

Diseño de Motores Lineales Síncronos Miniaturizados para el Accionamiento de Puertas Automáticas

MEMORIA PRESENTADA PARA OPTAR AL GRADO DE
DOCTOR POR LA UNIVERSIDAD DE NAVARRA POR

Jorge Jiménez Pérez

BAJO LA SUPERVISIÓN DE

Miguel Martínez-Iturralde Maiza

E

Ibón Elósegui Simón

Donostia - San Sebastián
Abril de 2013



tecnun
Universidad
de Navarra
Escuela de Ingenieros

Agradecimientos

Durante estos cuatro años, muchas han sido las personas que me han ayudado en el desarrollo de este proyecto y a todos ellos me gustaría dedicarles unas palabras.

En primer lugar, a la Universidad de Navarra y al CEIT, por confiar en mí durante estos cuatro años para realizar esta tesis y este proyecto, y poner a mi disposición todos los medios personales y materiales para poder llevarlos a buen puerto. Igualmente, a la Asociación de Amigos de la Universidad de Navarra por la beca recibida durante los primeros años de esta investigación.

En segundo lugar, me gustaría agradecer especialmente a mi director, Miguel Martínez-Iturralde, tanto por la oportunidad que me dio de hacer esta tesis, como por su guía durante todo este tiempo. Sin su experto consejo, no habría sido posible llevar hasta el final el proyecto.

También me gustaría agradecer a Ibón Elósegui, que al principio aguantó mis innumerables dudas y preguntas, y al final del todo, colaboró estoicamente en la corrección de este documento. Y siempre con una sonrisa y dispuesto a echar una mano.

El desarrollo del proyecto, no habría sido posible sin la colaboración y consejo de Ana Escalada, Antonio González, Ritxar Aizpurua, Gaizka Almandoz y Javi Poza.

Un especial agradecimiento se merece José Ángel Malumbres, que es el que más ha sufrido mis constantes peticiones de ayuda con los prototipos y con la programación. Gran parte de esta tesis no se habría finalizado sin su ayuda, y sin su paciencia conmigo.

Y sin olvidarme de el resto de compañeros del departamento, empezando por José Macayo, siempre dispuesto a echar una mano en los diseños y con los prototipos, cuyo desarrollo, sin su experiencia de tantos años trabajando con motores, no habría sido posible sacar adelante. Y Borja, Imanol, Iker y Gurutz, que siempre que os lo he pedido me habéis ayudado en todo.

No querría olvidarme del resto de compañeros del laboratorio, Ander, Dani, Ignacio, Javi, Fernando, Federico, y como no, Joseba. Y también, de los compañeros del café. Sin todos vosotros, estos cuatro años se habrían hecho muy largos.

Mención especial merecen mis compañeros de piso durante estos años, Adrián, Javi y Juan Pablo, que a pesar de los dolores de cabeza mutuos que nos hemos provocado, siempre habéis estado ahí para lo que he necesitado.

Desde un punto de vista más personal, no debo olvidarme de mucha gente con la que siempre he podido contar. Primero, Rodrigo, Scholes, Nuño, Isma, Fran, Asun y Modes, aunque a distancia, pero las reuniones periódicas y mis visitas siempre han sido de los momentos más esperados. También, como no, David e Isabel. Y Joseba, sin palabras. Y por último, a Mikel, Andoni, Iker y Marti, no solo me mantenéis en forma.

Y para finalizar, no puedo olvidarme de mi familia, de mis padres y mi hermano, que han sido un apoyo constante durante tanto tiempo. Y mis abuelos, siempre interesados en mi tesis.

Seguramente me deje a mucha gente que se merecería alguna línea en estos agradecimientos, pero para no eternizarnos:

¡Muchas gracias a todos!

Resumen

En la actualidad, con el aumento de las exigencias de eficiencia y de excelencia en los productos y procesos, la utilización de la tecnología de los motores lineales está en auge, sustituyendo accionamientos basados en motores rotativos con mecanismos más o menos complejos que transforman el giro del motor en movimiento lineal. Con esto se obtiene una mejora en las prestaciones y sobre todo en la fiabilidad, al haber menos partes intermedias susceptibles de tener una avería.

De entre los diferentes tipos de motores lineales que existen, los de imanes permanentes son los más demandados, gracias a las altas prestaciones que ofrecen.

Debido a las características especiales de los motores lineales, sus aplicaciones son muy específicas. Para que un motor lineal funcione de manera óptima en una aplicación, ha de ser diseñado específicamente para la misma. La utilización de motores lineales comerciales, que tienen precios bastante competitivos, no resultará la solución más adecuada, debido a que estos no cumplirán perfectamente con las especificaciones requeridas, pues normalmente estarán sobredimensionados.

Una aplicación donde su uso es muy adecuado es en el accionamiento de puertas automáticas. Actualmente éstas se accionan mediante mecanismos basados en motores rotativos, siendo éstos los principales causantes de averías. Por este motivo, en esta tesis doctoral se ha buscado realizar una sustitución del motor rotativo y sus mecanismos asociados por un motor lineal y tracción directa, con el fin de evitar las piezas intermedias.

Con este objetivo, se ha desarrollado una metodología de diseño de motores lineales síncronos miniaturizados para su integración en puertas automáticas. Para esto ha sido necesario el establecimiento de unos pasos de diseño que permitan dimensionar y calcular motores de una manera rápida y eficaz, teniendo en cuenta los exigentes requisitos de la aplicación, como son las reducidas dimensiones o la temperatura máxima de funcionamiento.

La metodología de diseño de motores lineales síncronos está dividida en dos partes fundamentales: el estudio electromagnético y el estudio térmico. A partir del resultado de estos estudios, se establece la metodología de dimensionamiento y cálculo que, a partir de unos parámetros básicos, nos permite obtener la geometría y todos los parámetros de funcionamiento del motor.

El desarrollo del estudio magnético mediante circuitos de reluctancias equivalentes se realiza para motores de tres tipos de secundarios, como son el de imanes superficiales, de imanes embebido y de imanes en Halbach, así como con dos tipos de devanados, como son el devanado distribuido de paso entero y el devanado concentrado de doble capa.

La razón de desarrollar estos tres tipos de secundarios es porque son los que ofrecen una densidad de fuerza mayor, clave para conseguir una miniaturización significativa.

En cuanto al estudio térmico de los motores se realiza mediante un sistema de resistencias térmicas equivalentes (Lumped-Parameter Thermal Model). Este método de resolución basado está en la representación térmica de elementos básicos del motor, que son los dientes y las bobinas. Gracias a la sencillez de parametrización, es posible analizar térmicamente cualquier motor lineal, independientemente del número de dientes, polos o topología.

Utilizando los circuitos magnéticos y térmicos, se presenta un método de dimensionamiento y cálculo de motores lineales que permite su diseño a partir de unos parámetros básicos, tales como la fuerza nominal, la velocidad y las restricciones geométricas asociadas a la puerta. Este método permite, en unos pocos minutos, la obtención de geometrías completas que cumplan con las especificaciones requeridas.

Finalmente, se aplica la metodología desarrollada en el proceso de diseño y optimización de un prototipo de motor lineal síncrono miniaturizado para su aplicación en unas puertas automáticas. Se explican la influencia de las diferentes variables y su elección.

La validez del método presentado queda demostrada con los resultados del prototipo diseñado, que tras haber sido validado con elementos finitos y ensayado en una puerta automática, ofrece los resultados previstos.

Índice

| | |
|---|-------------|
| Agradecimientos | I |
| Resumen | III |
| Índice | V |
| Lista de Figuras | XI |
| Lista de Tablas | XVII |
| 1. Introducción | 1 |
| 1.1. Antecedentes | 1 |
| 1.2. Marco de Actuación | 3 |
| 1.3. Objetivos de la Tesis | 3 |
| 1.4. Estructura del Documento | 4 |
| 2. Estado del Arte | 7 |
| 2.1. Accionamiento de las Puertas de Ascensor | 7 |
| 2.1.1. El Operador de la Puerta de Cabina | 8 |
| 2.1.2. El Operador de la Puerta de Piso | 10 |
| 2.1.3. Patentes Relativas a la Utilización de Motores Lineales en las Puertas de Ascensor | 11 |
| 2.1.3.1. Patentes sobre Motores Lineales de Inducción | 11 |
| 2.1.3.2. Patentes sobre Motores Lineales Síncronos | 17 |
| 2.2. El Motor Lineal Síncrono | 20 |
| 2.2.1. Topologías de Motores Lineales Síncronos | 21 |
| 2.2.1.1. Motores Planos, Tubulares o de Flujo Transversal | 22 |
| 2.2.1.2. Construcción del Primario del Motor | 25 |
| 2.2.2. Modos de Excitación de la Máquina Síncrona | 27 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 2.2.2.1. | Motores de Imanes Permanentes | 27 |
| 2.2.2.2. | Motores de Rotor Bobinado | 30 |
| 2.2.2.3. | Motores Lineales de Reluctancia Variable . | 31 |
| 2.2.2.4. | Otras Excitaciones | 31 |
| 2.2.3. | Comparación de Motores Comerciales de Uso General | 32 |
| 2.2.3.1. | Motor Coreless Plano Doble | 32 |
| 2.2.3.2. | Motor Plano de Secundario Simple | 33 |
| 2.2.3.3. | Motor Plano de Secundario Doble (iron-cored) | 34 |
| 2.2.3.4. | Motor Lineal Tubular | 34 |
| 2.2.3.5. | Tabla de Características de los Motores Co- merciales | 34 |
| 2.2.4. | Estudio Sobre el Diseño y Tipos de Devanados . . . | 36 |
| 2.2.4.1. | Devanado Distribuido | 37 |
| 2.2.4.2. | Devanado Concentrado | 39 |
| 2.2.4.3. | Factor de Devanado | 40 |
| 2.2.4.4. | Inductancias | 41 |
| 2.2.4.5. | Criterios de Selección | 42 |
| 2.3. | Diseño Analítico de Motores Lineales Síncronos | 42 |
| 2.3.1. | Diseño Analítico Electromagnético | 43 |
| 2.3.2. | Diseño Analítico Térmico | 44 |
| 2.3.2.1. | Transferencia de Calor | 45 |
| 2.3.2.2. | Transferencia de Calor en los Motores Eléc- tricos | 47 |
| 2.4. | Conclusiones | 53 |
| 3. | Estudio de los Circuitos Magnéticos Para el Diseño de Mo- tores Lineales Síncronos | 55 |
| 3.1. | Motor Lineal Síncrono de Imanes Superficiales | 57 |
| 3.2. | Motor Lineal Síncrono de Imanes Embebidos | 62 |
| 3.3. | Motor Lineal con Imanes en Halbach | 67 |
| 3.4. | Caracterización de la Reluctancia de Final de Máquina . . . | 71 |
| 3.5. | Utilización del Circuito Magnético Para el Diseño de Motores Lineales Síncronos | 73 |
| 3.5.1. | Construcción de las Matrices y Obtención del Flujo . | 74 |
| 3.5.2. | Proceso de Resolución | 75 |
| 3.5.2.1. | Obtención de las Inducciones Magnéticas . | 77 |
| 3.5.2.2. | Cálculo de las Intensidades de Campo Mag- nético | 78 |
| 3.5.2.3. | Cálculo de las Fuerzas Magnetomotrices de cada Parte del Motor | 78 |

