STRING Corte Cortes_aire_estator
BLOCK Name=&Corte$ X0=#R4-#Margen Y0=-#Margen Z0=0 X1=#R5+#Margen Y1=#L_e+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&Corte$' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=ROTATE COUNT=1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1
ANGLE=-#Paso_ang_estat/2
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=DISPLACE DU=0 DV=-#ts/2 DW=0

PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='aire_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior'
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior1'
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/===== Eliminación del aro sobrante =====/

PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R4+(#R5-#R4)/2 PTV=-#ts/2-1 PTW=#L_e/2
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='AireEstator' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 DW=0
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='aire_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO

/ Trimming de aire del estator para que se ajuste a la forma prismática
$IF VLU1=#redondo LOP=EQ VLU2=0 |/el valor=0 indica que se quiere un motor prismático
BLOCK Name=&trim& X0=#R5 Y0=0 Z0=-#Espesor_capa*#N_capas X1=#R6 Y1=-#R5*tand(360/(2*#Ne))
Z1=#L_e+#Espesor_capa*#N_capas
PICK OPTION=GUIUPDATE

```

```

PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='aire_estator'
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&trim&'
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR
$END TYPE=IF

/===== Pautas para el mallado del aire del estator contigo al diente =====/

/ Cortes para formar el mallado del aire del estator
$STRING Corte Cortes_aire_estator
BLOCK Name=&Corte$ XO=#R4-#Margen YO=-#Margen ZO=0 X1=#R5+#Margen Y1=#L_e+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&Corte$' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=DISPLACE DU=0 DV=-#tr/2 DW=0
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=DISPLACE COUNT=2 DU=0 DV=-#Gap DW=0
PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=aire_estator
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=&Corte$
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/ Se crea un solo modelo y se almacena para ganar rapidez. Hay que integrarlo posteriormente
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\aire_estator.opc'

/:===== FIN DEL FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL AIRE EN EL ESTATOR Aire_estator_5_f.comi =====/

/#####/
/== FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ENTREHIERRO DEL ROTOR (MODELLER) Entrehierro_rotor_6_f.comi ==/
/:.....:/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLE y se encarga de crear el entrehierro
/ del rotor. Para lograr mayor precisión se crean 5 entrehierros de aire. De ellos 3 en el rotor
/ y 1 en el estator. Se hacen de espesor #Gap/5 = 0.06, siendo su profundidad igual a la del
/ background.

$STRING gap gap_rotor
$STRING Corte Cortes_entrehierro_rotor
$ DO #capa #capas_gap_rot 1 -1

/ Creación de los cilindros
CYLINDER Name=&gap&/int(#capa) XO=0 YO=0 ZO=-#Espesor_capa*#N_capas X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Espesor_capa*#N_capas
MAJORRADIUS=#R3+#capa*(#Gap/#N_capas_gap) MINORRADIUS=#R3+#capa*(#Gap/#N_capas_gap)
TOPRADIUS=#R3+#capa*(#Gap/#N_capas_gap)
CYLINDER Name=&gap& XO=0 YO=0 ZO=-(#Margen_bnd+#Margen) X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bnd+#Margen
MAJORRADIUS=#R3+(#capa-1)*(#Gap/#N_capas_gap) MINORRADIUS=#R3+(#capa-1)*(#Gap/#N_capas_gap)
TOPRADIUS=#R3+(#capa-1)*(#Gap/#N_capas_gap)
/ Selección cilindro exterior
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&/int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Selección cilindro interior
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap& | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Creación del aro

```

```

COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/ Selección cilindro exterior
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&%int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Giro de los cilindros 90
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

/===== Cortes para formar el entrehierro del rotor =====/

$STRING Corte Cortes_entrehierro_rotor
BLOCK Name=&Corte& XO=#R3-#Margen YO=-(#Margen_bgnd+#Margen) ZO=0 X1=#R3+#Margen Y1=#L_e+#Mar-
gen_bgnd+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=&Corte& | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=ROTATE COUNT=1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1
ANGLE=-#Paso_ang_rotor/2 |/copia girada
PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&%int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior1' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior' | PICK OPTION=GUIUPDATE
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/===== Eliminación del aro sobrante =====/

PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R3+#capa*(#Gap/#N_capas_gap)-0.5*#Gap/#N_capas_gap PTV=-
0.5*#Gap/#N_capas_gap PTW=#L_e
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='capas_ent_rot' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 DW=0
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&%int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO
$ END DO

/ Se crea un solo modelo y se almacena para ganar rapidez. Hay que integrarlo posteriormente
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\entrehierro_rotor.opc'

/:::== FIN DEL FICHERO DE CONSTRUCCION DEL ENTREHIERRO DEL ROTOR Entrehierro_rotor_6_f.comi =====/

/#####/
/ FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ENTREHIERRO DEL ESTATOR (MODELLER) Entrehierro_estator_7_f.comi /
/:::...../

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de crear el entrehierro
/ del estator. Para lograr mayor precisión se crean 5 entrehierros de aire. De ellos 3 en el
/ rotor 1 en el estator. Se hacen de espesor #Gap/5 = 0.06, siendo su profundidad igual a la del
/ background.

$STRING gap gap_estator
$STRING Corte Cortes_entrehierro_estator

```



```

$ DO #capa (#capas_gap_est+#capas_gap_rot) (1+#capas_gap_rot) -1

/ Creación de los cilindros
CYLINDER Name=&gap&/int(#capa) X0=0 Y0=0 Z0=-#Espesor_capa*#N_capas X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Espesor_capa*#N_capas
MAJORRADIUS=#R3+#capa*(#Gap/#N_capas_gap) MINORRADIUS=#R3+#capa*(#Gap/#N_capas_gap)
TOPRADIUS=#R3+#capa*(#Gap/#N_capas_gap)
CYLINDER Name=&gap& X0=0 Y0=0 Z0=-(#Margen_bnd+#Margen) X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bnd+#Margen
MAJORRADIUS=#R3+(#capa-1)*(#Gap/#N_capas_gap) MINORRADIUS=#R3+(#capa-1)*(#Gap/#N_capas_gap)
TOPRADIUS=#R3+(#capa-1)*(#Gap/#N_capas_gap)
Selección cilindro exterior
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&/int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Selección cilindro interior
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap& | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Creación del aro
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/ Selección cilindro exterior
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&/int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
Giro de los cilindros 90
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

/ Cortes para formar el entrehierro del estator
$STRING Corte Cortes_entrehierro_estator
BLOCK Name=&Corte& X0=#R3-#Margen Y0=-(#Margen_bnd+#Margen) Z0=0 X1=#R3+#Margen Y1=#L_e+#Margen_bnd+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=&Corte& | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
/ Copia girada
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=ROTATE COUNT=1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=-#Paso_ang_estat/2
PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&/int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior1' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=ADD, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='plano inferior' | PICK OPTION=GUIUPDATE
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/ Eliminación del aro sobrante
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PIV=#R3+#capa*(#Gap/#N_capas_gap)-0.5*#Gap/#N_capas_gap PIV=-0.5*#Gap/#N_capas_gap PIV=#L_e
TRANSFORM OPTION=COPY LABEL='capas_ent_est' TYPE=DISPLACE COUNT=1 DU=0 DV=0 DW=0
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL=&gap&/int(#capa) | PICK OPTION=GUIUPDATE
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO
$ END DO

/ Se crea un solo modelo y se almacena para ganar rapidez. Hay que integrarlo posteriormente
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\entrehierro_estator.opc'

/:= FIN DEL FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL ENTREHIERRO DEL ESTATOR Entrehierro_estator_7_f.comi :/

```

```

/#####/
/=== FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL BACKGROUND DEL ROTOR (MODELLER) background_rotor_8_f.comi ===/
/::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de la construcción del
/ background del rotor. La construcción del background se ha dividido en dos partes. Una abarca
/ el rotor más los entrehierros 1 2 y 3. La la otra abarca el estator más los entrehierros 4 y 5.

/ Creación del background que abarca el rotor y los tres entrehierros

$STRING Bgnd_rotor background_rotor
CYLINDER Name=&Bgnd_rotor& X0=0 Y0=0 Z0=-#Margen_bgnd X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bgnd
MAJORRADIUS=#R3+#capas_gap_rot*(#Gap/#N_capas_gap) MINORRADIUS=#R3+#capas_gap_rot*(#Gap/#N_capas_gap)
TOPRADIUS=#R3+#capas_gap_rot*(#Gap/#N_capas_gap)
CYLINDER Name=&Bgnd_rotor&1 X0=0 Y0=0 Z0=-(#Margen_bgnd+#Margen) X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bgnd+#Margen
MAJORRADIUS=#R1-#Margen_rad_bgnd MINORRADIUS=#R1-#Margen_rad_bgnd TOPRADIUS=#R1-#Margen_rad_bgnd
/ Selección cilindro exterior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Bgnd_rotor&
/ Selección cilindro interior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Bgnd_rotor&1
/ Creación del aro
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/ Se divide el background en dos trozos
CYLINDER Name=&Bgnd_rotor&2 X0=0 Y0=0 Z0=-#Margen_bgnd X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bgnd
MAJORRADIUS=#R3+#capas_gap_rot*(#Gap/#N_capas_gap) MINORRADIUS=#R3+#capas_gap_rot*(#Gap/#N_capas_gap)
TOPRADIUS=#R3+#capas_gap_rot*(#Gap/#N_capas_gap)
CYLINDER Name=&Bgnd_rotor&1 X0=0 Y0=0 Z0=-(#Margen_bgnd+#Margen) X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bgnd+#Margen
MAJORRADIUS=#R1 MINORRADIUS=#R1 TOPRADIUS=#R1
FILTER TYPE=BODY
FILTER COMMAND=PICK
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Bgnd_rotor&2
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Bgnd_rotor&1
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='background_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='background_rotor2' | PICK OPTION=GUIUPDATE
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR
PICK OPTION=GUIUPDATE

/===== Aislamiento de la cuña del background del rotor =====/

/ Se rota el background del rotor para evitar que el corte del aro esté en la zona usada para seleccionar
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ADD,
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='background_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90
/ Cortes del background
BLOCK Name=&Corte$ X0=#R1-(#Margen_rad_bgnd+#Margen) Y0=-(#Margen_bgnd+#Margen) Z0=0
X1=#R3+#Margen Y1=#L_e+#Margen_bgnd+#Margen Z1=0

```

```

PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&Corte$' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=ROTATE COUNT=1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1
ANGLE=-#Paso_ang_rotor/2 |/copia girada
PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=GUIUPDATE

PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=background_rotor
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=&Corte$
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/ Eliminación del aro sobrante #ESPESOR_CAPA*#N_CAPAS #N_capas_gap #Gap
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R3+(#Gap/#N_capas_gap) PTV=1 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R1-(#Gap) PTV=#Gap/2 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO

/===== Propiedades de las caras del background del rotor =====/

/ Propiedades de las caras laterales salvo los cortes de los extremos
/ Superficies cilíndricas del rotor. Solamente las que no son comunes a rotor y estator
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R1-#Margen_rad_bgnd-1 PTV=-1 PTW=#L_e
FACEDATA OPTION=MODIFY BOUNDARYLABEL=sup_cilindricas_background LEVEL=5 ELEMENTTYPE=Linear SIZE=#sizeSupCilBgnd
/ Superficies laterales
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R1+1 PTV=-1 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R1-1 PTV=-1 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R1+1 PTV=-1 PTW=-#Margen_bgnd
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R1-1 PTV=-1 PTW=-#Margen_bgnd
FACEDATA OPTION=MODIFY BOUNDARYLABEL=lateral_background LEVEL=5 ELEMENTTYPE=Linear SIZE=#size_lat_bgnd

/ Se establecen las propiedades del volumen (celda) y se le da nombre como celda
/ Se selecciona el aro cortado como body
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='background_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
FILTER TYPE=CELL
/ Se cambia lo se leccionado a tipo cell
PICK OPTION=CHANGE TYPE=CELL
CELldata OPTION=MODIFY VOLUME LABEL='background_rotor' MATERIAL LABEL='Air' POTENTIAL=Total ELEMENTTYPE=Linear

/ Se le cambia el nombre para que actúe de background
PICK OPTION=ADD, , PICK PROPERTY=Name LABEL='&Bgnd_rotor&'
RENAME NAME=background

$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeler&\background_rotor.opc'

/::==== FIN DEL FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL BACKGROUND DEL ROTOR background_rotor_8_f.comi ===:/

```

```

/#####/
/= FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL BACKGROUND DEL ESTATOR (MODELLER) background_estator_9_f.comi =/
/::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de la construcción del
/ background del estator. La construcción del bacground se ha dividido en dos partes. Una abarca
/ el rotor más los entrehierros 1 2 y 3. La la otra abarca el estator más los entrehierros 4 y 5.

/ Creación del background que abarca el estator y los dos entrehierros

$STRING Bgnd_estator background_estator
CYLINDER Name=&Bgnd_estator& X0=0 Y0=0 Z0=-#Margen_bgnd X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bgnd
MAJORRADIUS=#R6+#Margen_rad_bgnd MINORRADIUS=#R6+#Margen_rad_bgnd TOPRADIUS=#R6+#Margen_rad_bgnd
CYLINDER Name=&Bgnd_estator&1 X0=0 Y0=0 Z0=-(#Margen_bgnd+#Margen)
X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bgnd+#Margen
MAJORRADIUS=#R4-#capas_gap_est*(#Gap/#N_capas_gap) MINORRADIUS=#R4-#capas_gap_est*(#Gap/#N_capas_gap),
TOPRADIUS=#R4-#capas_gap_est*(#Gap/#N_capas_gap)
/ Selección cilindro exterior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Bgnd_estator&
/ Selección cilindro interior
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Bgnd_estator&1
/ Creación del aro
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR

/ Se divide el background en dos trozos
CYLINDER Name=&Bgnd_estator&2 X0=0 Y0=0 Z0=-#Margen_bgnd X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bgnd
MAJORRADIUS=#R6 MINORRADIUS=#R6 TOPRADIUS=#R6
CYLINDER Name=&Bgnd_estator&1 X0=0 Y0=0 Z0=-(#Margen_bgnd+#Margen) X1=0 Y1=0 Z1=#L_e+#Margen_bgnd+#Margen
MAJORRADIUS=#R5 MINORRADIUS=#R5 TOPRADIUS=#R5
FILTER TYPE=BODY
FILTER COMMAND=PICK
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Bgnd_estator&2
PICK OPTION=ADD PROPERTY=NAME LABEL=&Bgnd_estator&1
COMBINE OPERATION=SUBTRACT +REGULAR
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='background_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='background_estator2' | PICK OPTION=GUIUPDATE
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR
PICK OPTION=GUIUPDATE

/===== Aislamiento del background del estator =====/

/ Se rota el background del estator para evitar que el corte del aro esté en la zona usada para seleccionar
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ADD,
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=UniqueName LABEL='background_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY TYPE=ROTATE ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=90

/ Cortes del background
BLOCK Name=&Corte$ X0=#R4-(#Margen) Y0=-(#Margen_bgnd+#Margen) Z0=0

```

```

X1=#R6+#Margen_rad_bgnd+#Margen Y1=#L_e+#Margen_bgnd+#Margen Z1=0
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='&Corte$' | PICK OPTION=GUIUPDATE
TRANSFORM OPTION=APPLY KEEP=YES TYPE=ROTATE ROTU=1 ROTV=0 ROTW=0 ANGLE=90
/ Copia girada
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL='plano inferior' TYPE=ROTATE COUNT=1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1
ANGLE=-#Paso_ang_estat/2 PICK OPTION=RESET
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=background_estator
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=%Corte$
COMBINE OPERATION=SUBTRACT -REGULAR

/ Eliminación del aro sobrante
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R4+2.5*(#Gap/5) PTV=1 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R5+2.5*(#Gap/5) PTV=1 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
PICK OPTION=TOGGLE, TYPE=CELL PTU=#R6+2.5*(#Gap/5) PTV=1 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
DELETE REGULARISE=YES EXTERNAL=NO

/===== Propiedades de las caras del background del estator =====/

/ Propiedades de las caras laterales salvo los cortes de los extremos
/ Superficies cilíndricas del estator. Solamente las que no son comunes a rotor y estator

/ Se desplaza el background del rotor para seleccionar bien las superficies
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R6+#Margen_rad_bgnd+1 PTV=-1 PTW=#L_e
FACEDATA OPTION=MODIFY BOUNDARYLABEL=sup_cilindricas_background LEVEL=5 ELEMENTTYPE=Linear
SIZE=#sizeSupCilBgnd

/ Superficies laterales
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R4+1 PTV=-1 PTW=-#Margen_bgnd
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R5+1 PTV=-1 PTW=-#Margen_bgnd
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R6+1 PTV=-1 PTW=-#Margen_bgnd
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R4+1 PTV=-1 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R5+1 PTV=-1 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R6+1 PTV=-1 PTW=#L_e+#Margen_bgnd
FACEDATA OPTION=MODIFY BOUNDARYLABEL=lateral_background LEVEL=5 ELEMENTTYPE=Linear SIZE=#size_lat_bgnd

/ Se establecen las propiedades del volumen (celda) y se le da nombre como celda
/ Se selecciona el aro cortado como body
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='background_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Se cambia lo se leccionado a tipo cell
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=CHANGE TYPE=CELL
CELLDATA OPTION=MODIFY VOLUME LABEL='background_estator' MATERIAL LABEL='Air' POTENTIAL=Total ELEMENTTYPE=Linear

/ Se le cambia el nombre para que actúe de background
PICK OPTION=ADD, , PICK PROPERTY=Name LABEL='&Bgnd_estator&'
RENAME NAME=background

/ Se crea un solo modelo y se almacena para ganar rapidez. Hay que integrarlo posteriormente
$STRING YESORNO VALUE=YES

```

```

SAVE OPTION=NEW FILE='%models_modeler%\background estator.opc'

/ :==== FIN FICHERO ENCARGADO DE CREAR EL BACKGROUND DEL ESTATOR background_estator_9_f.comi ===:/

#####/
/ FICHERO DE DEFINICIÓN DE MATERIALES EN EL YUGO Y EN EL DIENTE DEL ROTOR (MODELLER) Materiales_10a_f.comi /
/ :::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLE y se encarga de definir los materiales
/ en el en yugo y el diente del rotor. Para ello se recuperan las figuras y se almacenan de nuevo
/ individualmente.