| | | |
|-----------|--|-----------|
| 3.5.2.4. | Cálculo de las Reluctancias | 80 |
| 3.6. | Diseño de Motores con Devanado Concentrado | 80 |
| 3.7. | Validación de los Circuitos Magnéticos | 83 |
| 3.7.1. | Validación de un Motor Lineal Síncrono con Imanes Superficiales | 85 |
| 3.7.2. | Validación de un Motor Lineal Síncrono con Imanes Embebidos | 88 |
| 3.7.3. | Validación de un Motor Lineal Síncrono con Imanes en Halbach | 90 |
| 3.7.4. | Validación de un Motor Lineal Síncrono con Devanado Concentrado | 92 |
| 3.8. | Conclusiones | 94 |
| 4. | Estudio del Circuito Térmico Para el Diseño de Motores Lineales | 97 |
| 4.1. | Modelo Térmico Para el Diseño de Motores Lineales | 98 |
| 4.1.1. | Elemento de los Dientes Centrales | 99 |
| 4.1.2. | Elemento de los Dientes de los Extremos | 102 |
| 4.1.3. | Elementos de la Bobina | 104 |
| 4.1.4. | Modelo Completo en Régimen Permanente | 107 |
| 4.1.4.1. | Unión Entre los Dientes | 107 |
| 4.1.4.2. | Unión Entre Cabezas de Bobina | 108 |
| 4.1.4.3. | Unión de una Bobina con los Dientes | 108 |
| 4.1.4.4. | Uniones de los Elementos con el Entorno | 111 |
| 4.1.5. | Modelo en Régimen Transitorio: Capacidades Térmicas | 115 |
| 4.1.5.1. | Capacidades Térmicas en los Dientes Centrales | 115 |
| 4.1.5.2. | Capacidades Térmicas en el Diente Lateral | 117 |
| 4.1.5.3. | Capacidades Térmicas en las Bobinas | 117 |
| 4.1.6. | Corrección en la Conductividad Térmica en la Dirección Transversal | 118 |
| 4.1.7. | Cálculo de los Coeficientes de Convección | 119 |
| 4.2. | Resolución del modelo térmico de motores lineales | 122 |
| 4.3. | Validación del Estudio Analítico | 124 |
| 4.3.1. | Descripción del Prototipo y los Experimentos | 124 |
| 4.3.2. | Comportamiento del Secundario del Motor | 126 |
| 4.3.3. | Simulación con CFD | 127 |
| 4.3.4. | Resultados | 127 |
| 4.4. | Conclusiones | 131 |

| | |
|--|------------|
| 5. Metodología de Diseño | 133 |
| 5.1. Etapa de Dimensionamiento | 133 |
| 5.1.1. Datos Iniciales | 136 |
| 5.1.1.1. Datos Constantes | 136 |
| 5.1.1.2. Variables Iniciales | 136 |
| 5.1.1.3. Especificaciones de Diseño del Motor | 138 |
| 5.1.2. Proceso de Dimensionamiento | 138 |
| 5.1.2.1. Establecimiento de la Tensión Inducida en Vacío | 138 |
| 5.1.2.2. Dimensionamiento de la Superficie Activa del Primario | 139 |
| 5.1.2.3. Diseño del Devanado | 140 |
| 5.1.2.4. Cálculo de las Dimensiones de las Ranuras del Motor | 142 |
| 5.1.2.5. Cálculo de la Longitud de los Imanes | 145 |
| 5.1.2.6. Cálculo de la Altura de los Yugos | 146 |
| 5.1.2.7. Cálculo del Factor de Carter | 147 |
| 5.1.2.8. Dimensionamiento de la Altura del Imán | 147 |
| 5.1.2.9. Correcciones en los Dientes y los Yugos | 148 |
| 5.2. Etapa de Cálculo | 148 |
| 5.2.1. Cálculo de las Variables Geométricas | 148 |
| 5.2.2. Cálculo de las Variables del Devanado | 151 |
| 5.2.3. Cálculo de Variables Electromagnéticas | 152 |
| 5.2.4. Cálculo de Variables de Funcionamiento | 153 |
| 5.2.5. Cálculo de las Inductancias | 156 |
| 5.2.5.1. Cálculo de las Reactancias de Devanado | 157 |
| 5.2.5.2. Cálculo de las Reactancias de Dispersión | 159 |
| 5.3. Conclusiones | 159 |
| 6. Consideraciones de Diseño de un Motor Lineal Síncrono de Reducidas Dimensiones | 161 |
| 6.1. Especificaciones y Restricciones de Diseño | 162 |
| 6.1.1. Definición de la Velocidad | 162 |
| 6.1.2. Definición de la Fuerza | 163 |
| 6.1.3. Restricciones de Diseño | 164 |
| 6.2. Influencia de las Variables de Diseño | 165 |
| 6.2.1. Influencia del Paso Polar | 165 |
| 6.2.2. Elección de la Anchura del Motor, Número de Pares de Polos y de Ranuras | 168 |
| 6.2.3. Elección del Tipo de Secundario | 172 |

| | | |
|-----------|---|------------|
| 6.2.4. | Diseño de la Cabeza de Diente | 174 |
| 6.2.5. | Altura del Entrehierro y Altura de Imanes | 175 |
| 6.2.6. | Elección de los Materiales | 176 |
| 6.2.7. | Elección de las Variables de Devanado | 178 |
| 6.3. | Optimización de las Ranuras y los Dientes de los Extremos | 179 |
| 6.4. | Prototipo Resultante del Proceso de Diseño | 185 |
| 6.5. | Conclusiones | 190 |
| 7. | Resultados Experimentales del Prototipo Diseñado | 191 |
| 7.1. | Validación Mediante Elementos Finitos Electromagnéticos | 191 |
| 7.1.1. | Validación de las Inducciones en el Motor | 191 |
| 7.1.2. | Validación de la Tensión Inducida en Vacío | 192 |
| 7.1.3. | Validación del Funcionamiento del Motor en Carga | 194 |
| 7.2. | Ensayos Realizados con el Prototipo | 195 |
| 7.2.1. | Resultados de los Ensayos | 195 |
| 7.2.2. | Comparación con el Estudio Analítico en Condiciones Teóricas | 201 |
| 7.2.3. | Comparación con el Estudio Analítico en Condiciones Reales | 203 |
| 7.3. | Conclusiones | 205 |
| 8. | Conclusiones y Líneas Futuras de Investigación | 207 |
| 8.1. | Conclusiones Sobre la Investigación | 207 |
| 8.1.1. | Con Respecto a las Diferentes Topologías de Motores Lineales y Sobre los Métodos de Diseño Existentes | 207 |
| 8.1.2. | Con Respecto a los Estudios Analíticos de Motores Lineales Síncronos | 209 |
| 8.1.3. | Respecto al Diseño y Ensayos del Prototipo | 211 |
| 8.1.4. | Conclusiones Globales | 212 |
| 8.2. | Futuras Líneas de Investigación | 213 |
| | Bibliografía | 215 |
| | Glosario | 223 |
| A. | Geometría del Motor Lineal Síncrono | 239 |
| A.1. | Dimensiones del Primario del Motor | 239 |
| A.2. | Dimensiones del Secundario de Imanes Superficiales | 240 |
| A.3. | Dimensiones del Secundario de Imanes Embebidos | 240 |
| A.4. | Dimensiones del Secundario de Imanes en Halbach | 241 |

| | |
|--|------------|
| B. Dimensionamiento de la Superficie Activa del Motor | 243 |
| C. Descripción de la Bancada de Ensayos | 245 |
| C.1. Montaje del Secundario del Prototipo | 245 |
| C.2. Montaje del Primario del Prototipo | 246 |
| D. Publicaciones | 249 |

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| 1.1. Sistema MMS, con varias cabinas en el hueco [1] | 2 |
| 2.1. Operador de la puerta de cabina basado en un motor rotativo. | 8 |
| 2.2. Operador de la puerta de piso. | 10 |
| 2.3. Motor descrito por Barret en la patente EP 0 614 844 A2. [2] | 11 |
| 2.4. Motor descrito por Jaminet en la patente EP 0 676 358 A2. [3] | 12 |
| 2.5. Motor descrito por Barret en la patente EP 0 751 089 A2. [4] | 14 |
| 2.6. Motor descrito por Zbigniew en la patente US 5,736,693. [5] | 14 |
| 2.7. Motor descrito por Kulak en la patente EP 0 841 286 A1. [6] | 15 |
| 2.8. Motor descrito por Kowalczyk en la patente US 5,949,036. [8] | 16 |
| 2.9. Motor descrito por Yamamoto en la patente US 6,675,938 B2. [9] | 17 |
| 2.10. Motor descrito por Grundmann en la patente EP 1 301 981 B1. [10] | 18 |
| 2.11. Motor descrito por Morris en la patente US 7,202,615 B2. [11] | 19 |
| 2.12. Sección transversal de un motor rotativo síncrono. | 20 |
| 2.13. Motor lineal síncrono obtenido del desarrollo del motor rota- tivo. | 21 |
| 2.14. Motor lineal plano. | 22 |
| 2.15. Motor lineal plano con secundario doble (U-channel). | 23 |
| 2.16. Motor lineal tubular. | 23 |
| 2.17. Topología del motor tubular de Liu [13]. 1-Soporte del de- vanado; 2-Devanados; 3-Camisa del secundario; 4-Polos de material ferromagnético; 5- Imanes. | 24 |
| 2.18. Motor lineal de flujo transversal [12]. | 25 |
| 2.19. Motor lineal plano sin ranurar (slotless). | 26 |
| 2.20. Motor lineal plano ironless con secundario doble. | 26 |
| 2.21. Motor lineal de imanes superficiales. 1-Imán; 2-Yugo del se- cundario. | 27 |

| | |
|--|----|
| 2.22. Motor lineal de imanes embebidos. 1-Imán; 2-Prismas ferromagnéticos. | 28 |
| 2.23. Motor lineal de imanes en Halbach. 1-Imanes; 2-Primario. | 28 |
| 2.24. Secundario con imanes inclinados. | 29 |
| 2.25. Motor lineal de rotor bobinado. 1-Polo saliente; 2-Bobinado de excitación DC; 3-Yugo ferromagnético. | 30 |
| 2.26. Motor lineal de reluctancia variable. El primero es con barreras de flujo, y el segundo de laminación de acero [16]. | 31 |
| 2.27. Motor híbrido lineal paso a paso [16]. 1-Primario; 2-Secundario; 3-Imanes. | 32 |
| 2.28. SGLGW 40A365B. Motor sin núcleo. [19] | 33 |
| 2.29. SGLFW 35A230A. Motor lineal plano. [19] | 33 |
| 2.30. SGLTW 20A170A. Motor lineal en forma de T con secundario doble. [19] | 34 |
| 2.31. XTB3804. Motor lineal síncrono tubular. [20] | 35 |
| 2.32. Devanado distribuido de paso entero. | 37 |
| 2.33. Distribución de fuerza magnetomotriz en el entrehierro para devanados distribuidos de paso entero con $q = 1$. [25] | 38 |
| 2.34. Distribución de fuerza magnetomotriz en el entrehierro para devanados distribuidos de paso entero con $q = 2$. [25] | 39 |
| 2.35. Devanado concentrado de una sola capa. | 39 |
| 2.36. Devanado concentrado de doble capa. | 40 |
| 2.37. Efectos de la temperatura en el campo magnético generado por los imanes de NdFeB [60] | 50 |
| 3.1. Líneas de flujo en una sección de motor rotativo síncrono | 56 |
| 3.2. Líneas de flujo en un motor lineal | 56 |
| 3.3. Circuito magnético de SMPMLM completo. | 58 |
| 3.4. Esquema de motor lineal síncrono de imanes superficiales representado por el circuito de la figura 3.3. | 59 |
| 3.5. Circuito magnético de SMPMLM simplificado a la mitad. | 60 |
| 3.6. Circuito magnético de SMPMLM con agrupación de fuentes. | 61 |
| 3.7. Circuito magnético de SMPMLM simplificado totalmente. | 62 |
| 3.8. Flujo disperso inferior en EPMLM | 63 |
| 3.9. Circuito magnético de EPMLM completo. | 64 |
| 3.10. Esquema del EPMLM representado en el circuito magnético de la figura 3.9. | 65 |
| 3.11. Circuito magnético de EPMLM simplificado totalmente. | 66 |
| 3.12. Circuito magnético de HPMLM completo. | 68 |

| | |
|---|-----|
| 3.13. Esquema del HPMLM representado en el circuito magnético de la figura 3.12. | 69 |
| 3.14. Flujo disperso inferior en HPMLM. | 70 |
| 3.15. Circuito magnético de HPMLM simplificado totalmente. . . | 71 |
| 3.16. Flujo presente en los extremos del motor. | 72 |
| 3.17. Modelo de la reluctancia del final de máquina, según la figura 3.16. | 72 |
| 3.18. Flujos de malla en el circuito magnético simplificado. | 74 |
| 3.19. Proceso de resolución del circuito magnético. | 76 |
| 3.20. Proceso de obtención de la intensidad de campo magnético para la chapa magnética M-600 50A. | 79 |
| 3.21. Flujos para devanado distribuido. Se mantienen siempre dos dientes por polo. | 81 |
| 3.22. Distribución de flujo en los dientes con devanado concentrado. | 82 |
| 3.23. Diagrama del motor de imanes superficiales | 85 |
| 3.24. Inducción en el entrehierro para un motor de imanes superficiales. | 86 |
| 3.25. Inducciones en los dientes del motor de imanes superficiales: Rojo: Central - Azul: Segundo - Verde: Extremo. | 87 |
| 3.26. Inducciones en los yugos: Rojo: Central - Azul: Segundo - Verde: Extremo. | 88 |
| 3.27. Inducciones en el motor de imanes embebidos. | 89 |
| 3.28. Inducción en el entrehierro para un motor de imanes embebidos. | 90 |
| 3.29. Inducciones en el motor de imanes en Halbach. | 91 |
| 3.30. Inducciones en el entrehierro para el motor de imanes en Halbach. | 91 |
| 3.31. Inducciones en el en el entrehierro para un motor de devanado concentrado. | 93 |
| 3.32. Inducciones en el en los dientes para un motor de devanado concentrado. | 93 |
| 3.33. Inducciones en el motor de devanado concentrado. | 94 |
| 4.1. Elemento del diente central. | 99 |
| 4.2. Elementos de los extremos izquierdo y derecho. | 103 |
| 4.3. Circuito térmico de un cuarto de bobina. | 105 |
| 4.4. Unión entre los dientes. | 107 |
| 4.5. Unión entre cabezas de bobina. | 108 |
| 4.6. Disposición de devanado concentrado. | 109 |
| 4.7. Resistencias térmicas de unión de la bobina con los elementos de la ranura, en verde. | 110 |

| | |
|--|-----|
| 4.8. Resistencias térmicas de unión de la cabeza de bobina con los dientes, en verde. | 112 |
| 4.9. División de volúmenes para el cálculo de las capacidades térmicas. | 116 |
| 4.10. Variación de la conductividad térmica transversal con el número de chapas apiladas. | 119 |
| 4.11. Diagrama de flujo del proceso de resolución del circuito térmico en régimen permanente. | 123 |
| 4.12. Ciclos de posición en los ensayos llevados a cabo. | 125 |
| 4.13. Prototipo para la validación del circuito térmico, con los 5 puntos de toma de temperaturas. | 126 |
| 4.14. Evolución de la temperatura en los ensayos | 126 |
| 4.15. Distribución de temperaturas en los ensayos para la validación del circuito térmico | 128 |
| 4.16. Evolución de temperatura en la sonda situada en la cabeza de la primera bobina para los dos ensayos | 129 |
| 4.17. Evolución de temperatura en la sonda situada en la cabeza de la segunda bobina para los dos ensayos | 129 |
| 4.18. Evolución de temperatura en la sonda situada entre la tercera y la cuarta bobina para los dos ensayos | 130 |
| 4.19. Evolución de temperatura en la sonda situada en la cabeza de la sexta bobina para los dos ensayos | 130 |
| 5.1. Proceso de diseño de los motores lineales síncronos. | 134 |
| 5.2. Proceso de dimensionamiento. | 135 |
| 5.3. Elección de los pares de polos. | 140 |
| 5.4. Elección del número de ranuras para un motor de 4 pares de polos. | 142 |
| 5.5. Proceso de dimensionamiento de los imanes. | 147 |
| 5.6. Diagrama de flujo del proceso de cálculo. | 149 |
| 5.7. Circuito eléctrico monofásico equivalente [1] | 153 |
| 5.8. Caminos de flujo para el motor de imanes embebidos. | 158 |
| 6.1. Ciclo de velocidad para la apertura y cierre de la puerta del ascensor. | 163 |
| 6.2. Ciclo de fuerza para la apertura y cierre de la puerta del ascensor. | 164 |
| 6.3. Variación del flujo magnético frente al paso polar. | 166 |
| 6.4. Variación de los yugos y los dientes frente al paso polar: Rojo-Yugo del primario; Azul-Yugo del secundario; Verde-Dientes. | 167 |