/ Carga del rotor
LOAD OPTION=INSERT FILE='%models_modeler%\solo rotor.opc'
/ Definición del diente y yugo del rotor
PICK OPTION=ALL TYPE=CELL
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='costra_diente_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='costra_yugo_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='las_costras_redondas' | PICK OPTION=GUIUPDATE
CELLDATA OPTION=MODIFY MATERIALLABEL=hierro VOLUMELABEL=hierro_rotor POTENTIAL=Total
ELEMENTTYPE=Linear LEVEL=9 SIZE=#size_rotor
/ Definición de las costras del rotor
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='costra_yugo_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='costra_diente_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='las_costras_redondas' | PICK OPTION=GUIUPDATE
CELLDATA OPTION=MODIFY MATERIALLABEL=Air VOLUMELABEL=costras POTENTIAL=Total ELEMENTTYPE=Linear
LEVEL=6 SIZE=#size_costras
/ Almacenamiento
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='%models_modeler%\solo rotor.opc'

/ : FIN DEL FICHERO DE DEFINICIÓN DE MATERIALES EN EL YUGO Y EN EL DIENTE DEL ROTOR Materiales_10a_f.comi :/

#####/
/ FICHERO DE DEFINICIÓN DE MATERIALES EN EL YUGO Y EN EL DIENTE DEL ESTATOR (MODELLER) Materiales_10b_f.comi /
/ :::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLE y se encarga de definir los materiales
/ en el en yugo y el diente del estator. Para ello se recuperan las figuras y se almacenan de
/ nuevo individualmente.

/ Carga del estator
LOAD OPTION=INSERT FILE='%models_modeler%\solo estator.opc'
/ Definición del diente y yugo del estator
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='diente_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='Yugo_estator'
/ Se cambia lo seleccionado a tipo cell
FILTER TYPE=CELL

```



```

/ Definición del entrehierro de aire del estator
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL='capas_ent_est1' | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Se cambia lo seleccionado a tipo cell
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=CHANGE TYPE=CELL
CELLDATA OPTION=MODIFY MATERIAL LABEL=Air VOLUME LABEL=entrehierro_estator POTENTIAL=Itotal ELEMENTTYPE=Linear LEVEL=8 SIZE=#size_entrehier
/ Almacenamiento
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\entrehierro_estator.opc'

/:= FIN DEL FICHERO DE DEFINICIÓN DEL MATERIAL EN EL ENTREHIERRO DEL ESTATOR Materiales_10d_f.comi :=:/

#####/
/= FICHERO DE DEFINICIÓN DEL MATERIAL ENTRE POLOS DEL ROTOR (MODELLER) Materiales_10e_f.comi ==/
/:.....:/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de definir el material
/ entre los polos del rotor. Para ello se recuperan las figuras y se almacenan de nuevo
/ individualmente.

/ Carga del aire entre polos del rotor
LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modeller&\aire_rotor.opc'
/ Definición de el aire entrepolos del rotor
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='aire_rotor' | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Se cambia lo seleccionado a tipo cell
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=CHANGE TYPE=CELL
CELLDATA OPTION=MODIFY MATERIAL LABEL=Air VOLUME LABEL=aire_rotor POTENTIAL=Itotal ELEMENTTYPE=Linear LEVEL=5 SIZE=#size_air_entrep
/ Almacenamiento
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\aire_rotor.opc'

/:= FICHERO DE DEFINICIÓN DEL MATERIAL ENTRE POLOS DEL ROTOR Materiales_10e_f.comi :=:/

#####/
/= FICHERO DE DEFINICIÓN DEL MATERIAL ENTRE POLOS DEL ESTATOR (MODELLER) Materiales_10f_f.comi =/
/:.....:/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de definir el material
/ entre los polos del estator. Para ello se recuperan las figuras y se almacenan de nuevo
/ individualmente.

/ Carga del aire entre polos del estator
LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modeller&\aire_estator.opc'
/ Definición de el aire entrepolos del estator
PICK OPTION=GUIUPDATE
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL='aire_estator' | PICK OPTION=GUIUPDATE
/ Se cambia lo seleccionado a tipo cell
FILTER TYPE=CELL

```



```

PICK OPTION=CHANGE TYPE=CELL
CELLDATA OPTION=MODIFY MATERIALLABEL=Air VOLUMELABEL=aire_estator POTENTIAL=Total ELEMENTTYPE=Linear
LEVEL=6 SIZE=#size_air_entrep
/ Almacenamiento
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\aire_estator.opc'

/::= FIN DEL FICHERO DE DEFINICIÓN DEL MATERIAL ENTRE POLOS DEL ESTATOR Materiales_10f_f.comi =:/

#####/
/== FICHERO DE CONSTRUCCIÓN DEL GRUPO DE DIENTES DEL ROTOR (MODELLER) Grupo_dientes_11a_f.comi =/
/::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de la construcción del
/ grupo de dientes del rotor. El background del rotor se construye aparte para establecer sobre él
/ las condiciones de contorno.

/ Carga de los elementos del rotor
LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modeller&\solo_rotor.opc'
LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modeller&\aire_rotor.opc'
LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modeller&\entrehierro_rotor.opc'

/ Construcción del grupo de dientes del rotor por reflexión de un semidiente
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=ALL TYPE=CELL  /se selecciona todo
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL=copia_diente_rotor TYPE=REFLECT COUNT=-1 NU=0 NV=1 NW=0
PICK OPTION=ADD,
PICK PROPERTY=Labels LABEL='copia_diente_rotor1'
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=CHANGE TYPE=CELL  /se cambia lo seleccionado a tipo cell
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL=copia_diente_rotor TYPE=ROTATE COUNT=-1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1
ANGLE=-#Paso_ang_rotor
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES LABEL=copia_diente_rotor TYPE=ROTATE COUNT=-1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1
ANGLE=#Paso_ang_rotor
PICK OPTION=RESET
/ Unión de objetos para facilitar la creación del modelo
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ALL TYPE=BODY
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR
/ Almacenamiento del rotor
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\todoelrotor.opc'

/::= FIN DEL FICHERO DE CONSTRUCCIÓN DEL GRUPO DE DIENTES DEL ROTOR Grupo_dientes_11a_f.comi ==:/

#####/
/ FICHERO DE CONSTRUCCIÓN DEL GRUPO DE DIENTES DEL ESTATOR (MODELLER) Grupo_dientes_11b_f.comi /
/::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de la construcción del

```

/ grupo de dientes del estator. El background del rotor se construye aparte para establecer sobre / él las condiciones de contorno.

```

/ Carga de los elementos del estator
LOAD OPTION=INSERT FILE='%models_modeller%\solo estator.opc'
LOAD OPTION=INSERT FILE='%models_modeller%\aire estator.opc'
LOAD OPTION=INSERT FILE='%models_modeller%\entrehierro estator.opc'
/ Construcción del grupo de dientes del estator por reflexión de un semidiente
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ALL TYPE=BODY
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=NO LABEL=copia_diente_estator TYPE=REFLECT NU=0 NV=1 NW=0 COUNT=1
/ Unión de objetos para facilitar la creación del modelo
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=diente_estator
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=aire_estator
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Labels LABEL=capas_ent_est1
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR
PICK OPTION=TOGGLE, | PICK PROPERTY=Name LABEL=gap_estator5
RENAME NAME='gap_estator' UNIQUENAME=''
/ Almacenamiento del estator
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='%models_modeller%\todoelestator.opc'

/:= FIN DEL FICHERO DE CONSTRUCCIÓN DEL GRUPO DE DIENTES DEL ESTATOR Grupo_dientes_11b_f.comi :=:/

#####/
/ FICHERO DE CONSTRUCCIÓN DEL GRUPO DEL BACKGROUND DEL ROTOR (MODELLER) Grupo_background_11a_f.comi /
/::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de la construcción del
/ grupo del background del rotor.

/ Carga el background del rotor
LOAD OPTION=INSERT FILE='%models_modeller%\background rotor.opc'
/ Construcción del grupo background del rotor por reflexión del bloque
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=ALL TYPE=CELL
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES TYPE=ROTATE COUNT=#N_ph-1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=#Paso_ang_rotor/2
TRANSFORM OPTION=COPY TYPE=ROTATE COUNT=#N_ph-2 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=-#Paso_ang_rotor/2
/ Unión de objetos para facilitar la creación del modelo
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ALL TYPE=BODY
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR
/ Almacenamiento del rotor
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='%models_modeller%\todoelbgndrotor.opc'

/:= FIN DEL FICHERO DE CONSTRUCCIÓN DEL GRUPO DEL BACKGROUND DEL ROTOR Grupo_background_11a_f.comi :=:/

```

```

#####/
/ FICHERO DE CONSTRUCCIÓN DEL GRUPO DEL BACKGROUND DEL ESTATOR (MODELLER) Grupo_background_11b_f.comi /
/:...../

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLE y se encarga de la construcción del
/ grupo del background del estator.

/ Carga del background del estator
LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modelle\background estator.opc'

/ Construcción del grupo del background del estator por reflexión del bloque
FILTER TYPE=CELL
PICK OPTION=ALL TYPE=CELL /se selecciona todo
TRANSFORM OPTION=COPY KEEP=YES TYPE=ROTATE COUNT=#N_ph ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=#Paso_ang_estat/2
TRANSFORM OPTION=COPY TYPE=ROTATE COUNT=#N_ph-1 ROTU=0 ROTV=0 ROTW=1 ANGLE=-#Paso_ang_estat/2
/ Unión de objetos para facilitar la creación del modelo
FILTER TYPE=BODY
PICK OPTION=ALL TYPE=BODY
COMBINE OPERATION=UNION -REGULAR
/ Almacenamiento del estator
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&raiz_modelle\todoelbgndestator.opc'

/:= FIN DEL FICHERO DE CONSTRUCCIÓN DEL GRUPO DEL BACKGROUND DEL ESTATOR Grupo_background_11b_f.comi :=/

#####/
/===== FICHERO DE CONSTRUCCIÓN DE LA BOBINA (MODELLER) Bobina_12_f.comi =====/
/:...../

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLE y se encarga de la construcción de la
/ bobina

/ Construcción de la bobina. Se crea un sistema de coordenadas situado en el centro de la cara extrema del diente
WCS OPTION=UNSET
LCS LCNAME=bobina XO=#R4 YO=0 ZO=#L_e/2 THETA=0 PHI=0 PSI=-90
THREED OPTION=SETVIEW SIZE=0
RACETRACK OPTION=LOAD

/ Si bien la densidad de corriente del Cu es 5Amm2 y la densidad de corriente efectiva es el
/ doble, no se emplea y se trabaja directamente con valores de corriente. Tal que densidad de
/ corriente=Corriente_total/superficie_total=(#N_espiras*#corriente)/(#Esp_bob*#L_bob).
/ La ventaja del operar con densidades de corriente es que no se depende del número de espiras,
/ pero dado que al programa al final se da un valor de densidad de corriente, si el número de
/ espiras es otro, se hace la cuenta al revés y se obtiene la corriente real, es decir:
/ I_real=(#Esp_bob*#L_bob)*densidad de corriente/N_espiras_real.
/ En este caso se ha dejado el número de espiras en 175 para que resulte fácil dado que
/ la superficie es de 175mm2, no obstante, dado que el número de espiras podría variar, la
/ corriente real se deduce a posteriori según la fórmula indicada

```



```

WCS OPTION=UNSET
LCS LCNAME=menos_cuatro_semipaso_estator X0=0 Y0=0 Z0=0 THETA=0 PHI=0 PSI=-4*(#Paso_ang_estat/2)
WCS OPTION=SET LCNAME=menos_cuatro_semipaso_estator
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R1-1 PTV=0 PTW=-#Margen_bgnd/2
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R1+1 PTV=0 PTW=-#Margen_bgnd/2
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R4+1 PTV=0 PTW=-#Margen_bgnd/2
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R5+1 PTV=0 PTW=-#Margen_bgnd/2
PICK OPTION=ADD, TYPE=FACE PTU=#R6+1 PTV=0 PTW=-#Margen_bgnd/2
FACEDATA OPTION=MODIFY BOUNDARYLABEL=corte_background LEVEL=5 ELEMENTTYPE=Linear SIZE=#size_cortes
WCS OPTION=UNSET

/ Creación de las condiciones de simetría antes de la creación del modelo
/ Una cara debe girar sobre el eje Z "4*#Paso_ang_estat" para que coincida con la otra
/ Se cambia el tipo de periodicidad para alternar el sentido de la corriente de las bobinas

PERIODICITY NSETS=1 DX1=0 DY1=0 DZ1=0 ROTX1=0 ROTY1=0 ROTZ1=1 ANGLE1=4*#Paso_ang_estat TYPE1=NEGATIVE
OPTION1=SYMMETRY
/PERIODICITY NSETS=1 DX1=0 DY1=0 DZ1=0 ROTX1=0 ROTY1=0 ROTZ1=1 ANGLE1=4*#Paso_ang_estat
TYPE1=NEGATIVE OPTION1=EXTERNAL

/ Se da significado a las etiquetas de las condiciones de contorno
/ Lateral_background y sup_cilindricas_background se definen al crear el background

BOUNDARY UNPICK
BOUNDARY PICK 'corte_background'
BOUNDARY OPTION=MODIFY CONDITION=SYMMETRY
BOUNDARY UNPICK 'corte_background' | BOUNDARY PICK 'lateral_background'
BOUNDARY OPTION=MODIFY CONDITION=TANGMAGN
BOUNDARY UNPICK 'lateral_background' | BOUNDARY PICK 'sup_cilindricas_background'
BOUNDARY OPTION=MODIFY CONDITION=TANGMAGN
BOUNDARY OPTION=MODIFY CONDITION=TANGMAGN

/===== Preparación del modelo para el análisis =====/

THREED OPTION=SETVIEW SIZE=0
MATERIALS PICK 'hierro'
MATERIALS OPTION=MODIFY MLINEARITY=NONLINEAR MUANISOTROPY=ISOTROPIC BH='CHAPA_APO2_SEC' MPHASE=0
EPSANISOTROPY=ISOTROPIC EPSILON=1 EPHASE=0 SIGANISOTROPY=ISOTROPIC SIGMA=0 SPHASE=0
KAPANISOTROPY=ISOTROPIC KAPPA=0.0
BHDATA OPTION=LOAD LABEL=CHAPA_APO2_SEC FILE=&raiz_bh&/CHAPA_APO2_SEC.bh

/ Incorporación de las bobinas y el envoltorio
LOAD OPTION=INSERT FILE='&raiz_modeller&\bobinas_envoltorio.opc'

/ Incorporación de todo el rotor y el todo estator
LOAD OPTION=INSERT FILE='&raiz_modeller&\todoelestator.opc'
LOAD OPTION=INSERT FILE='&raiz_modeller&\todoelrotor.opc'

/ Almacenamiento del modelo completo sin malla
$STRING YESORNO VALUE=YES

```

```

SAVE OPTION=NEW FILE='&models_modeller&\CompletoSinMalla.opc'

/:= FIN DEL FICHERO ENCARGADO DE DEFINIR LAS CONDICIONES DE CONTORNO Cond_contorno_13_f.comi =:/

#####/
/== FICHERO ENCARGADO DE GUARDAR LA BASE FINAL SIN MALLAR (MODELLER) Guarda_la_base_14_f.comi ==/
/:::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el subdirectorio LOGS_MODELLER y se encarga de cambiar al nombre al
/ dibujo base completo CompletoSinMalla.opc (pe. BASE_FRAN_NEG_SIN_APO2_SEC.opc) ubicando el
/ el nuevo archivo en el subdirectorio que corresponda según el tipo de curva B-H empleada
/ (pe. APO2_SEC) dentro del subdirectorio BASES_SIN_MALLA, el cual a su vez se halla en el
/ subdirectorio principal.

/ Carga la base creada en directorio de modelos del Modeller
LOAD OPTION=INSERT FILE='&models_modeller&\CompletoSinMalla.opc'

/ La posiciona para verse bien
THREED OPTION=GETVIEW
THREED XORIGIN=12.45 YORIGIN=4.2632564146E-14 ZORIGIN=6 ROTX=20 ROTY=20 ROTZ=0 SIZE=258.825
PERSPECTIVE=YES LINECOLOUR=YES XASPECT=1 YASPECT=1 ZASPECT=1 OPTION=SETVIEW

/ Almacenamiento de la base (se le cambia el nombre y se deja en la carpeta de bases sin mallar)
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&sin_ap02_sec&\BASE_FRAN_NEG_SIN_APO2_SEC.opc'

/::===== FIN DEL FICHERO GUARDAR LA BASE FINAL Guarda_la_base_14_f.comi =====:/

```

C.3. Modificación de la estructura base

En este apartado se incluye el código encargado de la modificación del tipo de material y la posición angular de la estructura. Como resultado se obtienen el resto de estructuras base en las posiciones donde se desea simular el motor antes y después de ser malladas. Posteriormente, cada una de esas estructuras es llamada para su simulación con la corriente de excitación deseada.

Este código se ha organizado en dos ficheros que han de ser ubicados en el directorio logs_crea_bases.