| | |
|---|-----|
| 6.5. Variación del factor de dispersión de flujo con el paso polar. | 167 |
| 6.6. Variación de la altura con el paso polar. | 168 |
| 6.7. Variación del paso polar con los pares de polos. | 169 |
| 6.8. Posibilidades de ranuras para un motor de 7 pares de polos. | 170 |
| 6.9. Problemas en el secundario con imanes embebidos. | 173 |
| 6.10. Problemas en el secundario con imanes en Halbach. | 173 |
| 6.11. Variación del factor de dispersión frente a la apertura de ranura. | 174 |
| 6.12. Variación de la inducción en el entrehierro frente a la apertura de ranura. | 175 |
| 6.13. Simulación de la deformación del secundario sometido a la fuerza magnética de atracción con el primario. | 176 |
| 6.14. Curvas B-H de los materiales elegidos: Azul-M400 50A; Rojo- DX51D+Z275. | 177 |
| 6.15. Variación de las pérdidas en el cobre con el número de con- ductores. | 178 |
| 6.16. Variación de las pérdidas en el cobre con el diámetro del conductor. | 179 |
| 6.17. Amplitud de la fuerza proporcionada por el motor tal cual se ha obtenido del proceso de diseño. | 180 |
| 6.18. Parámetros para el estudio de la reducción del cogging. | 181 |
| 6.19. Resultados de fuerza con la variación de la anchura del diente final, λ_1 | 181 |
| 6.20. Fuerza proporcionada con λ_1 de valor 1,5mm. | 182 |
| 6.21. Resultados de fuerza con la variación de λ_1 con una resolución pequeña. | 182 |
| 6.22. Fuerza de cogging con λ_1 de valor 1,2mm. | 183 |
| 6.23. Resultados de fuerza de cogging con la variación de λ_2 | 184 |
| 6.24. Fuerza de cogging con λ_1 de valor 1,2mm, λ_2 de valor 1mm y λ_3 de valor 2mm. | 184 |
| 6.25. Fuerza del motor con el diseño final de ranura. | 185 |
| 6.26. Ranura resultante del proceso de reducción de cogging. | 185 |
| 6.27. Prototipo de motor diseñado para su aplicación en la puerta del ascensor. | 189 |
| 7.1. Inducciones globales en el prototipo. | 192 |
| 7.2. Tensión inducida en vacío a 0,2m/s obtenida en la simulación. | 193 |
| 7.3. Fuerza proporcionada por el prototipo en condiciones nomi- nales. | 194 |
| 7.4. Armónicos de la fuerza proporcionada por el prototipo. | 195 |

| | |
|--|-----|
| 7.5. Ciclo de velocidad del motor. Rojo: Velocidad de referencia; Azul: Velocidad medida. | 196 |
| 7.6. Medidas de tensión durante un ciclo tomadas en el ensayo en las tres fases del motor. | 197 |
| 7.7. Medidas de corriente durante un ciclo tomadas en el ensayo en las tres fases del motor. | 197 |
| 7.8. Medidas de potencia durante un ciclo tomadas en el ensayo. | 198 |
| 7.9. Pérdidas en el cobre durante el ensayo. | 199 |
| 7.10. Potencia mecánica entregada por el motor durante el ensayo. | 199 |
| 7.11. Medidas del ensayo de calentamiento durante el ensayo. . . | 200 |
| 7.12. Medidas de temperatura tomadas durante el enfriamiento del motor. | 200 |
| 7.13. Evolución de las temperaturas en las cabezas de bobina en los ensayos (línea continua), y en el estudio analítico (línea discontinua). | 204 |
| 7.14. Distribución de temperaturas en el motor obtenidas con el estudio analítico. | 204 |
| | |
| A.1. Dimensiones del primario del motor lineal. | 239 |
| A.2. Dimensiones del secundario de imanes superficiales. | 240 |
| A.3. Dimensiones del secundario de imanes embebidos. | 240 |
| A.4. Dimensiones del secundario de imanes en Halbach. | 241 |
| | |
| C.1. Montaje del secundario del motor. | 245 |
| C.2. Primario del motor con el suplemento y la tapa superior. . . | 246 |
| C.3. Montaje del primario del motor en la puerta. | 247 |

Lista de Tablas

| | | |
|-------|---|-----|
| 2.1. | Características de los motores comerciales. | 36 |
| 2.2. | Tabla de las clases de aislamiento del bobinado [42, 57] . . . | 49 |
| 2.3. | Tabla de las clases térmicas de los imanes de NdFeB [62] . . | 49 |
| 3.1. | Especificaciones de los motores a utilizar en la validación. . | 83 |
| 3.2. | Dimensiones de los motores lineales empleados en la validación. | 84 |
| 3.3. | Flujo en el entrehierro en el motor de imanes superficiales. . | 86 |
| 3.4. | Inducción en el entrehierro para el motor de imanes superficiales. | 87 |
| 3.5. | Inducciones en los dientes del motor de imanes superficiales. | 88 |
| 3.6. | Inducciones en los yugos del motor de imanes superficiales. . | 89 |
| 3.7. | Flujo en el entrehierro en el motor de imanes embebidos. . . | 89 |
| 3.8. | Inducción en el entrehierro para el motor de imanes embebidos | 90 |
| 3.9. | Flujo en el entrehierro con secundario en Halbach. | 90 |
| 3.10. | Inducción en el entrehierro para el motor de imanes en Halbach. | 91 |
| 3.11. | Flujo en el entrehierro con devanado concentrado | 92 |
| 3.12. | Inducciones en el motor con devanado concentrado. | 94 |
| 4.1. | Tabla de las correlaciones para el cálculo de los coeficientes de convección [54, 70, 71]. | 121 |
| 4.2. | Características del prototipo utilizado para la validación del circuito térmico. | 124 |
| 4.3. | Condiciones térmicas de los experimentos. | 125 |
| 6.1. | Tabla de las posibilidades de elección de los números de pares de polos y de ranuras para devanado concentrado. | 171 |
| 6.2. | Tabla de las características dimensionales del primario del motor. | 186 |
| 6.3. | Tabla de las características dimensionales del secundario del motor. | 187 |

| | |
|--|-----|
| 6.4. Tabla de las características del devanado. | 187 |
| 6.5. Tabla de las características funcionales del motor. | 188 |
| 7.1. Inducciones en el prototipo obtenidas en la simulación. | 193 |
| 7.2. Flujo en el entrehierro en el prototipo. | 193 |
| 7.3. Comparación de la tensión inducida en vacío. | 194 |
| 7.4. Resultados globales del ensayo. | 201 |
| 7.5. Resultados previstos en el ensayo. | 202 |
| 7.6. Comparación entre los ensayos y el estudio analítico. | 203 |

CAPÍTULO 1

Introducción

1.1. ANTECEDENTES

Hoy en día, la gran competitividad existente en los sectores industriales hace necesaria la búsqueda de la excelencia en los productos y procesos, impulsando a una labor de optimización y desarrollo constante.

La introducción de la tecnología de motores eléctricos lineales en las aplicaciones en las que se da un movimiento de traslación, evita el uso de sistemas mecánicos para la transformación del movimiento rotativo en movimiento lineal. Como consecuencia de esta eliminación, se obtienen unas mejoras las prestaciones dinámicas, reduciendo el ruido y sobre todo, incrementando la fiabilidad, al haber menos partes susceptibles de sufrir una avería.

Aunque los motores lineales se conocen desde hace bastante tiempo, hasta fechas recientes no comienzan a tener un auge en su desarrollo y utilización por los avances tecnológicos en campos como la ciencia de materiales, la ingeniería electrónica (tanto de control como de potencia) y la teoría de control. Todo ello hace que se utilicen en las aplicaciones que requieren un alto grado de precisión y unas prestaciones difíciles de alcanzar con cualquier otra tecnología.

Los motores lineales se pueden clasificar según su geometría, su estructura o su principio de funcionamiento. Atendiendo a este último aspecto, los más comunes son los síncronos, los de inducción, los de reluctancia o los de corriente continua. De entre todos ellos, los más desarrollados son los motores síncronos de imanes o los de inducción.

Los motores síncronos presentan una densidad de fuerza mayor que los motores de inducción, sin embargo, la presencia de imanes hace que su

coste sea superior a los motores de inducción, más sencillos de fabricar y más económicos.

Su utilización principal se da en aplicaciones de posicionamiento como máquina-herramienta o sistemas *pick and place*, que requieran precisión y dinámicas severas. En cuanto a los motores de inducción, se emplean con más frecuencia en aplicaciones de carrera larga, con menores exigencias de precisión y en aplicaciones de transporte.

Un sector en el que los motores lineales tienen un futuro prometedor es el de la elevación, donde su uso es adecuado en dos aplicaciones fundamentales, como son la elevación de la cabina y la apertura de la puerta del ascensor.

En el caso de la elevación, la aplicación se realiza sustituyendo el motor rotativo (situado en el hueco del ascensor) y los cables de sustentación, por un sistema de tracción directa basado en motores lineales. Esto permite obtener, no solo el movimiento estándar de la cabina en un hueco del ascensor, sino configuraciones muy complejas en las que se presentan menos huecos de cabina que cabinas, como los Multi Mobile Systems (de la figura 1.1).

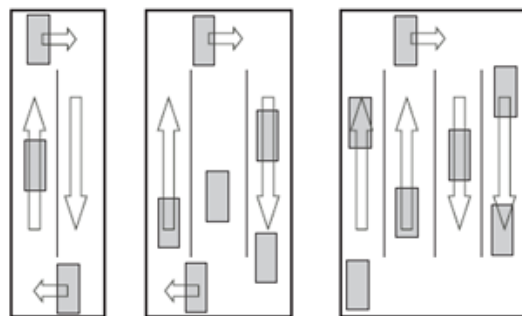


Figura 1.1: Sistema MMS, con varias cabinas en el hueco [1]

En cuanto a la utilización de los motores lineales en las puertas del ascensor, el desarrollo está más avanzado, al ser una aplicación mucho más sencilla. Actualmente existe un producto comercial basado en motores lineales de inducción, pero la aplicación con motores lineales síncronos está pendiente de un desarrollo amplio. Además, los motores diseñados para esta aplicación pueden ser aprovechados fácilmente en otras aplicaciones, como pueden ser las puertas automáticas de los comercios o las puertas de garaje.

Esta tesis se centra en el desarrollo de motores lineales síncronos para el movimiento de apertura y cierre de las puertas automáticas de un ascensor. La elección de estos motores se debe a que ofrecen una gran variedad de posibilidades de construcción por el gran número de topologías diferentes que presentan, así como a las altas prestaciones que ofrecen.

Las estrictas restricciones geométricas de la aplicación hacen que los motores comerciales no sean adecuados, siendo necesario un desarrollo en particular para su integración. Ésto plantea la necesidad de desarrollar un método analítico de diseño de motores lineales síncronos que permita obtener un motor con unas prestaciones óptimas, teniendo en cuenta las particularidades de las puertas automáticas.

1.2. MARCO DE ACTUACIÓN

El presente trabajo de investigación se enmarca dentro de la línea de investigación sobre motores eléctricos lineales desarrolladas en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas del CEIT.

Las investigaciones sobre motores lineales del Laboratorio se vienen llevando a cabo en los últimos 15 años, donde se han realizado varios trabajos sobre el diseño, construcción, control, caracterización y simulación de motores lineales, tanto síncronos como de inducción. Esta tesis se centra el diseño de los motores lineales síncronos de imanes, y se ha realizado en el marco del proyecto “*Diseño de los motores lineales síncronos para su aplicación en los sistemas de apertura y cierre de las puertas del ascensor*”.

También hay que mencionar que la realización de la tesis doctoral ha sido posible gracias a la beca disfrutada por el autor, financiada por la Asociación de Amigos de la Universidad de Navarra.

1.3. OBJETIVOS DE LA TESIS

El objetivo de esta tesis es el establecimiento de una metodología específica de diseño de motores lineales síncronos de imanes, para su aplicación en las puertas automáticas.

El diseño de los motores lineales síncronos se lleva a cabo con los siguientes objetivos parciales:

- Análisis de las diferentes posibilidades que ofrecen los motores lineales síncronos para su aplicación en los accionamientos de las puertas de ascensor, así como de las diferentes herramientas de diseño y cálculo de motores, tanto electromagnético como térmico.

- Desarrollo de una metodología de diseño y cálculo electromagnético de motores síncronos lineales con diferentes tipologías de devanados y secundarios.
- Desarrollo de una metodología de diseño y cálculo térmico para los motores lineales.
- Construcción de un prototipo integrado en una puerta automática con el fin de validar experimentalmente la metodología generada, además de diseñar un motor semi-industrial que pueda aplicarse a un futuro operador de puertas basado en la tecnología de los motores lineales.

La consecución de estos objetivos parciales llevará a la obtención de una metodología de diseño que permitirá dimensionar y calcular motores lineales de manera sencilla y en un tiempo reducido.

1.4. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

La memoria de la tesis está estructurada de manera que quedan descritos, por una parte, los estudios sobre los motores lineales y los métodos de cálculo desarrollados, por otra, los resultados obtenidos en la aplicación de estos métodos de diseño y, finalmente, las conclusiones obtenidas en la investigación.

Además, la organización de la memoria coincide bastante fielmente con el orden cronológico de la realización de la tesis, y es aproximadamente el mismo que el de los objetivos parciales mencionados en el apartado anterior.

Después de este capítulo introductorio, en el **capítulo 2**, se desarrolla el Estado del Arte de la tesis. Se realiza una descripción de las puertas de ascensor para la aplicación de los motores lineales. También se introducen los motores lineales síncronos, así como sus diferentes topologías y posibilidades de diseño. Finalmente se realiza un estudio de los diferentes aspectos estudiados en el proyecto y explicados en esta tesis, como los estudios electromagnéticos y los estudios térmicos.

En el **capítulo 3** se lleva a cabo el desarrollo del circuito magnético o de reluctancias de los motores lineales síncronos de imanes para varias topologías de secundario y devanados, explicándose tanto los distintos circuitos como su resolución.

En el **capítulo 4**, se describe el circuito térmico utilizado para el estudio del comportamiento térmico del motor. Del mismo modo que en el capítulo anterior, se explica tanto la construcción del circuito térmico como su resolución.

A continuación se presenta el **capítulo 5**, en el que se detallan los pasos del algoritmo necesarios para realizar el diseño y cálculo de un motor lineal síncrono con la topología seleccionada.

En el **capítulo 6** se describe el diseño del prototipo presentado en esta tesis. Se van explicando paso a paso las diferentes decisiones tomadas en el proceso de diseño, necesarias tanto para satisfacer los objetivos de diseño como cumplir con las especificaciones y las restricciones pedidas por la aplicación.

En el **capítulo 7** se presenta el prototipo diseñado, y se muestra su validación por elementos finitos y los ensayos realizados con él.

Finalmente, en el **capítulo 8** se muestran las conclusiones más relevantes de esta investigación, así como las aportaciones realizadas al estado del arte del tema, y las posibles líneas de investigación futuras que tanto a corto como a largo plazo, quedan abiertas.

Como complemento al estudio presentado, al final de la memoria se presentan los anejos. En el **anejo A** se muestran esquemas de las variables geométricas utilizadas durante la tesis para el diseño del motor lineal. En el **anejo B** se desarrolla el cálculo de la superficie activa del motor, que como se verá más adelante, es el primer paso en el proceso de dimensionamiento. En el anejo **C** se muestra el montaje del prototipo diseñado en la puerta automática, utilizado para la validación. Por último, en el anejo **D**, se incluyen las publicaciones realizadas durante la investigación.

CAPÍTULO 2

Estado del Arte

En este capítulo de la memoria se describe el Estado del Arte de los motores lineales síncronos de imanes permanentes para su aplicación en puertas automáticas. Se ha dividido en tres partes.

La primera parte expone la aplicación de las puertas automáticas de un ascensor ascensor, que es donde posteriormente se realizará el proceso de validación, puesto que la aplicación en si condiciona todo el proceso de diseño por las estrictas condiciones que presenta.

Tras ello se hace una introducción sobre los motores lineales síncronos, en la que se explica la diferencia existente entre un motor lineal y un rotativo. Acto seguido se realiza una clasificación de los diferentes tipos de motores síncronos y de sus topologías, que permitirá elegir las más adecuadas para la aplicación propuesta.

Finalmente, se muestra un estudio sobre los métodos de diseño y cálculo de los motores lineales, tanto desde el punto de vista electromagnético como térmico, que son dos de los aspectos fundamentales para el diseño de este tipo de motores.

2.1. ACCIONAMIENTO DE LAS PUERTAS DE ASCENSOR

El sistema de una puerta de ascensor está dividido en dos partes, la puerta de cabina y la puerta de piso o rellano. En función de la manera en que se operen, las puertas de cabina pueden ser manuales o automáticas, y las de piso pueden ser manuales, semiautomáticas o automáticas. Una puerta semiautomática es aquella en la que la puerta de cabina es automática y la de piso es manual.

Las puertas automáticas disponen de un dispositivo encargado de abrir y cerrar las puertas automáticamente, llamado operador de puertas. Este dispositivo consta de una serie de mecanismos, que por la acción de un motor eléctrico conectado al sistema de control produce el movimiento de las puertas. Las puertas de cabina poseen un mecanismo que desbloquean las puertas de piso y las abren, evitando que la puerta no se pueda abrir si no se encuentra la cabina en el piso.

Además, la mayoría de puertas de ascensor disponen de sistemas de seguridad, como células fotoeléctricas o sensores de movimiento para evitar el cierre de las puertas en caso de que haya una persona pasando por las puertas del ascensor.

En cada ascensor, se deben instalar las puertas más convenientes, dependiendo del espacio disponible, la carga o el tráfico.

2.1.1. EL OPERADOR DE LA PUERTA DE CABINA

La puerta de cabina es el lado fundamental de las puertas automáticas, pues es la parte que tiene el motor y que transmite el movimiento. En la figura 2.1 se ve como es el operador de esta puerta.

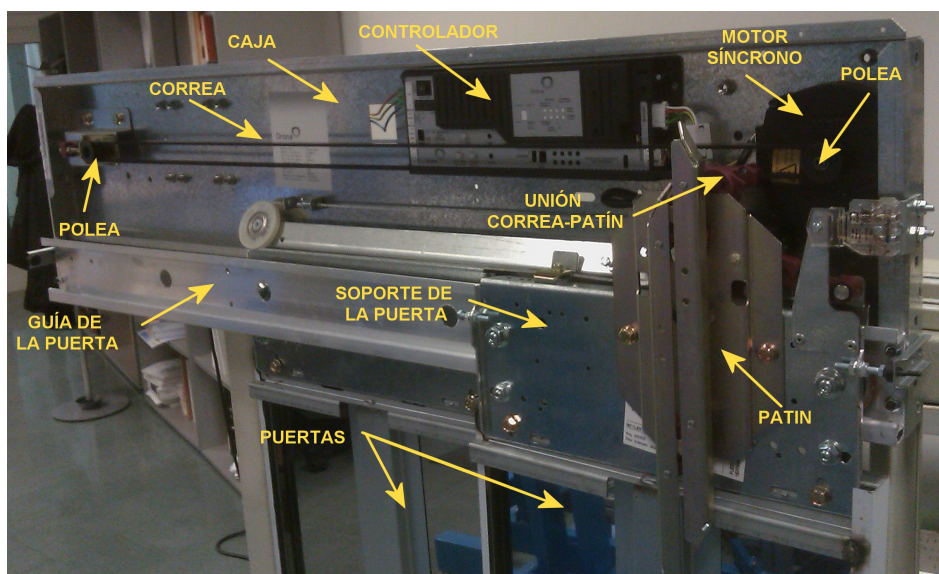


Figura 2.1: Operador de la puerta de cabina basado en un motor rotativo.