```

#####/
/===== FICHERO ENCARGADO DE MODIFICAR LA CURVA BH =====/
/===== Y CREAR BASES PATRÓN SIN MALLAR (MODELLER) Cambia_bh_y_crea_bases_patron_1_f.comi =====/
/:::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el directorio LOGS_CREA_BASES dentro del directorio principal SRM_FRAN
/ Se encarga de crear bases considerando diferentes curvas B-H para el material denominado hierro

```

```

/Nombre del disco y directorio de trabajo
$STRING NAME=raiz VALUE=T:\OPERA_FRAN
/ Nombre del directorio donde se aloja la familia de ficheros
$STRING NAME=familia VALUE=SRM_FRAN

/ Disco y directorio del disco donde se aloja el directorio que contiene a la familia de ficheros
$STRING NAME=raiz_familia VALUE=&raiz&\&familia&
/ Fichero que contiene las rutas de los ficheros
$COMINPUT &raiz_familia&\Rutas_ficheros_f.comi

/ Se carga un fichero base sin mallar para a continuación definir varias bases con diferentes
/ curvas bh del material denominado hierro con el que se construye el motor

LOAD OPTION=INSERT FILE='&sin_ap02_sec&\BASE_FRAN_NEG_SIN_APO2_SEC.opc'

/ Base creada con la curva BH obtenida capturando la corriente en el primario de la probeta y la
/ tensión en el primario considerando la resistencia del devanado

MATERIALS PICK 'hierro'
MATERIALS OPTION=MODIFY MLINEARITY=NONLINEAR MUANISOTROPY=ISOTROPIC BH='CHAPA_APO2_PRI' MPHASE=0
EPSANISOTROPY=ISOTROPIC EPSILON=1 EPHASE=0 SIGANISOTROPY=ISOTROPIC SIGMA=0 SPHASE=0
KAPANISOTROPY=ISOTROPIC KAPPA=0.0
BHDATA OPTION=LOAD LABEL=CHAPA_APO2_PRI FILE=&raiz_bh&/CHAPA_APO2_PRI.bh

/ Almacenamiento de la base (se le cambia el nombre y se deja en la carpeta de bases sin mallar)
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&sin_ap02_pri&\BASE_FRAN_NEG_SIN_APO2_PRI.opc'

/ Base creada con la curva BH obtenida de los datos extraídos del programa MAXWELL

MATERIALS PICK 'hierro'
MATERIALS OPTION=MODIFY MLINEARITY=NONLINEAR MUANISOTROPY=ISOTROPIC BH='CHAPA_APO2_MAXWELL'
MPHASE=0 EPSANISOTROPY=ISOTROPIC EPSILON=1 EPHASE=0 SIGANISOTROPY=ISOTROPIC SIGMA=0 SPHASE=0
KAPANISOTROPY=ISOTROPIC KAPPA=0.0
BHDATA OPTION=LOAD LABEL=CHAPA_APO2_MAXWELL FILE=&raiz_bh&/CHAPA_APO2_MAXWELL.bh

/ Almacenamiento de la base (se le cambia el nombre y se deja en la carpeta de bases sin mallar)
$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&sin_ap02_maxw&\BASE_FRAN_NEG_SIN_APO2_MAXW.opc'

/ Base creada con la curva BH obtenida capturando la corriente en el primario de la probeta y la
/ tensión en el secundario

MATERIALS PICK 'hierro'
MATERIALS OPTION=MODIFY MLINEARITY=NONLINEAR MUANISOTROPY=ISOTROPIC BH='CHAPA_APO2_MAG' MPHASE=0
EPSANISOTROPY=ISOTROPIC EPSILON=1 EPHASE=0 SIGANISOTROPY=ISOTROPIC SIGMA=0 SPHASE=0
KAPANISOTROPY=ISOTROPIC KAPPA=0.0
BHDATA OPTION=LOAD LABEL=CHAPA_APO2_MAG FILE=&raiz_bh&/CHAPA_APO2_MAG.bh

/ Almacenamiento de la base (se le cambia el nombre y se deja en la carpeta de bases sin mallar)

```

```

$STRING YESORNO VALUE=YES
SAVE OPTION=NEW FILE='&sin_ap02_mag&\BASE_FRAN_NEG_SIN_APO2_MAG.opc'

/::===== FIN DEL FICHERO: Cambia_bh_y crea_bases_patron_1_f.comi =====:/

#####/
/===== FICHERO ENCARGADO DE CREAR LAS BASES EN OTRAS POSICIONES (MODELLER) =====/
/===== CREA_BASES_CON_Y_SIN_MALLA_SRM_FRAN.comi =====/
/:::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::/

/ Este fichero se aloja en el directorio LOGS_CREA_BASES dentro del directorio principal SRM_FRAN
/ Se encarga de preparar los ficheros para simular con el 100% de corriente y en todos los
/ ángulos. Si se simula correctamente, se procede posteriormente a simular con el resto de
/ corrientes en todos los ángulos.
/ El 100% de la corriente en la bobina es de 5A/mm2*0.785mm2
/ (con hilo de diámetro=1mm y densidad= 5A/mm2)

/===== Cabecera común en todos los ficheros iniciales =====/

/NOMBRE DEL DISCO Y DIRECTORIO DE TRABAJO
$STRING NAME=raiz VALUE=T:\OPERA_FRAN

/NOMBRE DEL DIRECTORIO DONDE SE ALOJA LA FAMILIA DE FICHEROS
$STRING NAME=familia VALUE=SRM_FRAN_V_A

/DISCO Y DIRECTORIO DEL DISCO DONDE SE ALOJA EL DIRECTORIO QUE CONTIENE A LA FAMILIA DE FICHEROS
$STRING NAME=raiz_familia VALUE=&raiz&\&familia&

/ FICHERO QUE CONTIENE LAS RUTAS DE LOS FICHEROS

$COMINPUT &raiz_familia&\Rutas_ficheros.comi

/ EL FICHERO Variables_1_f.comi es el que se emplea para crear la base inicial en el
/ subdirectorio LOGS_MODELLER que se ha copiado en este directorio

LOAD OPTION=NEW FILE='&sin_ap02_sec&\BASE_FRAN_NEG_SIN_APO2_SEC.opc'
$COMINPUT '&logs_bases&\Variables_1_f.comi'
/ A continuación se indica el valor del ángulo que se desea girar el rotor. Por ejemplo un grado
/ En el caso de asignar más valores a la variable, el programa no deja asignar más de ocho, por
/ lo que resulta necesario repetir el bucle.
$FOR #angulo 1
$COMINPUT '&logs_bases&\gira_rot_f.comi'
$COMINPUT '&logs_bases&\guarda_base_sin_malla_f.comi'
$COMINPUT '&logs_bases&\crea_modelo_y_malla_f.comi'
$COMINPUT '&logs_bases&\guarda_base_con_malla_f.comi'
end FOR
$STRING NAME=YESORNO VALUE=YES
CLEAR REVERT=NO
/::===== FIN DEL FICHERO: CREA_BASES_CON_Y_SIN_MALLA_SRM_FRAN.comi =====:/

```


Apéndice D

Modelos de simulación

D.1. Descripción

En este apéndice se incluyen dos ejemplos del código necesario para la simulación mediante PSpice y Matlab/Simulink de una máquina de reluctancia conmutada. Al disponer de modelos en ambas plataformas ha sido posible aprovechar las fortalezas que PSpice aporta en la simulación de etapas electrónicas analógicas o de potencia, incluyendo un amplísimo conjunto de librerías con modelos de los dispositivos facilitados por sus fabricantes, así como la gran potencia computacional de la que se dispone en Matlab/Simulink para el modelado de sistemas a nivel comportamental. De hecho, cuando así se ha considerado necesario se han realizado simulaciones conjuntas en ambos entornos, como por ejemplo en la identificación de la resistencia de pérdidas del modelo de una fase durante el intervalo en el que la corriente es controlada mediante un regulador de histéresis con el motor operando a baja velocidad.

D.2. SRM en PSpice mediante red neuronal

A continuación, se incluye el código necesario para la simulación dinámica del comportamiento del prototipo del SRM 24/18 en PSpice, donde la relación que el flujo concatenado y el par exhiben frente a la corriente de fase y la posición del rotor se ha modelado mediante un perceptrón multicapa.

La etapa de potencia a través de la cual se alimenta el motor es un puente asimétrico de cuatro ramas modelado con transistores MOSFET comerciales.

El motor opera a velocidad constante y la regulación se realiza en lazo abierto controlando la corriente de fase mediante un regulador de histéresis. Asimismo, es posible modificar el intervalo angular de conducción de cada fase, el ángulo de puesta en conducción y el de solapamiento.

SIMULACIÓN DINÁMICA DE UN MOTOR DE RELUCTANCIA CONMUTADO BASADO EN UN PERCEPTRÓN MULTICAPA

```

*****
*                               CONSIDERACIONES PREVIAS                               *
*****
* DADO QUE LAS DERIVADAS SE HACEN MEDIANTE LA AYUDA DE CONDENSADORES NO SE DEBEN INCLUIR
* CONDICIONES INICIALES CUANDO SE DESCRIBE EL CONDENSADOR ENTRE NODOS NI EN EL PARÁMETRO TRAN.
* ES POSIBLE SIMULAR UN MODELO LINEAL DE LA INDUCTANCIA, MOTOR 24/18, 4 FASES U OTRO NO LINEAL
* LA REPRESENTACIONES DEBEN COMENZAR DESPUÉS DE 0s PARA EVITAR LA DERIVADA INICIAL DE LA POSICIÓN
* EL MODELO NO LINEAL SE BASA EN UNA PERCEPTRÓN DE DOS ENTRADAS (CORRIENTE Y POSICIÓN) Y UNA
* SALIDA (FLUJO). LA RED SE HA ENTRENADO CON VALORES DE CORRIENTE DE 0 A 10 A CON INCREMENTOS DE
* 0,1 A Y ALORES DE POSICIÓN DESDE -10 (DESALINEADA) A 0 GRADOS (ALINEADA) CON INCREMENTOS DE X
* 0,1 A Y LA ESTRUCTURA DEL PERCEPTRÓN RESULTANTE ES DEL TIPO 2-5-1. LA FUNCIÓN DE ACTIVACIÓN DE
* LAS NEURONAS DE LA CAPA OCULTA ES DE TIPO TANGENTE SIGMOIDEA Y LA DE LA CAPA DE SALIDA LINEAL.

*****
*                               LIBRERÍAS (modificar si es necesario la ruta donde se ubican)                               *
*****
*.LIB C:\Cadence\SPB_17.0\tools\pspice\library\EVAL.lib

*****
*                               PARÁMETROS                                           *
*****

*****
*                               ASOCIADOS A LA SIMULACIÓN                             *
*****

.TRAN 10U 0.010 10U 10U; 500 rpm (MODELOS LINEAL Y NO LINEAL) ; TODAS LAS FASES
*.TRAN 0.01U 0.006 0 0.01U uic ; 1000 rpm
*.TRAN 0.01U 0.0033 0 0.01U uic ; 500 rpm (LLEGA ÚNICAMENTE A 10º MECÁNICOS)
.OPTIONS RELTOL=0.01 VNTOL=0.01 GMIN=1E-9 ITL4=50 ABSTOL=1E-06;
* AUMENTAR ITL4 REDUCE EL ERROR DE CONVERGENCIA, PERO HACE QUE LA SIMULACIÓN SEA MÁS LENTA
*.OPTIONS ABSTOL=1E-06 ITL4=500;
.PROBE

*                               RELATIVOS AL MOTOR                                   *
*****
*.PARAM (Nr=18 m=4 RBOB=1.6 LMAX=0.84 LMIN=0.023 Br=32 Bs=30)

* GENERACIÓN DE LA VELOCIDAD Y LA POSICIÓN MECÁNICA, LA FRECUENCIA ELÉCTRICA Y EL CONTROL DE LOS
* TRANSISTORES MOSFET. LA VELOCIDAD ESTÁ EXPRESADA EN RPM
*.PARAM (VELO=500 FREQ={VELO*Nr/60} TEMPS={1/FREQ} PER={TEMPS*2} PW={TEMPS/10000})

```



```

VRBOBA 200A 200AA 0
LDISA 200AA 200AAA 0.003
RBOBA 200AAA 201A {RBOB}
VBOBA 201A 202A 0
*HDPSIA 202A 300A VNPSIA 1; MODELO NO LINEAL
EDPSIA 202A 300A VALUE {I(VNPSIA)}; MODELO NO LINEAL
*EDPSIA 202A 300A VALUE {I(VPSIA)}; MODELO LINEAL
RHA 201A 300A 250

```

```

*                               FASE B                               *

```

```

*****

```

```

M1B 100 250B 200B 200B IRF150
M4B 300B 32B 0 0 IRF150
DP4B 0 200B DIODE
DP1B 300B 100 DIODE
RBOBB 200B 201B {RBOB}
VBOBB 201B 202B 0
*HDPSIB 202B 300B VNPSIB 1; MODELO NO LINEAL
EDPSIB 202B 300B VALUE {I(VNPSIB)}; MODELO NO LINEAL
*EDPSIB 202B 300B VALUE {I(VPSIB)}; MODELO LINEAL

```

```

*                               FASE C                               *

```

```

*****

```

```

M1C 100 250C 200C 200C IRF150
M4C 300C 32C 0 0 IRF150
DP4C 0 200C DIODE
DP1C 300C 100 DIODE
RBOBC 200C 201C {RBOB}
VBOBC 201C 202C 0
*HDPSIC 202C 300C VNPSIC 1; MODELO NO LINEAL
EDPSIC 202C 300C VALUE {I(VNPSIC)}; MODELO NO LINEAL
*EDPSIC 202C 300C VALUE {I(VPSIC)}; MODELO LINEAL

```

```

*                               FASE D                               *

```

```

*****

```

```

M1D 100 250D 200D 200D IRF150
M4D 300D 32D 0 0 IRF150
DP4D 0 200D DIODE
DP1D 300D 100 DIODE
RBOBD 200D 201D {RBOB}
VBOBD 201D 202D 0
*HDPSID 202D 300D VNPSID 1; MODELO NO LINEAL
EDPSID 202D 300D VALUE {I(VNPSID)}; MODELO NO LINEAL
*EDPSID 202D 300D VALUE {I(VPSID)}; MODELO LINEAL

```

```

*****
*                               MODELO DE LA CARGA (Tres=0)                               *
*****

*                               COMPORTAMIENTO MECÁNICO                               *
*****
*EPARN W1 0 VALUE {V(PAR)}
*LINENR W1 W2 0.01 IC=(52.36); Equivale al momento de inercia (IC: velocidad en rad/seg)
**RVISN W2 W3 0.01; Equivale al coeficiente de viscosidad
**VELN W3 0 0; La corriente por este amperímetro equivale a la velocidad en rad/s

*****
*                               GENERACIÓN DE LA POSICIÓN PARA CADA FASE                               *
*****
* PARA LA GENERACIÓN DE LA POSICIÓN DE LA RED SE CREA UNA SEÑAL TRIANGULAR QUE COMIENZA EN -10
* GRADOS (POSICIÓN DESALINEADA) Y EVOLUCIONA CON UNA PENDIENTE DETERMINADA POR LA VELOCIDAD DEL
* MOTOR HASTA 0 GRADOS (POSICIÓN ALINEADA). EL PERIODO ANGULAR DE UNA FASE ES DE 20 GRADOS
* LA POSICIÓN SE CONVIERTE A RADIANES PARA OPERAR CON LA RED NEURONAL

*                               GENERACIÓN DE LA POSICIÓN PARA LA FASE A                               *
*****
VposredA predA 0 Pulse(-0.1745329 0 {TDA} {temps/2} {temps/2} 0.1us {temps+0.1us})
rposredA predA 0 100meg

*                               GENERACIÓN DE LA POSICIÓN PARA LA FASE B                               *
*****
VposredB predB 0 Pulse(-0.1745329 0 {TDB} {temps/2} {temps/2} 0.1us {temps+0.1us}) ;
rposredB predB 0 100meg

*                               GENERACIÓN DE LA POSICIÓN PARA LA FASE C                               *
*****
VposredC predC 0 Pulse(-0.1745329 0 {TDC} {temps/2} {temps/2} 0.1us {temps+0.1us}) ;
rposredC predC 0 100meg

*                               GENERACIÓN DE LA POSICIÓN PARA LA FASE D                               *
*****
VposredD predD 0 Pulse(-0.1745329 0 {TDD} {temps/2} {temps/2} 0.1us {temps+0.1us})
rposredD predD 0 100meg

*****
* GENERACIÓN DE LA TENSIÓN EN LA COMPONENTE INDUCTIVA MEDIANTE EL PERCEPTRÓN (MODELO NO LINEAL) *
*****

*                               GENERACIÓN DE LA TENSIÓN EN LA FASE A                               *
*****
*PREESCALADO DE LA CORRIENTE I(VBOBA)
ECO A COA 0 value {0.1*I(VBOBA)}
rCOA COA 0 100meg
*PREESCALADO DE LA POSICIÓN V(predA)
EPCOEFA PPA 0 value {0.5*(cos(18*V(PREDA))+1)}

```

rPCOEFA PPA 0 100meg

*DETERMINACIÓN DE LAS SALIDAS DE LAS CINCO NEURONAS DE LA CAPA OCULTA

EZ11A Z11A 0 value {tanh(WI_11*V(COA)+WI_12*V(PPA)+BI_11)}

rZ11A Z11A 0 100meg

EZ21A Z21A 0 value {tanh(WI_21*V(COA)+WI_22*V(PPA)+BI_21)}

rZ21A Z21A 0 100meg

EZ31A Z31A 0 value {tanh(WI_31*V(COA)+WI_32*V(PPA)+BI_31)}

rZ31A Z31A 0 100meg

EZ41A Z41A 0 value {tanh(WI_41*V(COA)+WI_42*V(PPA)+BI_41)}

rZ41A Z41A 0 100meg

EZ51A Z51A 0 value {tanh(WI_51*V(COA)+WI_52*V(PPA)+BI_51)}

rZ51A Z51A 0 100meg

* DETERMINACIÓN DE LA SALIDA DE LA NEURONA DE LA CAPA DE SALIDA

EFLUJOA Z2A 0 value {WL_11*V(Z11A)+WL_12*V(Z21A)+WL_13*V(Z31A)+WL_14*V(Z41A)+WL_15*V(Z51A)+BL_11}

RFLUJOA Z2A 0 100meg

* DETERMINACIÓN DE LA DERIVADA DEL FLUJO

ENPSIA 100NA 0 VALUE {V(Z2A)}; Flujo concatenado

VNPSIA 100NA 200NA 0; Amperímetro que captura la corriente por el condensador=derivada del flujo

CNPSIA 200NA 0 1

* GENERACIÓN DEL PAR EN LA FASE A PARTIR DEL FLUJO CONCATENADO *

EPAR11A P11A 0 value {WL_11*(WI_12/WI_11)*V(Z11A)}

RPAR11A P11A 0 100meg

EPAR12A P12A 0 value {WL_12*(WI_22/WI_21)*V(Z21A)}

RPAR12A P12A 0 100meg

EPAR13A P13A 0 value {WL_13*(WI_32/WI_31)*V(Z31A)}

RPAR13A P13A 0 100meg

EPAR14A P14A 0 value {WL_14*(WI_42/WI_41)*V(Z41A)}

RPAR14A P14A 0 100meg

EPAR15A P15A 0 value {WL_15*(WI_52/WI_51)*V(Z51A)}

RPAR15A P15A 0 100meg

EPAR1A PAR1A 0 value {(V(P11A)+V(P12A)+V(P13A)+V(P14A)+V(P15A))}

RPAR1A PAR1A 0 100meg

EZ11PA Z11PA 0 value {tanh(WI_12*V(PPA)+BI_11)}

rZ11PA Z11PA 0 100meg

EZ21PA Z21PA 0 value {tanh(WI_22*V(PPA)+BI_21)}

rZ21PA Z21PA 0 100meg

EZ31PA Z31PA 0 value {tanh(WI_32*V(PPA)+BI_31)}

rZ31PA Z31PA 0 100meg

EZ41PA Z41PA 0 value {tanh(WI_42*V(PPA)+BI_41)}

rZ41PA Z41PA 0 100meg

EZ51PA Z51PA 0 value {tanh(WI_52*V(PPA)+BI_51)}

rZ51PA Z51PA 0 100meg

EPAR21A P21A 0 value {WL_11*(WI_12/WI_11)*V(Z11PA)}

RPAR21A P21A 0 100meg

EPAR22A P22A 0 value {WL_12*(WI_22/WI_21)*V(Z21PA)}

```

RPAR22A P22A 0 100meg
EPAR23A P23A 0 value {wL_13*(WI_32/WI_31)*V(Z31PA)}
RPAR23A P23A 0 100meg
EPAR24A P24A 0 value {wL_14*(WI_42/WI_41)*V(Z41PA)}
RPAR24A P24A 0 100meg
EPAR25A P25A 0 value {wL_15*(WI_52/WI_51)*V(Z51PA)}
RPAR25A P25A 0 100meg
EPAR2A PAR2A 0 value {(V(P21A)+V(P22A)+V(P23A)+V(P24A)+V(P25A))}
RPAR2A PAR2A 0 100meg
* produce 1 con pendiente positiva y -1 con pendiente negativa de la posición
ederposa dpa 0 value {ddt(v(preda))* ({temps}/2)/0.1745329}
rderposa dpa 0 100k
EPARA PARA 0 value {-90*sin(18*v(predA))*(v(par1A)-v(par2A))* v(dpa)}
RPARA PARA 0 100meg

*                               GENERACIÓN DE LA TENSIÓN EN LA FASE B                               *
*****
*PREESCALADO DE LA CORRIENTE I(VBOBB)
ECOB COB 0 value {0.1*I(VBOBB)}
rCOB COB 0 100meg

*PREESCALADO DE LA POSICIÓN V(predB)
EPCOEFB PPB 0 value {0.5*(cos(18*V(PREDB))+1)}
rPCOEFB PPB 0 100meg

*DETERMINACIÓN DE LAS SALIDAS DE LAS CINCO NEURONAS DE LA CAPA OCULTA
EZ11B Z11B 0 value {tanh(WI_11*V(COB)+WI_12*V(PPB)+BI_11)}
rZ11B Z11B 0 100meg
EZ21B Z21B 0 value {tanh(WI_21*V(COB)+WI_22*V(PPB)+BI_21)}
rZ21B Z21B 0 100meg
EZ31B Z31B 0 value {tanh(WI_31*V(COB)+WI_32*V(PPB)+BI_31)}
rZ31B Z31B 0 100meg
EZ41B Z41B 0 value {tanh(WI_41*V(COB)+WI_42*V(PPB)+BI_41)}
rZ41B Z41B 0 100meg
EZ51B Z51B 0 value {tanh(WI_51*V(COB)+WI_52*V(PPB)+BI_51)}
rZ51B Z51B 0 100meg

* DETERMINACIÓN DE LA SALIDA DE LA NEURONA DE LA CAPA DE SALIDA
EFLUJOB Z2B 0 value {wL_11*V(Z11B)+wL_12*V(Z21B)+wL_13*V(Z31B)+wL_14*V(Z41B)+wL_15*V(Z51B)+BL_11}
RFLUJOB Z2B 0 100meg

* DETERMINACIÓN DE LA DERIVADA DEL FLUJO A PARTIR DEL MISMO
ENPSIB 100NB 0 VALUE {V(Z2B)}; Flujo
VNPSIB 100NB 200NB 0; Amperímetro que captura la corriente por el condensador=derivada del flujo
CNPSIB 200NB 0 1

```

```

*                               GENERACIÓN DEL PAR EN LA FASE B PARTIR DEL FLUJO CONCATENADO                               *
*****
EPAR11B P11B 0 value {wL_11*(WI_12/WI_11)*V(Z11B)}
RPAR11B P11B 0 100meg
EPAR12B P12B 0 value {wL_12*(WI_22/WI_21)*V(Z21B)}
RPAR12B P12B 0 100meg
EPAR13B P13B 0 value {wL_13*(WI_32/WI_31)*V(Z31B)}
RPAR13B P13B 0 100meg
EPAR14B P14B 0 value {wL_14*(WI_42/WI_41)*V(Z41B)}
RPAR14B P14B 0 100meg
EPAR15B P15B 0 value {wL_15*(WI_52/WI_51)*V(Z51B)}
RPAR15B P15B 0 100meg
EPAR1B PAR1B 0 value {(V(P11B)+V(P12B)+V(P13B)+V(P14B)+V(P15B))}
RPAR1B PAR1B 0 100meg
EZ11PB Z11PB 0 value {tanh(WI_12*V(PPB)+BI_11)}
rZ11PB Z11PB 0 100meg
EZ21PB Z21PB 0 value {tanh(WI_22*V(PPB)+BI_21)}
rZ21PB Z21PB 0 100meg
EZ31PB Z31PB 0 value {tanh(WI_32*V(PPB)+BI_31)}
rZ31PB Z31PB 0 100meg
EZ41PB Z41PB 0 value {tanh(WI_42*V(PPB)+BI_41)}
rZ41PB Z41PB 0 100meg
EZ51PB Z51PB 0 value {tanh(WI_52*V(PPB)+BI_51)}
rZ51PB Z51PB 0 100meg
EPAR21B P21B 0 value {wL_11*(WI_12/WI_11)*V(Z11PB)}
RPAR21B P21B 0 100meg
EPAR22B P22B 0 value {wL_12*(WI_22/WI_21)*V(Z21PB)}
RPAR22B P22B 0 100meg
EPAR23B P23B 0 value {wL_13*(WI_32/WI_31)*V(Z31PB)}
RPAR23B P23B 0 100meg
EPAR24B P24B 0 value {wL_14*(WI_42/WI_41)*V(Z41PB)}
RPAR24B P24B 0 100meg
EPAR25B P25B 0 value {wL_15*(WI_52/WI_51)*V(Z51PB)}
RPAR25B P25B 0 100meg
EPAR2B PAR2B 0 value {(V(P21B)+V(P22B)+V(P23B)+V(P24B)+V(P25B))}
RPAR2B PAR2B 0 100meg
* produce 1 con pendiente positiva y -1 con pendiente negativa de la posición
ederposb dpb 0 value {ddt(v(predb))* ({temps}/2)/0.1745329}
rderposb dpb 0 100k
EPARB PARB 0 value {-90*sin(18*v(predB))*(v(par1B)-v(par2B))* v(dpb)}
RPARB PARB 0 100meg

*                               GENERACIÓN DE LA TENSIÓN EN LA FASE C                               *
*****
*PREESCALADO DE LA CORRIENTE I(VBOBC)
ECOC COC 0 value {0.1*I(VBOBC)}
rCOC COC 0 100meg

*PREESCALADO DE LA POSICIÓN V(predC)
EPCOEFC PPC 0 value {0.5*(cos(18*V(PREDC))+1)}

```



```

rPCOEFPC PPC 0 100meg

*DETERMINACIÓN DE LAS SALIDAS DE LAS CINCO NEURONAS DE LA CAPA OCULTA
EZ11C Z11C 0 value {tanh(WI_11*V(COC)+WI_12*V(PPC)+BI_11)}
rZ11C Z11C 0 100meg
EZ21C Z21C 0 value {tanh(WI_21*V(COC)+WI_22*V(PPC)+BI_21)}
rZ21C Z21C 0 100meg
EZ31C Z31C 0 value {tanh(WI_31*V(COC)+WI_32*V(PPC)+BI_31)}
rZ31C Z31C 0 100meg
EZ41C Z41C 0 value {tanh(WI_41*V(COC)+WI_42*V(PPC)+BI_41)}
rZ41C Z41C 0 100meg
EZ51C Z51C 0 value {tanh(WI_51*V(COC)+WI_52*V(PPC)+BI_51)}
rZ51C Z51C 0 100meg

* DETERMINACIÓN DE LA SALIDA DE LA NEURONA DE LA CAPA DE SALIDA
EFLUJOC Z2C 0 value {WL_11*V(Z11C)+WL_12*V(Z21C)+WL_13*V(Z31C)+WL_14*V(Z41C)+WL_15*V(Z51C)+BL_11}
RFLUJOC Z2C 0 100meg
* DETERMINACIÓN DE LA DERIVADA DEL FLUJO A PARTIR DEL MISMO

ENPSIC 100NC 0 VALUE {V(Z2C) ; FLUJO
VNPSIC 100NC 200NC 0 ; AMPERÍMETRO QUE MIDE LA CORRIENTE CONDENSADOR=DERIVADA DEL FLUJO
CNPSIC 200NC 0 1

* GENERACIÓN DEL PAR EN LA FASE C PARTIR DEL FLUJO CONCATENADO *
*****
EPAR11C P11C 0 value {WL_11*(WI_12/WI_11)*V(Z11C)}
RPAR11C P11C 0 100meg
EPAR12C P12C 0 value {WL_12*(WI_22/WI_21)*V(Z21C)}
RPAR12C P12C 0 100meg
EPAR13C P13C 0 value {WL_13*(WI_32/WI_31)*V(Z31C)}
RPAR13C P13C 0 100meg
EPAR14C P14C 0 value {WL_14*(WI_42/WI_41)*V(Z41C)}
RPAR14C P14C 0 100meg
EPAR15C P15C 0 value {WL_15*(WI_52/WI_51)*V(Z51C)}
RPAR15C P15C 0 100meg
EPAR1C PAR1C 0 value {(V(P11C)+V(P12C)+V(P13C)+V(P14C)+V(P15C))}
RPAR1C PAR1C 0 100meg
EZ11PC Z11PC 0 value {tanh(WI_12*V(PPC)+BI_11)}
rZ11PC Z11PC 0 100meg
EZ21PC Z21PC 0 value {tanh(WI_22*V(PPC)+BI_21)}
rZ21PC Z21PC 0 100meg
EZ31PC Z31PC 0 value {tanh(WI_32*V(PPC)+BI_31)}
rZ31PC Z31PC 0 100meg
EZ41PC Z41PC 0 value {tanh(WI_42*V(PPC)+BI_41)}
rZ41PC Z41PC 0 100meg
EZ51PC Z51PC 0 value {tanh(WI_52*V(PPC)+BI_51)}
rZ51PC Z51PC 0 100meg
EPAR21C P21C 0 value {WL_11*(WI_12/WI_11)*V(Z11PC)}
RPAR21C P21C 0 100meg
EPAR22C P22C 0 value {WL_12*(WI_22/WI_21)*V(Z21PC)}

```

```

RPAR22C P22C 0 100meg
EPAR23C P23C 0 value {wL_13*(WI_32/WI_31)*V(Z31PC)}
RPAR23C P23C 0 100meg
EPAR24C P24C 0 value {wL_14*(WI_42/WI_41)*V(Z41PC)}
RPAR24C P24C 0 100meg
EPAR25C P25C 0 value {wL_15*(WI_52/WI_51)*V(Z51PC)}
RPAR25C P25C 0 100meg
EPAR2C PAR2C 0 value {(V(P21C)+V(P22C)+V(P23C)+V(P24C)+V(P25C))}
RPAR2C PAR2C 0 100meg
* produce 1 con pendiente positiva y -1 con pendiente negativa de la posición
ederposc dpc 0 value {ddt(v(predc))* ((temps)/2)/0.1745329}
rderposc dpc 0 100k
EPARC PARC 0 value {-90*sin(18*v(predC))*(v(par1C)-v(par2C))*v(dpc)}
RPARC PARC 0 100meg

*                               GENERACIÓN DE LA TENSIÓN EN LA FASE D                               *
*****
*PREESCALADO DE LA CORRIENTE I(VBOBD)
ECOD COD 0 value {0.1*I(VBOBD)}
rCOD COD 0 100meg

*PREESCALADO DE LA POSICIÓN V(predD)
EPCOEFD PPD 0 value {0.5*(cos(18*V(PREDD))+1)}
rPCOEFD PPD 0 100meg

*DETERMINACIÓN DE LAS SALIDAS DE LAS CINCO NEURONAS DE LA CAPA OCULTA
EZ11D Z11D 0 value {tanh(WI_11*V(COD)+WI_12*V(PPD)+BI_11)}
rZ11D Z11D 0 100meg
EZ21D Z21D 0 value {tanh(WI_21*V(COD)+WI_22*V(PPD)+BI_21)}
rZ21D Z21D 0 100meg
EZ31D Z31D 0 value {tanh(WI_31*V(COD)+WI_32*V(PPD)+BI_31)}
rZ31D Z31D 0 100meg
EZ41D Z41D 0 value {tanh(WI_41*V(COD)+WI_42*V(PPD)+BI_41)}
rZ41D Z41D 0 100meg
EZ51D Z51D 0 value {tanh(WI_51*V(COD)+WI_52*V(PPD)+BI_51)}
rZ51D Z51D 0 100meg

* DETERMINACIÓN DE LA SALIDA DE LA NEURONA DE LA CAPA DE SALIDA
EFLUJOD Z2D 0 value {wL_11*V(Z11D)+wL_12*V(Z21D)+wL_13*V(Z31D)+wL_14*V(Z41D)+wL_15*V(Z51D)+BL_11}
RFLUJOD Z2D 0 100meg

* DETERMINACIÓN DE LA DERIVADA DEL FLUJO A PARTIR DEL MISMO
ENPSID 10OND 0 VALUE {V(Z2D)}; flujo
VNPSID 10OND 20OND 0; Amperímetro que captura la corriente por el condensador=derivada del flujo
CNPSID 20OND 0 1

*                               GENERACIÓN DEL PAR EN LA FASE D PARTIR DEL FLUJO CONCATENADO                               *
*****
EPAR11D P11D 0 value {wL_11*(WI_12/WI_11)*V(Z11D)}
RPAR11D P11D 0 100meg

```