A continuación se describe cada parte del accionamiento:

Caja: Es el soporte del accionamiento. Es de acero y tiene preestablecidos unos agujeros para facilitar el montaje del sistema. Alberga todos los elementos del sistema, y le aporta la rigidez estructural necesaria.

Controlador: El motor rotativo que provoca el movimiento de la puerta necesita alimentación. Esta llega a través de un controlador que introduce en cada momento la corriente y tensión necesaria para que las puertas se desplacen con un perfil de velocidad determinados.

Motor rotativo síncrono: El accionamiento está movido por un motor rotativo síncrono que transmite el movimiento mediante una correa y poleas. Es de reducido tamaño y va introducido dentro de la caja del accionamiento. Es el elemento a sustituir con la introducción del motor lineal en la aplicación

Poleas y correa: Forman el mecanismo encargado de transformar el movimiento rotativo del motor a movimiento lineal en la puerta.

Guía: Es un soporte metálico fijo en la cabina del ascensor por la que se desplaza la puerta del ascensor. En caso de tener más de una puerta, la cabina del ascensor tendrá más de una guía.

Soporte de la puerta: Es el elemento que se desplaza por las guías de la puerta por medio de unos rodamientos. Además de él cuelgan las placas de la puerta, y es donde se atornilla el patín.

Patín: Es un elemento fundamental para el funcionamiento del ascensor, pues además de ser el punto de unión entre la correa y la puerta, también se encarga de accionar los elementos de seguridad y empujar la puerta de piso.

El patín tiene dos posiciones. La primera es cerrado, que es en la que la puerta está cerrada y enclavada, de tal manera que no se pueda abrir. Con los primeros giros del motor, la puerta no se abre, pero el patín sí, pasando a la segunda posición. Con el patín abierto, se desenclavan las puertas del ascensor y se permitiendo el movimiento de las puertas. Del mismo modo, con los últimos movimientos del motor, una vez ya cerrada la puerta, el patín se cierra bloqueando ambas puertas.

2.1.2. EL OPERADOR DE LA PUERTA DE PISO

La puerta de piso es un elemento pasivo, puesto que no tiene ningún tipo de motor. Su movimiento se produce al ser arrastrada por la puerta de cabina. Se puede ver en la figura 2.2.

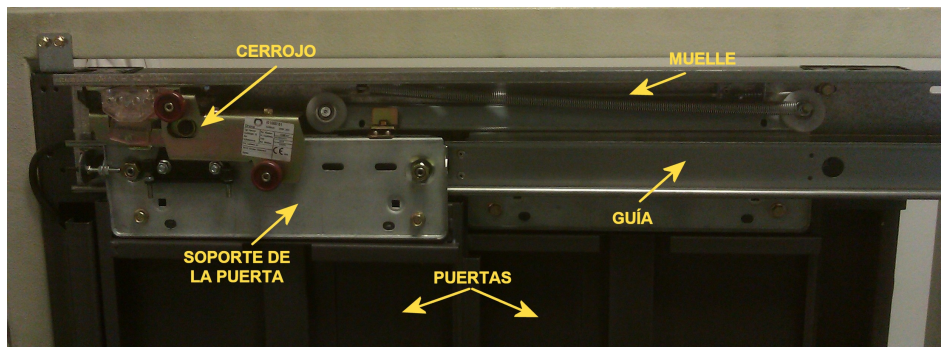


Figura 2.2: Operador de la puerta de piso.

Sus elementos fundamentales están explicados a continuación:

Guía: Al igual que en la puerta de cabina es el elemento en el que se apoya la puerta del piso en su desplazamiento. Tendrá tantas como puertas tenga el accionamiento.

Soporte de la puerta: Es el elemento que se desliza a lo largo de la guía y que va rígidamente unido a la puerta. En ella se encuentra el cerrojo.

Muelle: Es un elemento de seguridad particular de las puertas de piso. Su función es la de asegurar que la puerta se cierre si no está sometida a la acción del motor de la puerta de cabina.

Cerrojo: Es un elemento de seguridad situado en las puertas de piso. Su función es evitar que la puerta de piso se abra cuando no deba, es decir, cuando no es abierta por la puerta de cabina, y dejar accesible el hueco del ascensor. Además, es el elemento que transmite el movimiento de la puerta de cabina a la puerta de piso.

El cerrojo dispone de dos rodillos, a través de los cuales se pasa el patín durante el movimiento de la cabina del ascensor. Cuando se sitúa en un piso, el patín queda introducido entre estos dos rodillos y

en posición de cerrado. Con la apertura del patín, éste provoca un giro en los rodillos y el cerrojo, desenclavando la puerta de pido y pudiendo producirse la apertura de la puerta. Al cerrarse el patín después del movimiento de apertura y cierre de las puertas, los rodillos volverán a su posición inicial dejando la puerta enclavada y segura.

2.1.3. PATENTES RELATIVAS A LA UTILIZACIÓN DE MOTORES LINEALES EN LAS PUERTAS DE ASCENSOR

En este apartado se realiza una revisión de las patentes que hay registradas al respecto de los motores lineales para la apertura y cierre de las puertas de ascensores. Se tienen en consideración las patentes sobre motores de inducción porque pueden aportar ideas sobre la parte mecánica del sistema de apertura de puertas.

Se clasifican según sean motores síncronos o de inducción.

2.1.3.1. Patentes sobre Motores Lineales de Inducción

EP 0 614 844 A2 En esta patente se describe un sistema de apertura de puertas de ascensor, así como su control, utilizando para moverse un motor lineal de inducción.

La empresa de ascensores OTIS Elevator Company la presentó, y fue desarrollada por David W. Barret [2].

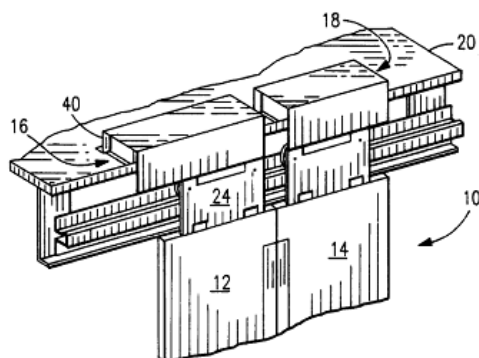


Figura 2.3: Motor descrito por Barret en la patente EP 0 614 844 A2. [2]

El motor descrito en esta patente es un motor de inducción, en el que el secundario es una placa de material sólido con alta permeabilidad

magnética sobre el que hay situada una placa de material conductor de la corriente eléctrica. Este secundario está rígidamente unido a la puerta del ascensor. El primario del ascensor va unido a la cabina del ascensor.

En la figura 2.3 se muestra el accionamiento patentado. Las puertas (12 y 14) van sujetas a unos soportes (24), que van unidos a su vez al motor lineal (16 y 18). En los soportes van unas ruedas que se deslizan a lo largo de la guía situada en la cabina del ascensor. En la imagen, la puerta es de apertura central, con dos motores, uno para cada puerta.

EP 0 676 358 A2 Esta patente presenta un sistema de apertura y cierre de las puertas de una cabina de ascensor mediante un motor asíncrono. Fue solicitada por la empresa de elevación OTIS Elevator Company y su investigador principal fue Jerome F. Jaminet [3].

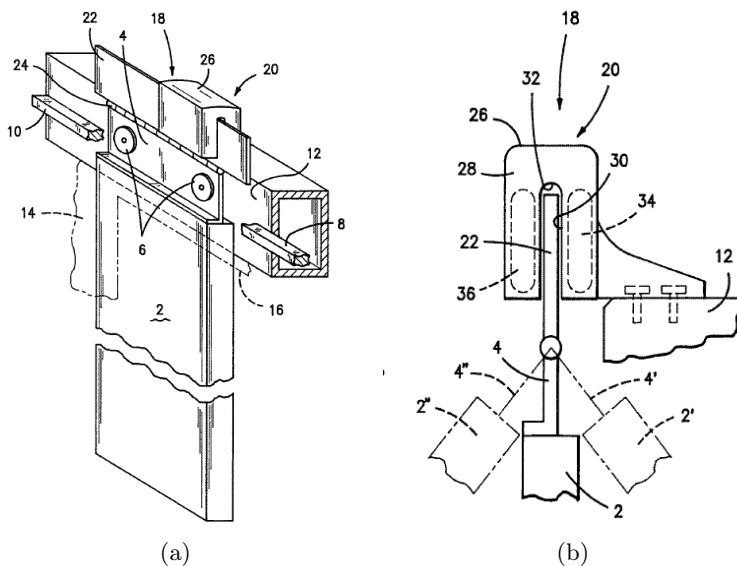


Figura 2.4: Motor descrito por Jaminet en la patente EP 0 676 358 A2. [3]

El motor descrito en esta patente es un motor de inducción con primario doble fijo a la cabina del ascensor, y un secundario formado por una lámina, que se desplaza por la acción del primario provocando el

movimiento de la puerta del ascensor. En las figuras 2.4(a) y 2.4(b) se puede observar con más detalle. El primario del motor (20) genera una fuerza sobre el secundario (22), que está fijado a un soporte (4) que une el motor con la puerta del ascensor (2). Esta unión se realiza con una unión flexible (24), lo que permite al secundario del motor mantener una posición apropiada con respecto al primario, evitando posibles desviaciones en los entrehierros debido a desalineamientos de la puerta en sus movimientos de apertura y cierre. El soporte va guiado a lo largo de la cabina por unas ruedas (6) que permiten su desplazamiento.