```

EPAR12D P12D 0 value {wL_12*(WI_22/WI_21)*V(Z21D)}
RPAR12D P12D 0 100meg
EPAR13D P13D 0 value {wL_13*(WI_32/WI_31)*V(Z31D)}
RPAR13D P13D 0 100meg
EPAR14D P14D 0 value {wL_14*(WI_42/WI_41)*V(Z41D)}
RPAR14D P14D 0 100meg
EPAR15D P15D 0 value {wL_15*(WI_52/WI_51)*V(Z51D)}
RPAR15D P15D 0 100meg
EPAR1D PAR1D 0 value {(V(P11D)+V(P12D)+V(P13D)+V(P14D)+V(P15D))}
RPAR1D PAR1D 0 100meg
EZ11PD Z11PD 0 value {tanh(WI_12*V(PPD)+BI_11)}
rZ11PD Z11PD 0 100meg
EZ21PD Z21PD 0 value {tanh(WI_22*V(PPD)+BI_21)}
rZ21PD Z21PD 0 100meg
EZ31PD Z31PD 0 value {tanh(WI_32*V(PPD)+BI_31)}
rZ31PD Z31PD 0 100meg
EZ41PD Z41PD 0 value {tanh(WI_42*V(PPD)+BI_41)}
rZ41PD Z41PD 0 100meg
EZ51PD Z51PD 0 value {tanh(WI_52*V(PPD)+BI_51)}
rZ51PD Z51PD 0 100meg
EPAR21D P21D 0 value {wL_11*(WI_12/WI_11)*V(Z11PD)}
RPAR21D P21D 0 100meg
EPAR22D P22D 0 value {wL_12*(WI_22/WI_21)*V(Z21PD)}
RPAR22D P22D 0 100meg
EPAR23D P23D 0 value {wL_13*(WI_32/WI_31)*V(Z31PD)}
RPAR23D P23D 0 100meg
EPAR24D P24D 0 value {wL_14*(WI_42/WI_41)*V(Z41PD)}
RPAR24D P24D 0 100meg
EPAR25D P25D 0 value {wL_15*(WI_52/WI_51)*V(Z51PD)}
RPAR25D P25D 0 100meg
EPAR2D PAR2D 0 value {(V(P21D)+V(P22D)+V(P23D)+V(P24D)+V(P25D))}
RPAR2D PAR2D 0 100meg
* produce 1 con pendiente positiva y -1 con pendiente negativa de la posición
ederposd dpd 0 value {ddt(v(predd))* ({temps}/2)/0.1745329} ;
rderposd dpd 0 100k
EPARD PARD 0 value {-90*sin(18*v(predD))*(v(par1D)-v(par2D))*v(dpd)}
RPARD PARD 0 100meg

*****
*                                     PAR TOTAL                                     *
*****

EPARSUM PARSUM 0 value {(v(para)+v(parb)+v(perc)+v(pard))}
RPARSUM PARSUM 0 100me

```

```

*****
*   SEÑALES DE CONTROL PARA LOS INTERRUPTORES QUE A SU VEZ CONTROLAN LOS TRANSISTORES MOSFET   *
*****

*           SEÑALES PARA EL CONTROL DE LOS TRANSISTORES MOSFET DE LA FASE A           *
*****
VCOMMA 20A 0 PULSE (0 15 {TDA+AVANSEG} 1U 1U {APULS} {TEMPS})
EM1A 250A 200A VALUE {V(32A)}
*Cconv3 250A 0 10nF

*           SEÑALES PARA EL CONTROL DE LOS TRANSISTORES MOSFET DE LA FASE B           *
*****
VCOMMB 20B 0 PULSE (0 15 {TDB+AVANSEG} 1U 1U {APULS} {TEMPS})
EM1B 250B 200B VALUE {V(32B)}

*           SEÑALES PARA EL CONTROL DE LOS TRANSISTORES MOSFET DE LA FASE C           *
*****
VCOMMC 20C 0 PULSE (0 15 {TDC+AVANSEG} 1U 1U {APULS} {TEMPS})
EM1C 250C 200C VALUE {V(32C)}

*           SEÑALES PARA EL CONTROL DE LOS TRANSISTORES MOSFET DE LA FASE D           *
*****
VCOMMD 20D 0 PULSE (0 15 {TDD+AVANSEG} 1U 1U {APULS} {TEMPS})
EM1D 250D 200D VALUE {V(32D)}

*****
*           REGULADOR DE HISTÉRESIS           *
*****
* LA BANDA DE HISTÉRESIS ES DE 10 mA Y ESTA CENTRADA EN 0 A. LA ENTRADA ES LA DIFERENCIA ENTRE LA
CORRIENTE REAL Y LA DE REFERENCIA. EL REGULADOR ES DE TIPO INVERSOR

*           REGULACIÓN EN LA FASE A           *
*****
EREALh 3AH 0 VALUE {I(VRBOBA)}
RREALh 3AH 0 100meg
VMORT2A 20A 21A
RMORT2A 21A 0 10K
VALIA 30A 0 15
W2A 31A 32A VMORT2A INT
RINTA 32A 0 1K
XSHA 31A 30A 3AH 0 Swhyste

*           REGULACIÓN EN LA FASE B           *
*****
EREALh 3BH 0 VALUE {I(VBOBB)}
RREALh 3BH 0 100meg
VMORT2B 20B 21B
RMORT2B 21B 0 10K
VALIB 30B 0 15
W2B 31B 32B VMORT2B INT

```



```
*                               Diodo e Interruptor                               *
*****
.MODEL DIODE D(N=0.001)
.MODEL INT ISWITCH(RON=1N ION=0.001A)
* SE TRABAJA CON EL MODELO DEL TRANSISTOR MOSFET IRF150 INCLUIDO EN LA LIBRERIA EVAL.lib

*****
*                               Fin del fichero de simulación del SRM 24/18                               *
*****
.END
```

D.3. SRM en Simulink mediante S-function

A continuación, se incluye el código generado en Matlab para la simulación en Simulink del prototipo del SRM 24/18 mediante una S-function. En este ejemplo se describe un modelo base, donde el circuito equivalente de una fase del motor se corresponde con el conjunto serie formado por la resistencia del devanado y dos inductancias incrementales obtenidas, respectivamente, a posición y a corriente constante como consecuencia en un caso de la variación temporal y en otro angular del flujo concatenado.

Los valores de los parámetros son consecuencia de la caracterización del prototipo del SRM 24/18. Estos se han ordenado en tablas de búsqueda, las cuales pueden ser sustituidas por funciones de ajuste basadas en un perceptrón multicapa, tal como se muestra en este apéndice en el fichero que describe el motor en PSpice.

Cuando el material exhibe pérdidas el código es igual de útil. En cuyo caso basta con reemplazar las ecuaciones diferenciales que en este ejemplo describen el circuito equivalente de una fase por las correspondientes e incorporar los nuevos parámetros asociados a sus coeficientes.

```

%*****%
%
%                               DATOS_MOTOR.m                               %
%*****%

% DATOS_MOTOR son los datos considerados fijos y no parametrizables.
global N_ESPIRAS % variables de entrada
global SALTO_CORRIENTE SALTO_ANGULAR SEMIPASOESTATOR PASO % variables de salida
polos_rotor = 18; % número de polos del rotor
polos_estator = 24; % número de polos del estator

SALTO_ANGULAR = 1; % salto angular en grados de los valores de la tabla
secc_bobina = 24*2; % área en mm2 de la sección de Cu de una bobina
salto_dens_corr = 5; % salto en densidad de corriente de los valores de la tabla
SALTO_CORRIENTE = salto_dens_corr*secc_bobina/N_ESPIRAS; %salto en corriente en la tabla
SEMIPASOESTATOR = 360/(2*polos_rotor); % se utiliza para el cálculo de los ángulos de cada fase

%
%                               FIN DEL FICHERO DATOS_MOTOR.m                               %
%-----%

%*****%
%
%                               DATOS_CARACTERIZACION.m                               %
%*****%

% DATOS CARACTERIZACIÓN son los datos obtenidos a partir de la caracterización del motor.

```

% En este ejemplo se incluyen los datos obtenidos de una simulación por el FEM:

% A) Una tabla (Par_gen) con Los valores del par generado entre no alineamiento (-10°) hasta
% alineamiento (0°) cada 1° (columnas) y valores de corriente correspondientes a una densidad
% de corriente desde el 50% hasta el 200%, siendo el 100% una de densidad de corriente
% de 5 A/mm² (filas). Dado que para operar con la función de interpolación el ángulo siempre
% debe de ser positivo, el valor resultante de la interpolación se ha de multiplicar por el
% -signo del ángulo, así ángulos positivos generan par negativo y negativos par positivo.

% B) Una tabla (e_rot) con los valores correspondientes a la variación del flujo concatenado con
% la posición manteniendo constante la corriente de fase (e_rot multiplica a la velocidad para
% obtener la fuerza electromotriz de rotación). Al igual que sucede con el par cuando se opera X
% con ángulos negativos su vaZlor debe de ser positivo y viceversa. Los datos mostrados en la
% tabla se corresponden con valores de ángulos negativos por tanto el valor que se extrae de la
% tabla debe de multiplicarse por -signo del ángulo.

% C) Una tabla (e_ind) con los valores correspondientes a la variación del flujo concatenado con
% la corriente de fase i manteniendo constante la posición del rotor (inductancia incremental que
% multiplica a la di/dt para obtener la fuerza electromotriz de inductiva). En este caso dada la
% simetría de su valor para ángulos positivos y negativos no es necesario tener en cuenta el
% signo del ángulo.

% D) Un vector con los valores de corriente (corr) para los cuales se han realizado
% las simulaciones, se incluye el valor cero para poder interpolar (filas en las tablas).

% E) UN vector (pos) con los valores angulares de la posición de un polo del rotor respecto al
% más cercano del estator para los cuales se ha simulado (columnas en las tablas).

global SALIDA_FEM_IND SALIDA_FEM_ROT SALIDA_PAR;

% Corriente de fase en Amperios

corr=[0 1.9635 2.3562 2.7489 3.1416 3.5343 3.9270 4.3197 4.7124 5.1051 5.4978 5.8905 6.2832...
6.6759 7.0686 7.4613 7.8540];

% Posición del rotor en grados

pos=[0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10];

% Par generado por una fase del motor expresado en Nm

Par_gen=[0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000;
-0.0058 1.0751 1.1216 1.2985 1.1994 1.0360 1.1406 0.8991 0.2531 0.0839 -0.0012;
-0.0074 1.5118 1.5915 1.8539 1.7272 1.4948 1.6421 1.2832 0.3637 0.1209 -0.0017;
-0.0113 1.9729 2.1094 2.4842 2.3375 2.0386 2.2280 1.7275 0.4931 0.1645 -0.0023;
-0.0149 2.4235 2.6500 3.1663 3.0158 2.6666 2.8902 2.2225 0.6411 0.2146 -0.0031;
-0.0154 2.8318 3.1922 3.8733 3.7498 3.3761 3.6218 2.7519 0.8075 0.2713 -0.0040;
-0.0148 3.1634 3.7008 4.5729 4.5190 4.1588 4.4063 3.3112 0.9923 0.3346 -0.0051;
-0.0141 3.4073 4.1316 5.2321 5.3129 5.0027 5.2340 3.8978 1.1957 0.4043 -0.0063;
-0.0136 3.5860 4.4647 5.8225 6.1192 5.8767 6.0832 4.5102 1.4165 0.4804 -0.0077;
-0.0133 3.7266 4.7189 6.3292 6.9196 6.7535 6.9423 5.1488 1.6538 0.5627 -0.0092;
-0.0130 3.8421 4.9240 6.7567 7.6840 7.6216 7.8062 5.8116 1.9072 0.6512 -0.0110;


```
-0.0127 3.9443 5.0965 7.1202 8.3838 8.4685 8.6684 6.4958 2.1757 0.7459 -0.0128;
-0.0124 4.0386 5.2523 7.4409 8.9999 9.2841 9.5241 7.1990 2.4585 0.8465 -0.0148;
-0.0120 4.1262 5.3996 7.7266 9.5287 10.0535 10.3630 7.7815 2.7545 0.9529 -0.0168;
-0.0116 4.2071 5.5400 7.9940 9.9835 10.7566 11.1840 8.4981 3.0629 1.0648 -0.0189;
-0.0113 4.2832 5.6732 8.2497 10.3864 11.3756 11.9797 9.2188 3.3811 1.1823 -0.0212;
-0.0110 4.3558 5.8018 8.4944 10.7434 11.9072 12.7373 9.9370 3.7084 1.3050 -0.0236];
```

```
% e_ind=Incremento del flujo concatenado por una fase/Incremento de la corriente por
% la misma manteniendo la posición cte. Está expresada en Wb/A=Voltios*segundo/Amperios.
```

```
e_ind=[ 0.0920 0.0868 0.0779 0.0685 0.0591 0.0491 0.0390 0.0293 0.0245 0.0232 0.0228;
0.0903 0.0855 0.0771 0.0680 0.0588 0.0488 0.0387 0.0293 0.0245 0.0232 0.0228;
0.0772 0.0749 0.0702 0.0635 0.0553 0.0458 0.0361 0.0286 0.0244 0.0232 0.0228;
0.0670 0.0662 0.0639 0.0590 0.0518 0.0429 0.0341 0.0281 0.0244 0.0231 0.0228;
0.0539 0.0557 0.0566 0.0539 0.0483 0.0405 0.0326 0.0275 0.0244 0.0231 0.0228;
0.0393 0.0434 0.0483 0.0486 0.0448 0.0383 0.0314 0.0270 0.0244 0.0231 0.0228;
0.0261 0.0307 0.0385 0.0426 0.0407 0.0359 0.0304 0.0266 0.0243 0.0231 0.0227;
0.0170 0.0206 0.0283 0.0355 0.0362 0.0331 0.0294 0.0263 0.0243 0.0231 0.0227;
0.0119 0.0143 0.0198 0.0279 0.0313 0.0306 0.0284 0.0260 0.0242 0.0230 0.0227;
0.0090 0.0106 0.0142 0.0210 0.0267 0.0285 0.0276 0.0257 0.0241 0.0230 0.0226;
0.0074 0.0084 0.0108 0.0157 0.0227 0.0267 0.0269 0.0255 0.0240 0.0229 0.0226;
0.0066 0.0074 0.0087 0.0121 0.0191 0.0250 0.0262 0.0253 0.0239 0.0228 0.0225;
0.0060 0.0067 0.0077 0.0097 0.0157 0.0231 0.0254 0.0250 0.0238 0.0228 0.0224;
0.0053 0.0060 0.0070 0.0082 0.0128 0.0209 0.0246 0.0247 0.0236 0.0226 0.0223;
0.0048 0.0054 0.0063 0.0074 0.0106 0.0184 0.0236 0.0243 0.0234 0.0225 0.0222;
0.0046 0.0050 0.0057 0.0068 0.0090 0.0156 0.0224 0.0239 0.0231 0.0224 0.0221;
0.0045 0.0049 0.0054 0.0065 0.0082 0.0143 0.0217 0.0236 0.0230 0.0223 0.0220];
```

```
% e_rot=Incremento del flujo concatenado por una fase/Incremento de la posición
% manteniendo la corriente cte. Está expresada en Wb/grado=voltios*segundo/grado
```

```
e_rot=[ 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000 0.0000;
0.0102 0.0138 0.0180 0.0185 0.0191 0.0198 0.0194 0.0142 0.0061 0.0016 0.0007;
0.0113 0.0155 0.0205 0.0216 0.0226 0.0237 0.0231 0.0167 0.0072 0.0020 0.0008;
0.0120 0.0166 0.0224 0.0243 0.0260 0.0274 0.0262 0.0188 0.0082 0.0023 0.0010;
0.0119 0.0167 0.0234 0.0263 0.0290 0.0306 0.0289 0.0205 0.0091 0.0026 0.0011;
0.0106 0.0155 0.0231 0.0276 0.0313 0.0335 0.0313 0.0220 0.0099 0.0029 0.0013;
0.0086 0.0132 0.0213 0.0277 0.0330 0.0359 0.0333 0.0233 0.0106 0.0032 0.0014;
0.0069 0.0106 0.0185 0.0267 0.0339 0.0376 0.0349 0.0244 0.0113 0.0035 0.0015;
0.0058 0.0087 0.0155 0.0246 0.0339 0.0385 0.0360 0.0253 0.0119 0.0038 0.0017;
0.0051 0.0075 0.0131 0.0222 0.0329 0.0387 0.0367 0.0261 0.0125 0.0041 0.0018;
0.0046 0.0067 0.0114 0.0197 0.0310 0.0382 0.0371 0.0267 0.0130 0.0044 0.0019;
0.0042 0.0062 0.0103 0.0175 0.0286 0.0371 0.0372 0.0272 0.0135 0.0047 0.0021;
0.0040 0.0058 0.0095 0.0157 0.0259 0.0354 0.0369 0.0276 0.0140 0.0050 0.0022;
0.0037 0.0055 0.0091 0.0143 0.0233 0.0333 0.0364 0.0278 0.0144 0.0052 0.0023;
0.0034 0.0052 0.0087 0.0134 0.0209 0.0308 0.0355 0.0279 0.0148 0.0055 0.0025;
0.0033 0.0049 0.0083 0.0126 0.0190 0.0282 0.0341 0.0279 0.0151 0.0057 0.0026;
0.0031 0.0047 0.0080 0.0121 0.0175 0.0256 0.0322 0.0276 0.0154 0.0059 0.0027];
```

```

% Los valores de la posición provienen del fichero ALFAS.m, variable global ANGULOS
% Dado que para poder interpolar solo se deben emplear valores positivos de la corriente
% y de la posición se generan las variables CORR y ANG