Esta patente reivindica el montaje del primario del motor, fijo a la cabina del ascensor, incluido su devanado. El secundario está montado en el panel de apertura, y pasa a través del campo magnético creado en el montaje del primario, donde se genera la fuerza de empuje para abrir y cerrar las puertas. No hay ninguna descripción ni reivindicación sobre patines, cerrojos u otros elementos.

EP 0 751 089 A2 Esta patente fue solicitada por David W. Barret, y solicitada por OTIS Elevator Company [4].

En ella reivindica un sistema de apertura de puertas con motor asíncrono en el que el primario (150) va fijo a una puerta (140) y el secundario (160) va en la otra puerta (120). El secundario es una placa de material ferromagnético en la que un lado está cubierto con material conductor de la electricidad, en concreto son de acero y cobre. Mediante un sistema de control, el movimiento de ambas puertas ha de estar sincronizado, de tal manera que el tiempo de apertura y cierre de ambas sea similar en ambos casos.

En la figura 2.5 se ve como es el sistema en general. Además aplica el sistema para la apertura de puertas con apertura central o telescópica.

US 5,736,693 Piech Zbigniew fue el principal inventor de esta patente, solicitada por OTIS Elevator Company [5].

En ella reivindica un la aplicación de un motor asíncrono para el accionamiento de la puerta de un ascensor. Este motor dispondrá de un primario de doble lado, ranurado y devanado, que va montado sobre la cabina del ascensor.

El secundario del motor tiene forma de U, y va fijado a la puerta que se desplaza. Está fabricado de un material conductor de la corriente eléctrica.

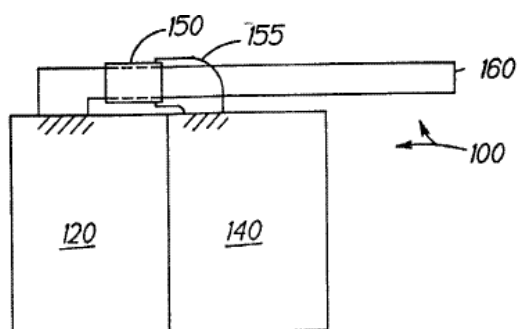


Figura 2.5: Motor descrito por Barret en la patente EP 0 751 089 A2. [4]

En la figura 2.6 se puede ver una descripción general de esta patente.

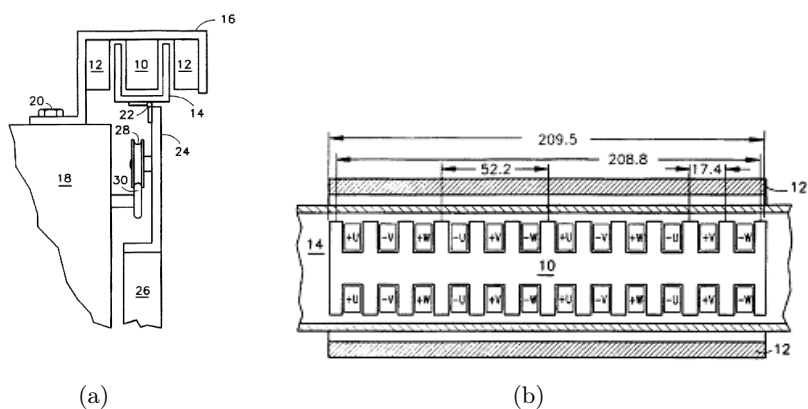


Figura 2.6: Motor descrito por Zbigniew en la patente US 5,736,693. [5]

El primario, de menor longitud que el secundario (14), está formado por un núcleo de hierro (10) que lleva el bobinado y dos placas de material ferromagnético (12). Entre el núcleo y cada capa de hierro discurren el secundario de aluminio o cobre, provocando el movimiento de apertura y cierre de la puerta. Esta patente describe los sistemas

de guiado de la puerta en la cabina del ascensor (28, 30), pero no otros elementos como el patín o los cerrojos.

EP 0 841 286 A1 Esta patente fue inventada por Richard E. Kulak et al. y solicitada por OTIS Elevator Company [6]. Cabe destacar que es la única que de la que se ha desarrollado un producto comercial.

Reclama los derechos sobre un motor asíncrono, en el que el primario está fijado a la puerta, con un devanado en él, y separado de la estructura metálica trasera por unos espaciadores para tener un entrehierro constante. El secundario es una placa fija a la cabina del ascensor, de metal conductor de la electricidad, más en concreto cobre, de la longitud de la carrera de la puerta. Se encuentra situado entre el primario y la estructura metálica. También reclama el mismo sistema para la apertura de dos puertas, con dos primarios y un secundario.

Podemos observar este motor en la figura 2.7.

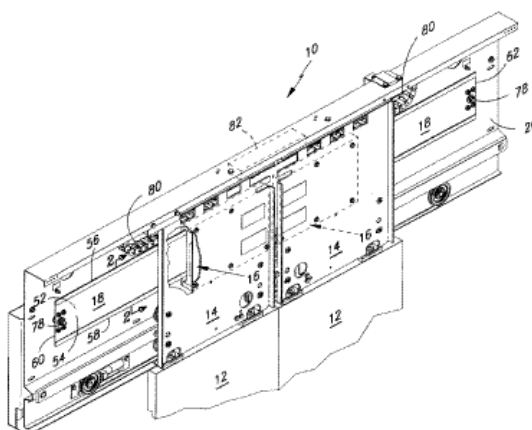


Figura 2.7: Motor descrito por Kulak en la patente EP 0 841 286 A1. [6]

La patente EP 0 841 285 A1 solicitada también por OTIS Elevator Company, e inventada por Richard N. Fargo [7] presenta el mismo motor pero introduce también los sistemas de control y de sincronización para la puerta doble.

El accionamiento está formado por una placa soporte (20), sobre la que se sitúa el secundario (18) del motor. Este secundario está formado por una placa de material conductor de la electricidad, como el aluminio o el cobre. El primario (16) se desliza sobre el secundario. Es solidario a un soporte (14) que va unido a las puertas (12). El soporte lleva unas ruedas que permiten que las puertas se abran o cierren, desplazándose a lo largo de una guía situada en la placa soporte en la cabina del ascensor. En esta patente no se describe ningún elemento como el patín o el cerrojo.

US 5,949,036 OTIS Elevator Company solicitó la adjudicación de esta patente, inventada por Thomas M. Kowalczyk et al [8].

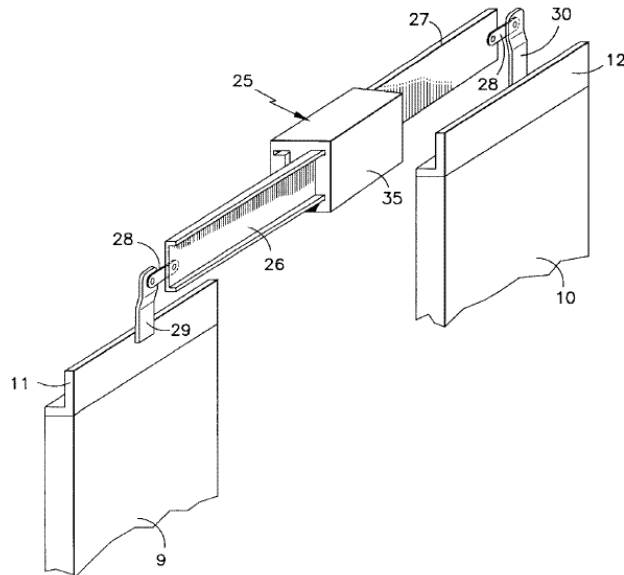


Figura 2.8: Motor descrito por Kowalczyk en la patente US 5,949,036. [8]

En ella reivindica la aplicación de un motor de inducción para la un sistema de apertura de puertas de una cabina de ascensor. En la figura 2.8 se ve la descripción de esta patente. El primario de esta máquina está fijado a la cabina. Está formado por un núcleo de material ferromagnético (25) ranurado por dos lados opuestos, y por dos láminas de hierro situadas en oposición a la cara ranurada. De esta manera,

el motor dispone de dos entrehierros, por donde se introducen dos secundarios (26 y 27), que van fijos a cada puerta (9 y 10). Estos secundarios son de material conductor de la corriente eléctrica, como cobre o aluminio.

La unión del secundario a la puerta se realiza a través de un soporte (11 y 12), en el que hay situadas cuatro ruedas por puerta con el fin de soportar el peso de la puerta sobre la guía situada en la cabina del ascensor, así como evitar el balanceo de la puerta.

2.1.3.2. Patentes sobre Motores Lineales Síncronos

US 6,675,938 B2 La publicación de esta patente fue solicitada por Hitachi, Ltd, y sus inventores fueron Kouichi Yamamoto et al [9].

Esta patente reclama la aplicación de un motor lineal síncrono de flujo transversal para la apertura y cierre de las puertas de una cabina de un ascensor. En la figura 2.9 podemos ver la disposición de este motor.