CORR=abs(CORRIENTES);
ANG=abs(ANGULOS);
% Valor interpolado del par (con su signo correspondiente):
SALIDA_PAR=interp2(pos,corr,Par_gen,ANG,CORR);
SALIDA_PAR=-SALIDA_PAR.*sign(ANGULOS);
% Valor interpolado de la fuerza electromotriz inductiva:
SALIDA_FEM_IND=interp2(pos,corr,e_ind,ANG,CORR);
% Valor interpolado de la fuerza electromotriz rotacional (con su signo correspondiente)
SALIDA_FEM_ROT=interp2(pos,corr,e_rot,ANG,CORR);
SALIDA_FEM_ROT=-sign(ANGULOS).*SALIDA_FEM_ROT.*(360/(2*pi));

%
%                               FIN DEL FICHERO DATOS_CARACTERIZACION.m                               %
%-----%

%*****%
%                               ALFAS.m                               %
%*****%

% ALFAS es un fichero que proporciona el ángulo relativo de cada diente del rotor respecto a su
% posición de alineamiento con respecto al polo de la fase más cercana. El argumento de la
% función son los valores 1 2 3 4 haciendo referencia a las fases A, B, C y D, respectivamente.
% El ángulo y su signo permite acceder a la tabla de par y extraerlo con su signo
% correspondiente. Se considera que los ángulos crecen en el sentido del movimiento (convenio).

global ALFA SEMIPASOESTATOR PASO ANGULOS

% Cuando arranca el motor el origen de ángulos se establece cuando la fase A esta alineada.
% Si en un momento del tiempo la posición del motor es ALFA, la posición de cada fase es:

for i=1:4
angulo(i) = ALFA - PASO*(i-1);
end

% En relación con los polos del estator, cada vez que se avanza o retrasa un ángulo igual a un
% SEMIPASOESTATOR se pasa a estar bajo la dependencia de otro polo contiguo.

for i=1:4
ang(i) = fix(angulo(i)/SEMIPASOESTATOR); % se obtiene la parte entera del cociente
end

% Si ang(i) es número es par, la excitación de la fase correspondiente producirá un par positivo

for i=1:4
impar(i) = rem(abs(ang(i))+2,2)>0.5; % Si impar, existe un polo más cercano en el lado opuesto
end

```

```

for i=1:4
    if sign(angulo(i)) == 0
        signos(i) = 1;
    else
        signos(i) = sign(angulo(i));
    end
end

% El ángulo con el que se busca en las tablas
for i=1:4
    angulo(i) = rem(angulo(i),SEMPASOESTATOR) - SEMPASOESTATOR*impar(i)*signos(i);
end
ANGULOS = angulo;

%-----
%                               FIN DEL FICHERO ALFAS.m                               %
%-----

%*****
%                               SRM.m (S-FUNCTION)                               %
%*****

% SRM es un modelo de simulacion no lineal de un motor de reluctancia utilizando tablas de datos
% obtenidas por elementos.

function [sys,x0]=SRM(t,x,u,flag,param_elec,param_mec)

global ANGULOS SALIDA_FEM_ROT SALIDA_FEM_IND SALIDA_PAR J K
global ALFA SEMPASOESTATOR PASO ANGULOS CORRIENTES DELTAALFA DELTAI SALTO_CORRIENTE ...
SALTO_ANGULAR N_ESPIRAS PDTE_I PDTES;

% Parámetros eléctricos asociados al devanado
Rs = param_elec(1);      % resistencia del cobre en una de las 6 bobinas que componen una fase
N_ESPIRAS = param_elec(2); % número de espiras de una de las 6 bobinas que componen una fase

% Parámetros mecánicos
JL = param_mec(1);      % momento de inercia
D = param_mec(2);      % rozamiento viscoso
no = param_mec(3)*2*pi/60; % velocidad inicial del motor
DATOS_MOTOR;           % llamada al fichero de inicialización

%-----
%                               Entradas al sistema                               %
%-----
% u(1) es la tensión de alimentación de la fase a
% u(2) es la tensión de alimentación de la fase b
% u(3) es la tensión de alimentación de la fase c
% u(4) es la tensión de alimentación de la fase d
% u(5) es la entrada de par resistente

```

```

%                               Derivadas de las variables de estado                               %
%-----%
if abs(flag) == 1 % si flag=1, devuelve el estado de las derivadas, xDot
    for i=1:4
        Ufase(i) = u(i); % Tensión de fase en V
    end
    Tres=u(5); % Entrada del valor del par resistente en Nm
    % Ecuaciones de las derivadas
    % y(1) es la derivada de ia
    % y(2) es la derivada de ib
    % y(3) es la derivada de ic
    % y(4) es la derivada de id
    % y(5) es la derivada de la velocidad angular (rad/s2)
    % y(6) es la derivada de posicion angular (rad/s)

    for i=1:4
        if (Ufase(i)>0) | (CORRIENTES(i)>0)
            % motor de cambio de las corrientes
            y(i)=(Ufase(i)-Rs*CORRIENTES(i)-SALIDA_FEM_ROT(i)*x(5))/SALIDA_FEM_IND(i);
            PDTE_I(i)=y(i);
        end
    end

    % Motor de cambio de wr
    y(5)=(sum(SALIDA_PAR)-Tres-D*x(5))/JL;

    % Motor de cambio de la posicion angular
    y(6)=x(5);
    xdot= y';
    sys = xdot;

    % x(1) es la variable de estado ia
    % x(2) es la variable de estado ib
    % x(3) es la variable de estado ic
    % x(4) es la variable de estado id
    % x(5) es la variable de estado velocidad angular en rad/s
    % x(6) es la variable de estado posición angular en rad

    % Variables de estado que representan las corrientes de fase
    CORRIENTES = [x(1),x(2),x(3),x(4)];

    % Posicion absoluta del rotor en grados mecánicos desde que arranca la máquina
    ALFA = x(6)*360/(2*pi);

%                               Salidas del sistema                               %
%-----%
elseif flag == 3 % si flag=3, devuelve las salidas del sistema
    ALFAS;
    DATOS_CARACTERIZACION;

```

```

% Salida de las corrientes de fase
for i = 1:4
    sal(i) = x(i);
end

% Salida del par de cada fase en Nm
sal(5) = SALIDA_PAR(1);
sal(6) = SALIDA_PAR(2);
sal(7) = SALIDA_PAR(3);
sal(8) = SALIDA_PAR(4);
sal(9) = SALIDA_PAR(1)+SALIDA_PAR(2) + SALIDA_PAR(3)+ SALIDA_PAR(4);

% Salida del par total en Nm
% sum(SALIDA_PAR);

% Velocidad en rpm
sal(10)= x(5)*60/(2*pi);

% Salida posiciones
sal(11)= ALFA;
sal(12)= ANGULOS(1);
sal(13)= ANGULOS(2);
sal(14)= ANGULOS(3);
sal(15)= ANGULOS(4);

% Vector de las variables de salida
sys = sal;
elseif flag == 0
    longA=6;           % tamaño del vector de variables de estado
    m=15;             % numero de salidas
    n=5;              % numero de entradas

% Condiciones iniciales
sys = [longA, 0, m, n, 0, 0];
x0 = [0 0 0 0 Vo 0];
ALFA=0; ANGULOS=[0 -5 -10 5];
CORRIENTES=[0 0 0 0];
PDTE_I=[1 1 1 1];
else

% En caso contrario no necesita devolver nada ya que este es un sistema continuo
sys = []
end

```


Símbolos

α	Ángulo de disparo del tiristor
α_N	Constante de Neel
α_r	Constante de Rayleigh
β_{PE_rad}	Ángulo del polo del estator expresado en radianes
β_{PR_rad}	Ángulo del polo del rotor expresado en radianes
Γ_{pro}	Línea cerrada de radio r_{pro} en el toroide de la probeta P-AP02
δ_M	Fracción de la altura del polo del estator afectada por ϕ_M
δ_S	Fracción de la altura del polo del estator afectada por ϕ_P
ζ_D	Factor de dispersión (fracción de espiras abrazada por la trayectoria promedio del flujo de dispersión)
ζ_M	Factor marginal (fracción de λ_P correspondiente a λ_M)
ζ_S	Factor de solapamiento (fracción de λ_P correspondiente a λ_S)
θ	Posición angular del rotor
λ	Flujo magnético concatenado
λ_0	Flujo concatenado residual en una fase
λ_D	Flujo concatenado de dispersión
λ_M	Flujo magnético concatenado marginal
λ_P	Flujo magnético concatenado principal
λ_S	Flujo magnético concatenado de solapamiento
λ_T	Flujo magnético concatenado total
ϕ	Flujo magnético
ϕ_M	Flujo magnético marginal
ϕ_P	Flujo magnético principal
ϕ_S	Flujo magnético de solapamiento
ϕ_T	Flujo magnético total
μ	Permeabilidad magnética absoluta (B/H)
μ_0	Permeabilidad magnética del vacío
χ_0	Susceptibilidad magnética inicial
ω_m	Velocidad del motor
∇	Operador nabla (del)

B	Vector de densidad del flujo magnético
$B_{Ok}(i)$	Umbral de la neurona i de la capa oculta k de un MLP
B_{pro}	Valor del módulo de B en una trayectoria promedio de radio r_{pro}
$B_S(i)$	Umbral de la neurona i de la capa de salida de un MLP
D	Vector de densidad del flujo magnético (desplazamiento)
E	Vector de intensidad del campo eléctrico
E	Módulo del vector intensidad del campo eléctrico
\mathcal{E}	Fuerza eletromotiz inductiva no lineal
e_L	Fuerza eletromotiz inductiva
e_M	Fuerza electromotriz rotacional
H	Vector de intensidad del campo magnético
H	Módulo del vector de intensidad del campo magnético
h	Altura del toroide de la probeta P-AP02
h_{eh}	Altura del entrehierro ($r_{ipe}-r_{epv}$)
h_{PE}	Altura del polo del estator
h_{PE}	Altura del polo del estator ($r_{ipe}-r_{ipe}$)
h_{PR}	Altura del polo del rotor
H_{pro}	Valor del módulo de H en una trayectoria promedio de radio r_{pro}
I	Intensidad de corriente
i_F	Corriente de fase
i_{FE}	Corriente por la resistencia equivalente de pérdidas
i_M	Corriente por la inductancia de magnetización
J	Vector de densidad de corriente de conducción
\mathcal{l}	Inductancia incremental ($\partial\lambda_T / \partial i_F$)
L	Inductancia al origen (λ_T / i_F)
\mathcal{l}_D	Inductancia incremental de dispersión
l_{EH}	Altura del entrehierro
\mathcal{l}_M	Inductancia incremental de magnetización
l_{PCH}	Longitud axial del SRM (paquete de chapas)
\mathcal{l}_{pro}	Inductancia incremental en la probeta A-AP02
$l_{T_EH(n)}$	Longitud media del entrehierro en el tubo de flujo n (2D)
$l_{T_PE(n)}$	Longitud media del polo del estator en el tubo de flujo n (2D)
$l_{T_PR(n)}$	Longitud media del polo del rotor en el tubo de flujo n (2D)
$l_{T_YE(n)}$	Longitud media del yugo del estator en el tubo de flujo n (2D)
$l_{T_YR(n)}$	Longitud media del yugo del rotor en el tubo de flujo n (2D)
M	Vector Magnetización
\overline{M}	Módulo del vector magnetización
$\overline{\overline{M}}$	Valor medio de las muestras (bondad del modelo)

M_i	Valor de la muestra i (bondad del modelo)
n	Número de muestras de una variable, número de tubos de flujo
N	Número de entradas a una red neuronal
N_{EF}	Número de espiras por fase
N_{EP}	Número de espiras por polo
N_F	Número de fases
N_{PE}	Número de polos del estator
N_{PEF}	Número de polos del estator por fase
N_{PR}	Número de polos del rotor
N_T	Número de tubos de flujo
O	Numero de neuronas ocultas de una red neuronal
O_i	Valor observado de la muestra i de una variable
Pe	Polo del Estator
P_i	Valor estimado de una muestra de una variable
Pr	Polo del Rotor
r_{ext}	Radio externo de la probeta P-AP02
re_{YE}	Radio exterior del yugo del estator en el SRM
re_{YR}	Radio exterior del yugo del rotor en el SRM
re_{YR}	Radio exterior del polo del rotor en el SRM
R_{FE}	Resistencia equivalente de pérdidas en el material
\mathcal{R}_{FE}	Resistencia incremental de pérdidas en el material
r_{int}	Radio interno la probeta P-AP02
ri_{PE}	Radio interior del polo del estator en el SRM
ri_{YE}	Radio interior del yugo del estator en el SRM
ri_{YR}	Radio interior del yugo del rotor en el SRM
rm_{YE}	Radio medio del yugo del estator en el SRM
rm_{YR}	Radio medio del yugo del rotor en el SRM
r_{pro}	Valor promedio de los radios r_{int} y r_{ext} de la probeta P-AP02
R_W	Resistencia del devanado (constante)
\mathcal{R}_W	Resistencia incremental equivalente del devanado
\mathcal{R}_{YE}	Reluctancia media de un tubo de flujo en el yugo del estator
\mathcal{R}_{YR}	Reluctancia media de un tubo de flujo en el yugo del rotor
S_{EH}	Sección normal a las líneas del campo en el entrehierro
S_i	Valor de la muestra i en la simulacion (bondad del modelo)
S_{PE}	Sección normal a las líneas del campo en un polo del estator
S_{PR}	Sección normal a las líneas del campo en un polo del rotor
S_{YE}	Sección normal a las líneas del campo en el yugo del estator
S_{YR}	Sección normal a las líneas del campo en el yugo del rotor
T	Par motor

T^a	Temperatura
t_{DZIF}	Instante en el que se anula la derivada temporal de i_F
t_{DZIM}	Instante en el que se anula la derivada temporal de i_M
t_0	Instante en el que se aplica la tension de fase (límite de integración inferior en la determinación de R_{FE})
T_R	Relación de tensión entre el devanado auxiliar y principal
t_{VZ}	Instante en el que se anula la tension magnetizante (límite de integración superior en la determinación de R_{FE})
v	Reluctividad magnética ($1/\mu$)
v_{AUX}	Tensión en el devanado auxiliar
v_F	Tensión en los terminales de entrada de una fase del motor
v_M	Tensión en la inductancia de magnetización
w_{PE}	Anchura del polo del estator
w_{PE}	Anchura de un polo del estator
w_{PR}	Anchura del polo del rotor
w_{PR}	Anchura de un polo del rotor
w_{YE}	Anchura del yugo del estator ($r_{eye} - r_{iye}$)
W	Número de pesos de una red neuronal
$W_{Ok}(i,j)$	Peso de la neurona i y entrada j de la capa oculta k de un MLP
$W_s(i,j)$	Peso de la neurona i y entrada j de la capa de salida de un MLP
w_{YE}	Diferencia entre el radio externo e interno del estator
w_{YR}	Diferencia entre el radio externo e interno del rotor
Ye	Yugo del estator
Yr	Yugo del rotor

Acrónimos

ADEM	Formulación algebraica del dual energy method
AISI	Instituto Americano del Acero y el Hierro (norma AISI/SAE)
ANSI	Instituto Nacional Estadounidense de Estándares
ASTM	Sociedad Americana de Ensayos y Materiales
CA	Corriente alterna
CME	Circuito Magnético Equivalente
DEM	Dual energy method
DIN	Instituto Alemán de Normalización
FEM	Método de los Elementos Finitos
FTM	Método de los Tubos de Flujo
HIL	Hardware in the loop (HIL).
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos
iGSE	Ecuación de Steinmetz generalizada mejorada
MAE	Valor medio del error absoluto
MLP	Perceptrón multicapa
MSE	Error cuadrático medio / Ecuación de Steinmetz modificada
NSE	Coficiente de Nash-Sutcliffe
RBF	Red neuronal de base radial
RMSE	Raíz del error cuadrático medio
rRMSE	Valor relativo de la raíz del error cuadrático medio
RTI	Real time interface
SAE	Sociedad de Ingenieros Automotores (norma AISI/SAE)
SRM	Motor o Maquina de Reluctancia Conmutada
TAS	Tubes and Slices

Bibliografía

Abdallah, A. A. E. and Dupre, L., "A Unified Electromagnetic Inverse Problem Algorithm for the Identification of the Magnetic Material Characteristics of Electromagnetic Devices Including Uncertainty Analysis: A Review and Application," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 1, pp. 1-10, 2015.10.1109/tmag.2014.2332978.

Abdallah, A. A. E., Sergeant, P., Crevecoeur, G., and Dupre, L., "An Inverse Approach for Magnetic Material Characterization of an EI Core Electromagnetic Inductor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 2, pp. 622-625, 2010.10.1109/tmag.2009.2033353.

Abuelma'atti, M. T., "Modeling of magnetization curves for computer-aided design," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 2, pp. 1235-1239, 1993.10.1109/20.250627.

Almkvist, G., and Berndt, B., "Gauss, Landen, Ramanujan, the Arithmetic-Geometric Mean, Ellipses, and the Ladies Diary," *The American Mathematical Monthly*, vol. 95, no. 7, pp. 585-608, 1988.10.2307/2323302.

Amorós, J. G., and Andrada Gascón, P., "Study of end effects on the performance of the linear switched reluctance motor." pp. 1-6.2009.

Arumugam, R., Lowther, D. A., Krishnan, R., and Lindsay, J. F., "Magnetic field analysis of a switched reluctance motor using a two dimensional finite element model," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 5, pp. 1883-1885, 1985.10.1109/tmag.1985.1063910.

Balakrishnan, A., Joines, W. T., and Wilson, T. G., "Air-gap reluctance and inductance calculations for magnetic circuits using a Schwarz-Christoffel transformation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 654-663, 1997.10.1109/63.602560.

- Baum, E. B., and Haussler, D., "What size net gives valid generalization?," *Neural computation*, vol. 1, no. 1, pp. 151-160, 1989.
- Behforooz, H., Ezzati, R., Abbasbandy, S. J. I. J. o. P., and Mathematics, A., "Interpolation of fuzzy data by using E (3) cubic splines," vol. 60, no. 4, pp. 383-392, 2010.
- Brauer, J. R., "Saturation Harmonics and Current Waveforms of Single-Phase Induction Motors," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-93, no. 1, pp. 40-44, 1974.10.1109/tpas.1974.293913.
- Brillouin, L., "Les moments de rotation et le magnétisme dans la mécanique ondulatoire," 1927.
- Cale, J., Sudhoff, S. D., and Chan, R. R., "A Field-Extrema Hysteresis Loss Model for High-Frequency Ferrimagnetic Materials," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 7, pp. 1728-1736, 2008.10.1109/TMAG.2008.921489.
- Carstensen, C. E., Fuengwarodsakul, N. H., and De Doncker, R. W., "Flux Linkage Determination for Correct Modeling of Switched Reluctance Machines - Dynamic Measurement versus Static Computation." pp. 1317-1323.2007.10.1109/iemdc.2007.383620.
- Carter, F., "Air-gap induction," *Electrical World*, vol. 38, no. 22, pp. 884-888, 1901.
- Carter, F. W., "The magnetic field of the dynamo-electric machine," *Electrical Engineers, Journal of the Institution of*, vol. 64, no. 359, pp. 1115-1138, 1926.10.1049/jiee-1.1926.0122.
- Chancharoensook, P., and Rahman, M. F., "Magnetization and static torque characterization of a four-phase switched reluctance motor: experimental investigations." pp. 456-460 vol.2.2001.10.1109/PEDS.2001.975359.
- Chao-Chien, C., Knight, A. M., Min-Fu, H., Mu-Gong, T., Liu, B. H., In-Gann, C., Zwe-Lee, G., and Mi-Ching, T., "Effects of Annealing on Magnetic Properties of Electrical Steel and Performances of SRM After Punching," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 11, pp. 1-4, 2014.10.1109/tmag.2014.2329708.
- Charton, J., Corda, J., Stephenson, J., and Randall, S. J. I. P.-E. P. A., "Dynamic modelling of switched reluctance machines with iron losses and phase interactions," vol. 153, no. 3, pp. 327-336, 2006.

Chen, H. J., and Jing, W. P., "Flux linkage determination of the switched reluctance motor from measurable quantities at steady-state operations," *Electric Power Applications, IET*, vol. 5, no. 2, pp. 210-216, 2011.10.1049/iet-epa.2010.0037.

Cheok, A. D., and Wang, Z., "DSP-Based Automated Error-Reducing Flux-Linkage-Measurement Method for Switched Reluctance Motors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 6, pp. 2245-2253, 2007a.10.1109/TIM.2007.904562.

Cheok, A. D., and Zhongfang, W., "DSP-Based Automated Error-Reducing Flux-Linkage-Measurement Method for Switched Reluctance Motors," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 6, pp. 2245-2253, 2007b.10.1109/tim.2007.904562.

Chua, L. O., and Stromsmoe, K. A., "Lumped-circuit models for nonlinear inductors exhibiting hysteresis loops," *Circuit Theory, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 4, pp. 564-574, 1970.10.1109/tct.1970.1083192.

Conda, J., and Jamil, S. M., "Experimental Determination of Equivalent-Circuit Parameters of a Tubular Switched Reluctance Machine With Solid-Steel Magnetic Core," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 304-310, 2010a.10.1109/TIE.2009.2026762.

Conda, J., and Jamil, S. M., "Experimental Determination of Equivalent-Circuit Parameters of a Tubular Switched Reluctance Machine With Solid-Steel Magnetic Core," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 1, pp. 304-310, 2010b.10.1109/tie.2009.2026762.

Conda, J., and Stephenson, J., "Analytical estimation of the minimum and maximum inductances of a double salient motor." pp. 50-59.1979.

Conda, J., Tataru, A. M., Rasmussen, P. O., and Ritchie, E., "Analytical estimation of torque enhancement of the SR machine with saw-shaped (shark) pole surfaces," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 151, no. 2, pp. 223-229, 2004.10.1049/ip-epa:20040018.

D'hulster, F., Stockman, K., Belmans, R. J. I. J. o. M., and Simulation, "Modelling of switched reluctance machines: State of the art," vol. 24, no. 4, pp. 216-223, 2004.

Diaz-Chacon, J. M., Ovando-Martinez, R. B. B., Hernandez, C., and Arjona, M. A., "A Neural-Network Based Model of the Magnetic Nonlinearity of a DC Electromagnet." pp. 205-210.2010.10.1109/cerma.2010.142.

Dorrell, D. G., Chindurza, I., and Cossar, C., "Effects of rotor eccentricity on torque in switched reluctance Machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 10, pp. 3961-3963, 2005.10.1109/tmag.2005.855178.

Dragu, C., and Belmans, R. J. M., "Measurement of magnetic characteristics of switched reluctance motor."2003.

El-Sherbiny, M. K., "Representation of the magnetization characteristic by a sum of exponentials," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 1, pp. 60-61, 1973.10.1109/tmag.1973.1067562.

EU, "Methods for determining the magnetic properties of magnetic steel sheet and strip with 25 cm Epstein frame," Standardization Offices of the European Communities' Member States, 1998.1998.

Fahimi, B., Suresh, G., Mahdavi, J., and Ehsami, M., "A new approach to model switched reluctance motor drive application to dynamic performance prediction, control and design." pp. 2097-2102 vol.2. 1998.10.1109/PESC.1998.703469.

Faiz, J., Shahgholian, G., and Ghazizadeh, H., "Analysis of dynamic behavior of switched reluctance motor-design parameters effects." pp. 532-537.2010.10.1109/MELCON.2010.5476036.

Farshad, M., Faiz, J., and Lucas, C., "Development of analytical models of switched reluctance motor in two-phase excitation mode: extended Miller model," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 6, pp. 2145-2155, 2005.10.1109/TMAG.2005.848323.

Ferrero, A., and Raciti, A., "A digital method for the determination of the magnetic characteristic of variable reluctance motors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 4, pp. 604-608, 1990.10.1109/19.57241.

Ferrero, A., Raciti, A., and Urzi, C., "An indirect test method for the characterization of variable reluctance motors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 6, pp. 1020-1025, 1993.10.1109/19.245656.

Fiedler, J. O., Fuengwarodsakul, N. H., and Doncker, R. W. D., "Calculation of switching frequency in current hysteresis controlled switched reluctance drives." pp. 2270-2276 Vol.3.2004.10.1109/PESC.2004.1355475.

Fields, V., "OPERA-3d Reference Manual," *Vector Fields Limited, England*, 2008.

Fuengwarodsakul, N. H., Bauer, S. E., and De Doncker, R. W., "Characteristic Measurement System for Automotive Class Switched Reluctance Machines," *EPE Journal*, vol. 16, no. 3, pp. 44-52, 2006/09/01, 2006.10.1080/09398368.2006.11463627.

García, F. G.-O., *Problemas de campos electromagnéticos*: Univ Pontifica Comillas, 2002.8484680681.

Gobbi, R., Sahoo, N. C., and Vejian, R., "Experimental Investigations on Computer-Based Methods for Determination of Static Electromagnetic Characteristics of Switched Reluctance Motors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 10, pp. 2196-2211, 2008a.10.1109/TIM.2008.922095.

Gobbi, R., Sahoo, N. C., and Vejian, R., "Experimental Investigations on Computer-Based Methods for Determination of Static Electromagnetic Characteristics of Switched Reluctance Motors," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 10, pp. 2196-2211, 2008b.10.1109/tim.2008.922095.

Goodenough, J. B., "Summary of losses in magnetic materials," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 5, pp. 3398-3408, 2002.10.1109/TMAG.2002.802741.

Goodfellow, I., Bengio, Y., and Courville, A., *Deep learning*: MIT press, 2016.0262337371.

Guanghao, L., and Xiao-Bang, X., "Improved modeling of the nonlinear B-H curve and its application in power cable analysis," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 4, pp. 1759-1763, 2002.10.1109/tmag.2002.1017768.

Hai-Jin, C., Dong-Qing, J., Jun, Y., and Long-Xing, S., "A New Analytical Model for Switched Reluctance Motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 8, pp. 3107-3113, 2009.10.1109/tmag.2009.2015876.

Hammond, P., and Baldomir, D., "Dual energy methods in electromagnetism using tubes and slices," *IEE Proceedings A - Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education - Reviews*, vol. 135, no. 3, pp. 167-172, 1988.10.1049/ip-a-1.1988.0026.

Hammond, P., and Sykulski, J. K., *Engineering Electromagnetism : Physical Processes and Computation*, 1994.

Hossain, S. A., and Husain, I., "A geometry based simplified analytical model of switched reluctance machines for real-time controller implementation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1384-1389, 2003.10.1109/tpel.2003.818870.

Hsieh, M. F., Hsu, Y. C., Dorrell, D. G., and Hu, K. H., "Investigation on End Winding Inductance in Motor Stator Windings," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 6, pp. 2513-2515, 2007.10.1109/tmag.2007.896209.

Hui, S. Y. R., Zhu, J. G., and Ramsden, V. S., "A generalized dynamic circuit model of magnetic cores for low- and high-frequency applications. II. Circuit model formulation and implementation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 251-259, 1996.10.1109/63.486173.

Husain, I., and Hossain, S. A., "Modeling, Simulation, and control of switched reluctance motor drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 6, pp. 1625-1634, 2005.10.1109/tie.2005.858710.

Husain, I., Radun, A., and Nairus, J., "Unbalanced force calculation in switched-reluctance machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 1, pp. 330-338, 2000.10.1109/20.822543.

IEEE, "IEEE Std 393-1991.IEEE Standard for Test Procedures for Magnetic Cores," 1992, pp. 1-64.1992.

Jain, A. K., and Mohan, N., "Dynamic Modeling, Experimental Characterization, and Verification for SRM Operation With Simultaneous Two-Phase Excitation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1238-1249, 2006.10.1109/TIE.2006.878310.

Jinhui, Z., and Radun, A. V., "A New Method to Measure the Switched Reluctance Motor's Flux," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 5, pp. 1171-1176, 2006.10.1109/tia.2006.880876.

Kaiyuan, L., Rasmussen, P. O., and Ritchie, A. E., "Investigation of Flux-Linkage Profile Measurement Methods for Switched-Reluctance Motors and Permanent-Magnet Motors," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 9, pp. 3191-3198, 2009.10.1109/tim.2009.2017154.

Kazimierczuk, M. K., *High-frequency magnetic components*: John Wiley & Sons, 2009.0470714530.

Kiyota, K., Kakishima, T., Sugimoto, H., and Chiba, A., "Comparison of the Test Result and 3D-FEM Analysis at the Knee Point of a 60 kW SRM for a HEV," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 5, pp. 2291-2294, 2013a.10.1109/tmag.2013.2242453.

Kiyota, K., Kakishima, T., Sugimoto, H., and Chiba, A., "Comparison of the Test Result and 3D-FEM Analysis at the Knee Point of a 60 kW SRM for a HEV," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 5, pp. 2291-2294, 2013b.10.1109/TMAG.2013.2242453.

Knight, A. M., and Dorrell, D. G., "Improving the Torque Prediction of Saturated Automotive Drive Machines by Accurate Representation of Saturated B/H Curves," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 11, pp. 4630-4633, 2012.10.1109/tmag.2012.2197852.

Krings, A., and Soulard, J. J. J. o. E. E., "Overview and comparison of iron loss models for electrical machines," vol. 10, no. 3, pp. 8-8, 2010.

Krishnan, R., *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*: Taylor & Francis, 2001.9781420041644.

Krishnan, R., and Materu, P., "Measurement and instrumentation of a switched reluctance motor." pp. 116-121 vol.1.1989.10.1109/ias.1989.9663.9

Lawrenson, P., Stephenson, J., Blenkinsop, P., Corda, J., and Fulton, N., "Variable-speed switched reluctance motors." pp. 253-265.1980.

Lin, R. L., Chen, J. F., and Chi, H. P., "Spice-based flux-linkage model for switched reluctance motors," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 152, no. 6, pp. 1468-1476, 2005.10.1049/ip-epa:20050177.

Lin, Z., Reay, D. S., Williams, B. W., and He, X., "High performance current control for switched reluctance motors with on-line modeling." pp. 1246-1251 Vol.2.2004.10.1109/PESC.2004.1355600.

Lindsay, J. F., Arumugam, R., and Krishnan, R., "Finite-element analysis characterisation of a switched reluctance motor with multitooth per stator pole," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 133, no. 6, pp. 347-353, 1986.10.1049/ip-b:19860046.

Liu, J., Wang, G., Sun, L., Liu, D., and Fan, Y., "A Novel Method to Obtain the Flux-Linkage Characteristics of Switched Reluctance Motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 57, no. 11, pp. 1-11, 2021.10.1109/TMAG.2021.3111521.

Lovatt, H., and Stephenson, J., "Measurement of magnetic characteristics of switched-reluctance motors," 1992.

Lu, K., Rasmussen, P. O., and Ritchie, A. E., "Investigation of Flux-Linkage Profile Measurement Methods for Switched-Reluctance Motors and Permanent-Magnet Motors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 9, pp. 3191-3198, 2009.10.1109/TIM.2009.2017154.

Marthouret, F., Masson, J. P., and Fraisse, H., "Modeling of a non-linear conductive magnetic circuit. 1. Definition and experimental validation of an equivalent problem," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 6, pp. 4065-4067, 1995.10.1109/20.489863.

Martinez-Iturbe, A., Perez-Cebolla, F. J., Martín-del-Brío, B., Bernal, C., and Bono-Nuez, A., "Energy Transformations in a Self-Excited Switched Reluctance Generator," *Energies*, vol. 9, no. 5, 2016.10.3390/en9050321.

Martinez, A., Laloya, E., Vicua, J., Pérez-Cebolla, F. J., Pollan, T., Martin, B., Sanchez, B., and Llado, J., "Simulation Model of an AC Autonomous Switched Reluctance Generator." pp. 1674-1678.2007.10.1109/eurcon.2007.4400376.

Martinez, A., Oyarbide, E., Pérez-Cebolla, F. J., Laloya, E., Martin, B., Pollan, T., Vicuna, J. E., Sanchez, B., and Llado, J., "Inductance characterization of a SRM using finite element simulation data." pp. 491-495.2008a.10.1109/isie.2008.4677284.

Martinez, A., Oyarbide, E., Vicuna, J., Perez, F., Laloya, E., Martin-del-Brio, B., Pollan, T., Sanchez, B., and Llado, J., "Use of an AC self-excited switched reluctance generator as a battery charger." pp. 845-849.2008b.10.1109/EPEPEMC.2008.4635372.

Martínez, A., Pérez-Cebolla, F. J., Vicuña, J., Martín, B., Laloya, E., Pollán, T., Sánchez, B., and Lladó, J., "Switched Reluctance Motor Simulation Model based on 3D Finite Element Data." pp. 10-12.2005.

Materu, P. N., and Krishnan, R., "Steady-state analysis of the variable-speed switched-reluctance motor drive," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 4, pp. 523-529, 1989.10.1109/41.43012.

Matveev, A., "Development of Methods, Algorithms and Software for Optimal Design of Switched Reluctance Drivers," Technische Universiteit Eindhoven, 2006.

MatWeb, L., "Matweb material property database, August 2015," URL <http://www.matweb.com>. Último acceso septiembre 2022.

Mawardi, O. B., "On the concept of coenergy," vol. 264, no. 4, pp. 313-332, 1957.

McLyman, C. M. T., *Transformer and Inductor Design Handbook*, Fourth ed.: CRC Press, 2011.978-1-4398-3687-3.

Meeker, D., "Finite element method magnetics, User's Manual," 2010, p. 158.2010.

Mendez, S., Martínez, A., Millan, W., Montano, C. E., and Perez-Cebolla, F., "Design, characterization, and validation of a 1-kW AC self-excited switched reluctance generator," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 2, pp. 846-855, 2014.

Méndez, S., Martínez, A., Millán, W., Montaña, C. E., and Pérez-Cebolla, F., "Design, Characterization, and Validation of a 1-kW AC Self-Excited Switched Reluctance Generator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, pp. 846-855, 2014.10.1109/TIE.2013.2254098.

Mendez, S., Martínez, A., Montano, C. E., Millan, W., Oyarbide, E., and Pérez-Cebolla, F. J., "Control of a 1 kW switched reluctance generator using triac." pp. 304-309.2012.10.1109/iecon.2012.6388629.

Mese, E., and Torrey, D. A., "An approach for sensorless position estimation for switched reluctance motors using artificial neural networks," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 66-75, 2002.10.1109/63.988671.

Micrometals. "Catálogo On-line," URL <http://www.micrometal.com>. Último acceso septiembre 2022.

Miller, T. J. E., *Switched Reluctance Motors and Their Control*: Magna Physics, 1993.9781881855026.

Miller, T. J. E., Glinka, M., McGilp, M., Cossar, C., Gallegos-Lopez, G., Ionel, D., and Olaru, M., "Ultra-fast model of the switched reluctance motor." pp. 319-326 vol.1.1998.10.1109/ias.1998.732313.

Miller, T. J. E., and McGilp, M., "Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design," *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, vol. 137, no. 6, pp. 337-347, 1990.10.1049/ip-b.1990.0042.

Mir, S., Husain, I., and Elbuluk, M. E., "Switched reluctance motor modeling with on-line parameter identification," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 4, pp. 776-783, 1998.10.1109/28.703972.

Moriasi, D., Arnold, J., Van Liew, M., Bingner, R., Harmel, R., and Veith, T., "Model evaluation guidelines for systematic quantification of accuracy in watershed simulations," *Trans. Asabe*, vol. 50, no. 3, pp. 885-900, 2007.

Muhlethaler, J., Kolar, J. W., and Ecklebe, A., "A novel approach for 3d air gap reluctance calculations." pp. 446-452.2011.10.1109/icpe.2011.5944575

Murthy, S. S., Singh, B., and Sharma, V. K., "A frequency response method to estimate inductance profile of switched reluctance motor." pp. 181-187 vol.1.1997.10.1109/PEDS.1997.618691.

Nagel, N. J., and Lorenz, R. D., "Modeling of a saturated switched reluctance motor using an operating point analysis and the unsaturated torque equation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 714-722, 2000.10.1109/28.845044.

Nash, J., and Sutcliffe, J. V., "River flow forecasting through conceptual models part I—A discussion of principles," *Journal of hydrology*, vol. 10, no. 3, pp. 282-290, 1970.

Néel, L., "Relation entre la constante d'anisotropie et la loi d'approche à la saturation des ferromagnétiques," *J. phys. radium*, vol. 9, no. 6, pp. 193-199, 1948.

Parreira, B., Rafael, S., Pires, A. J., and Branco, P. J. C., "Obtaining the magnetic characteristics of an 8/6 switched reluctance machine: from FEM analysis to the experimental tests," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1635-1643, 2005a.10.1109/TIE.2005.858709.

Parreira, B., Rafael, S., Pires, A. J., and Costa Branco, P. J., "Obtaining the magnetic characteristics of an 8/6 switched reluctance machine: from FEM analysis to the experimental tests," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 6, pp. 1635-1643, 2005b.10.1109/tie.2005.858709.

Pease, R. A., "Understand capacitor soakage to optimize analog systems," *EDN*, vol. 27, no. 20, pp. 125-129, 1982.

Peng, Z., Cassani, P. A., and Williamson, S. S., "An Accurate Inductance Profile Measurement Technique for Switched Reluctance Machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 9, pp. 2972-2979, 2010.10.1109/tie.2010.2048831.

Perez-Cebolla, F. J., Martinez-Iturbe, A., Martín-Del-Brío, B., Bernal-Ruiz, C., Artal-Sevil, J. S., and Pastor-Flores, P., "Nonlinear Dynamic Equivalent Circuit of a Switched Reluctance Motor Considering Core Losses and Leakage Inductance." pp. 1222-1227.2019.10.1109/IECON.2019.8927236.

Perez-Cebolla, F. J., Martinez-Iturbe, A., Martín-del-Brío, B., Bernal, C., and Bono-Nuez, A., "Nonlinear Lumped-Circuit Model for Switched Reluctance Motors Exhibiting Core Losses," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3433-3445, 2016.10.1109/TIE.2016.2523925.

Perez-Cebolla, F. J., Martinez-Iturbe, A., Martin-del-Brio, B., Laloya, E., and Mendez, S., "Influence of non-ideal magnetic core effects on the experimental determination of the magnetic characteristics of a switched reluctance motor." pp. 1841-1846.2012a.10.1109/iecon.2012.6388921.

Perez-Cebolla, F. J., Martinez-Iturbe, A., Martin-del-Brio, B., Laloya, E., Mendez, S., and Montano, C. E., "3D FEM characterization of a switched reluctance motor from direct experimental determination of the material magnetization curve." pp. 971-976.2012b.10.1109/icit.2012.6210065.

Perez-Cebolla, F. J., Martinez-Iturbe, A., Martin-del-Brio, B., Laloya, E., Mendez, S., and Montañó, C. E., "Experimental determination of torque-current- position characteristics of a switched reluctance motor with high number of poles." pp. 658-663.2012c.10.1109/ISIE.2012.6237167.

Perez-Cebolla, F. J., Martínez, A., Martín-del-Brio, B., Laloya, E., and Mendez, S., "Influence of excitation in the experimental equivalent circuit parameters identification of a switched reluctance motor." pp. 1-6.2013.10.1109/isie.2013.6563656.

Perez-Cebolla, F. J., Martínez, A., Martín, B., Laloya, E., Montano, C. E., Mendez, S., and Vicuna, J. E., "Experimental equivalent circuit parameters identification of a switched reluctance motor." pp. 1140-1145.2009a.10.1109/iecon.2009.5414684.

Perez-Cebolla, F. J., Martínez, A., Vicuña, J., Martín, B., and Laloya, E., "Determinación experimental on-line de la característica magnética de un motor de reluctancia conmutada."2009b.

Perez-Cebolla, F. J., Martínez, A., Vicuña, J., Martín, B., and Laloya, E., "Determinación experimental on-line de la característica magnética de un motor de reluctancia conmutada," *Electrical Engineering Electronic Journal*, vol. Vol. 1, no. Núm. 1, Julio 2009, 2009c.

Pérez-Cebolla, F. J., Martínez, A., Vicuña, J., Martín, B., Laloya, E., Pollán, T., Beatriz, S., and Juan, L., "3D FEM Simulation Data Applied to ANN to Sensorless Position Estimation and Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Motor." pp. 1-5.2005a.

Pérez-Cebolla, F. J., Martínez, A., Vicuña, J., Martín, B., Laloya, E., Pollán, T., Beatriz, S., and Juan, L., "Sensorless Position Estimation and Torque Ripple Minimization for Switched Reluctance Motors Based on Artificial Neural Networks." pp. 355-359.2005b.

Qi, T., Zhongdong, W., Anderson, P. I., Jarman, P., and Moses, A. J., "Approximation and Prediction of AC Magnetization Curves for Power Transformer Core Analysis," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 5, pp. 1-8, 2015.10.1109/tmag.2014.2372672.

Radimov, N., Ben-Hail, N., and Rabinovici, R., "Simple model of switched-reluctance Machine based only on aligned and unaligned position data," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 3, pp. 1562-1572, 2004.10.1109/tmag.2004.827185.

Radimov, N., Ben-Hail, N., and Rabinovici, R., "Inductance measurements in switched reluctance machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 4, pp. 1296-1299, 2005.10.1109/tmag.2005.844835.

Radun, A., "Analytical calculation of the switched reluctance motor's unaligned inductance," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 6, pp. 4473-4481, 1999.10.1109/20.809140.

Radun, A., "Analytically computing the flux linked by a switched reluctance motor phase when the stator and rotor poles overlap," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 4, pp. 1996-2003, 2000.10.1109/20.875277.

Radun, A. V., "Design considerations for the switched reluctance motor," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 5, pp. 1079-1087, 1995.10.1109/28.464522.

Ramos, J. S., and Clarisó, R., "El Método de los Elementos Finitos en problemas electromagnéticos: planteamiento y aplicaciones," *Revista internacional de métodos numéricos para cálculo y diseño en ingeniería*, vol. 17, no. 2, 2001.

Rao, D. K., and Kuptsov, V., "Effective Use of Magnetization Data in the Design of Electric Machines With Overfluxed Regions," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 7, pp. 1-9, 2015.10.1109/tmag.2015.2397398.

Rasmussen, P. O., Andersen, G. K., Helle, L., Pedersen, J. K., and Blaabjerg, F., "Fully automatic characterization system for switched reluctance motors."1998.

Raulin, V., Radun, A., and Husain, I., "Modeling of losses in switched reluctance machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 6, pp. 1560-1569, 2004.10.1109/TIA.2004.836225.

Ray, W. F., Lawrenson, P. J., Davis, R. M., Stephenson, J. M., Fulton, N. N., and Blake, R. J., "High-Performance Switched Reluctance Brushless Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp. 722-730, 1986.10.1109/TIA.1986.4504784.

Reinert, J., Brockmeyer, A., and De Doncker, R. W. J. I. T. o. I. a., "Calculation of losses in ferro-and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation," vol. 37, no. 4, pp. 1055-1061, 2001.

Rivas, J., Zamarró, J. M., Martín, E., and Pereira, C., "Simple approximation for magnetization curves and hysteresis loops," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 4, pp. 1498-1502, 1981.10.1109/tmag.1981.1061241.

Rodríguez, M. E. M., “Errores frecuentes en la interpretación del coeficiente de determinación lineal,” *Anuario jurídico y económico escurialense*, no. 38, pp. 315-331, 2005.

Roshen, W. A., “Fringing Field Formulas and Winding Loss Due to an Air Gap,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 8, pp. 3387-3394, 2007.10.1109/tmag.2007.898908.

Saliah, H. H., Lowther, D. A., and Forghani, B., “Modeling magnetic materials using artificial neural networks,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 34, no. 5, pp. 3056-3059, 1998.10.1109/20.717715.

Sande, H. V., and Hameyer, K., “Comparison of neural network and polynomial models for the approximation of nonlinear and anisotropic ferromagnetic materials,” *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, vol. 149, no. 5, pp. 214-217, 2002.10.1049/ip-smt:20020622.

Sato, T., and Sakaki, Y., “Physical meaning of equivalent loss resistance of magnetic cores,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2894-2897, 1990.10.1109/20.104903.

Sergeant, P., Crevecoeur, G., Dupré, L., and Van den Bossche, A., “Characterization and optimization of a permanent magnet synchronous machine,” *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 28, no. 2, pp. 272-285, 2009.

Sgobba, S., “Physics and measurements of magnetic materials,” *CERN Accelerator School Magnets*, pp. 39, 2010.

Shang-Hsun, M., Dorrell, D., and Mi-Ching, T., “Fast Analytical Determination of Aligned and Unaligned Flux Linkage in Switched Reluctance Motors Based on a Magnetic Circuit Model,” *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 7, pp. 2935-2942, 2009.10.1109/tmag.2009.2016087.

Sharma, V. K., Murthy, S. S., and Singh, B., “An improved method for the determination of saturation characteristics of switched reluctance motors,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 48, no. 5, pp. 995-1000, 1999.10.1109/19.799660.

Shcherbakov, M. V., Brebels, A., Shcherbakova, N. L., Tyukov, A. P., Janovsky, T. A., and Kamaev, V. A. e., “A survey of forecast error measures,” 2013.

Shen, L., Wu, J., Yang, S., and Huang, X., "Fast Flux Linkage Measurement for Switched Reluctance Motors Excluding Rotor Clamping Devices and Position Sensors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 1, pp. 185-191, 2013.10.1109/TIM.2012.2212598.

Sheth, N. K., and Rajagopal, K. R., "Calculation of the flux-linkage characteristics of a switched reluctance motor by flux tube method," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 10, pp. 4069-4071, 2005.10.1109/tmag.2005.854865.

Shi Wei, Z., Cheung, N. C., Wai-Chuen, G., and Zhen Gang, S., "A Novel Flux Linkage Measurement Method for Linear Switched Reluctance Motors," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 10, pp. 3569-3575, 2009.10.1109/tim.2009.2018683.

Sixdenier, F., Morel, L., and Masson, J. P., "Introducing dynamic behavior of magnetic materials into a model of a switched reluctance motor drive," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 3, pp. 398-404, 2006.10.1109/TMAG.2005.862757.

Sofiane, Y., Tounzi, A., Piriou, F., and Liese, M., "Study of head winding effects in a switched reluctance machine," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, pp. 989-992, 2002.10.1109/20.996254.

Song, S., Ge, L., Ma, S., Zhang, M., and Wang, L., "Accurate Measurement and Detailed Evaluation of Static Electromagnetic Characteristics of Switched Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 3, pp. 704-714, 2015.10.1109/TIM.2014.2358132.

Srinivas, K. N., and Arumugam, R., "Analysis and characterization of switched reluctance motors: Part I _yamic, static, and frequency spectrum analyses," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 4, pp. 1306-1320, 2005.10.1109/tmag.2004.843334.

Stephenson, J. M., and Corda, J., "Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from nonlinear magnetisation data," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 126, no. 5, pp. 393-396, 1979.10.1049/piee.1979.0095.

Stiebler, M., and Ke, L., "An analytical model of switched reluctance machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1100-1107, 1999.10.1109/60.815034.

Takacs, J., "A phenomenological mathematical model of hysteresis," *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 20, no. 4, pp. 1002-1015, 2001.

Takács, J., "A phenomenological mathematical model of hysteresis," *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 20, no. 4, pp. 1002-1015, 2001.doi:10.1108/EUM0000000005771.

Tang, Y., "Characterization, numerical analysis, and design of switched reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 6, pp. 1544-1552, 1997.10.1109/28.649967.

Thomson, J. J., *Notes on recent researches in electricity and magnetism: intended as a sequel to Professor Clerk-Maxwell's Treatise on electricity and magnetism*: Clarendon Press, 1893.

Tolikas, M., "Dual-energy electromagnetic modeling, with application to variable reluctance motor analysis," Massachusetts Institute of Technology, 1995.

Tolikas, M., Lang, J. H., and Kirtley, J. L., "Algebraic dual-energy magnetic analysis with application to variable reluctance motor design," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 270-276, 1999.10.1109/60.790869.

Vajta, M., "Some remarks on Padé-approximations."2000.

Vázquez, R., Feyen, L., Feyen, J., and Refsgaard, J., "Effect of grid size on effective parameters and model performance of the MIKE - SHE code," *Hydrological processes*, vol. 16, no. 2, pp. 355-372, 2002.

Venkatachalam, K., Sullivan, C. R., Abdallah, T., and Tacca, H., "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters." pp. 36-41.2002.

Vicuña, J., Martínez, A., Pérez-Cebolla, F. J., Martín, B., Laloya, E., Pollán, T., Beatriz, S., and Juan, L., "Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Motor by Fuzzy Modelling." pp. 371-374 2005.

Vijayraghavan, P., "Design of switched reluctance motors and development of a universal controller for switched reluctance and permanent magnet brushless DC motor drives," Virginia Polytechnic Institute and State University, 2001.

Visinka, R., "Phase resistance estimation for sensorless control of switched reluctance motors." pp. 1044-1049 vol.2.2002.10.1109/iecon.2002.1185416.

Vujcic, V. P., "Modeling of a Switched Reluctance Machine Based on the Invertible Torque Function," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 9, pp. 2186-2194, 2008.10.1109/tmag.2008.2000663.

Walivadekar, V. N., Athani, V. V., and Acharya, G. N., "Equivalent circuit for switched reluctance motor." pp. 568-571 vol.5.1993.10.1109/TENCON.1993.320706.

Weller, A., and TRAWINSKI, P., "Design and control of low power switched reluctance motors." pp. 1-6.1991.

Wen, D., Zhonggang, Y., Ling, L., Jianyong, L., Yanfang, H., and Yunpeng, L., "Magnetic circuit model and finite-element analysis of a modular switched reluctance machine with e-core stators and multi-layer common rotors," *Electric Power Applications, IET*, vol. 8, no. 8, pp. 296-309, 2014.10.1049/iet-epa.2013.0366.

Widger, G. F. T., "Representation of magnetisation curves over extensive range by rational-fraction approximations," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 116, no. 1, pp. 156-160, 1969.10.1049/piee.1969.0032.

Włodarski, Z., "Analytical description of magnetization curves," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 373, no. 2, pp. 323-327, 2006. <http://dx.doi.org/10.1016/j.physb.2005.12.242>.

Włodarski, Z., "Extraction of hysteresis loops from main magnetization curves," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 308, no. 1, pp. 15-19, 2007. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jmmm.2006.04.028>.

Won-Sik, B., Min-Huei, K., Nam-Hun, K., and Dong-Hee, K., "Position sensorless control system of SRM using neural network." pp. 3471-3475 Vol.5.2004.10.1109/PESC.2004.1355088.

Zhang, J., and Radun, A. V., "A New Method to Measure the Switched Reluctance Motor's Flux," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1171-1176, 2006.10.1109/TIA.2006.880876.

Zhang, P., Cassani, P. A., and Williamson, S. S., "An Accurate Inductance Profile Measurement Technique for Switched Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 2972-2979, 2010.10.1109/TIE.2010.2048831.

Zhong, R., Wang, Y. B., and Xu, Y. Z., "Position sensorless control of switched reluctance motors based on improved neural network," *Electric Power Applications, IET*, vol. 6, no. 2, pp. 111-121, 2012.10.1049/iet-epa.2011.0092.

Zhu, J., Hui, S., and Ramsden, V. J. I. P. A., "Discrete modelling of magnetic cores including hysteresis eddy current and anomalous losses," vol. 140, no. 4, pp. 317-322, 1993.

Zhu, J. G., Hui, S. Y. R., and Ramsden, V. S., "A dynamic equivalent circuit model for solid magnetic cores for high switching frequency operations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 791-795, 1995.10.1109/63.471300.