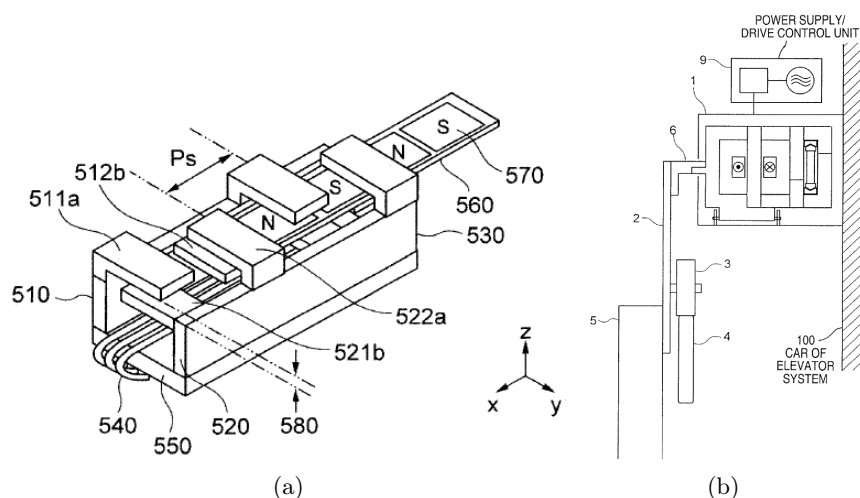


Figura 2.9: Motor descrito por Yamamoto en la patente US 6,675,938 B2. [9]

El motor consta de un primario (530), con dos polos magnéticos (510 y 520) generados por le bobinado (540). Cada polo magnético dispone de unos salientes, alternativamente por encima y por debajo del

secundario (511a y 512b para 510, 521b y 522a para 520). De esta manera se generan dos superficies magnéticas por encima y por debajo del secundario (560) del motor, con dos entrehierros.

Cada saliente de los polos se enfrenta a un saliente del polo contrario, por lo que se genera un flujo entre ellos provocando el movimiento. El secundario del motor va fijo a la cabina del ascensor, por lo que la parte móvil es el primario.

El motor va unido a un soporte (2) por medio de un mecanismo de unión de material no ferromagnético o resina (6). El soporte dispone de unas ruedas (3) mediante las cuales se puede desplazar a lo largo de una guía (4) unida a la cabina del ascensor. De esta manera las puertas pueden abrirse y cerrarse.

Un sistema de control con un inversor (9) controla el movimiento de las puertas del ascensor.

EP 1 301 981 B1 Esta patente fue solicitada por Inventio AG y su inventor fue Steffen Grundmann [10].

El autor reclama en esta patente el diseño de un secundario de motor lineal síncrono en el que los imanes van insertados en una placa metálica con agujeros con la forma del imán, como el descrito en la figura 2.10.

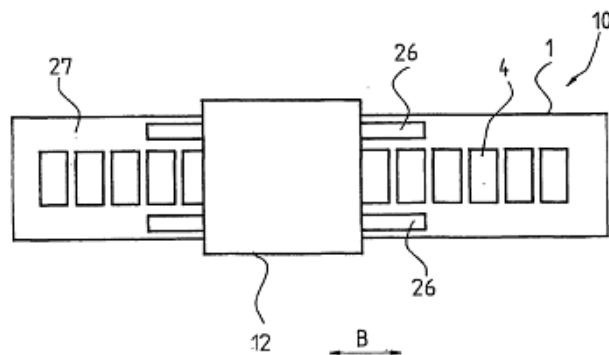


Figura 2.10: Motor descrito por Grundmann en la patente EP 1 301 981 B1. [10]

US 7,202,615 B2 En esta patente presentada por OTIS Elevator Company, e inventada por Nigel Bruce Morris et al [11]. Se reivindica un motor tubular síncrono para el accionamiento de las puertas de un ascensor, así como su control. Podemos ver este dispositivo en la figura 2.11.

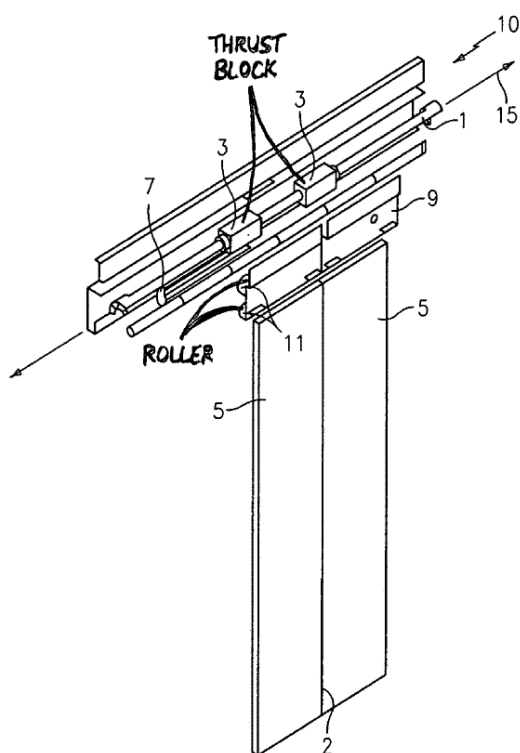


Figura 2.11: Motor descrito por Morris en la patente US 7,202,615 B2. [11]

El secundario de este motor (1) va fijado a la cabina del ascensor. Está formado por imanes enfrentados, con bloques de material ferromagnético entre ambos con el fin de crear los polos en el secundario. El primario (3), es solidario a las puertas de cabina (5) por medio de un soporte (9), que dispone de unas ruedas (roller, 11) las cuales se desplazan a lo largo de una guía situada en la cabina.

2.2. EL MOTOR LINEAL SÍNCRONO

El motor eléctrico lineal es una particularidad del motor rotativo. No presenta diferencias en su principio de funcionamiento ni en sus topologías, siendo todas comunes a ambos tipos de motor. De hecho, se puede definir un motor eléctrico lineal como aquel que produce de forma directa, mediante interacciones entre campos magnéticos, una fuerza de desplazamiento longitudinal de su parte móvil, en lugar de un par y un giro que correspondería a los motores eléctricos rotativos.

De una manera descriptiva, un motor lineal proviene de un motor rotativo, como el de la figura 2.12, donde se ve una sección lateral de un motor rotativo síncrono de imanes.

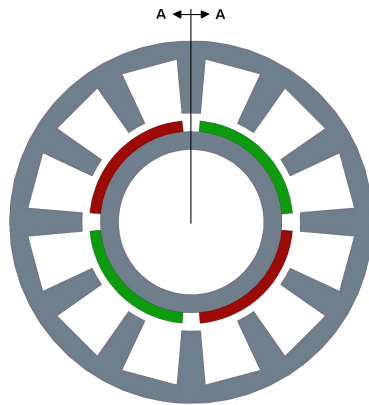


Figura 2.12: Sección transversal de un motor rotativo síncrono.

Realizando un corte radial a lo largo de una generatriz en cada uno de los elementos cilíndricos, y desarrollando posteriormente los elementos cortados, se obtienen un motor lineal síncrono, como el de la figura 2.13.

Uno de los dos elementos será fijo, mientras el otro se desplazará longitudinalmente sobre el primero. Para que el desplazamiento sea posible, lo normal es que la parte fija deberá ser de mayor longitud que la parte móvil, aunque puede darse lo contrario. Se pueden desplazar tanto el primario del motor como el secundario, debiendo estudiarse en el diseño del motor qué configuración es más adecuada.

Un motor lineal puede ser síncrono, en el que el campo del secundario se desplaza en sincronismo, es decir, a la vez que el del primario, o de



Figura 2.13: Motor lineal síncrono obtenido del desarrollo del motor rotativo.

inducción, en el que el campo del secundario no está en sincronismo con el del primario. Cabe destacar que la nomenclatura tradicional de rotor y estator no es aplicable a los motores lineales, puesto que no hay ninguna parte que tenga movimiento rotativo. Para estos motores, la nomenclatura más adecuada, y la que se utilizará es la de primario, para la parte que tiene bobinado y secundario, para la parte con el campo magnético constante.

El principio de funcionamiento de un motor lineal síncrono es el mismo que el de un motor rotativo: El campo magnético variable producido por el devanado del primario interactúa con el campo magnético del secundario, provocando un movimiento de traslación en la parte móvil.

2.2.1. TOPOLOGÍAS DE MOTORES LINEALES SÍNCRONOS

Los motores lineales tienen una gran variedad de topologías diferentes, y su clasificación puede hacerse desde varios puntos de vista. Realmente, los aspectos en los que se pueden diferenciar los motores lineales no establecen unas clasificaciones completamente diferenciadas, sino que la mezcla entre las diferentes combinaciones hacen que las posibilidades de los motores lineales síncronos sean muy amplias y variadas. Algunas de las posibilidades no son realmente adecuados por temas de costes o por dar unas características no adecuadas para la aplicación en que se vayan a utilizar. La idoneidad de un tipo de motor lineal no viene dada por el motor en sí, sino por la aplicación.

A continuación se presenta una clasificación en dos aspectos diferentes. El primero es según el motor sea plano, tubular o de flujo transversal, definiendo el motor por su forma general. La segunda son sobre las características constructivas del primario. Estas dos clasificaciones no son excluyentes, pues cada topología de motor puede presentar varios tipos de construcciones diferentes.

2.2.1.1. Motores Planos, Tubulares o de Flujo Transversal

Una primera manera de distinguir los motores lineales síncronos es por su estructura general, plana, tubular o de flujo transversal. La estructura plana es la más sencilla, y también la más utilizada en los motores comerciales disponibles. Se puede ver en la figura 2.14.

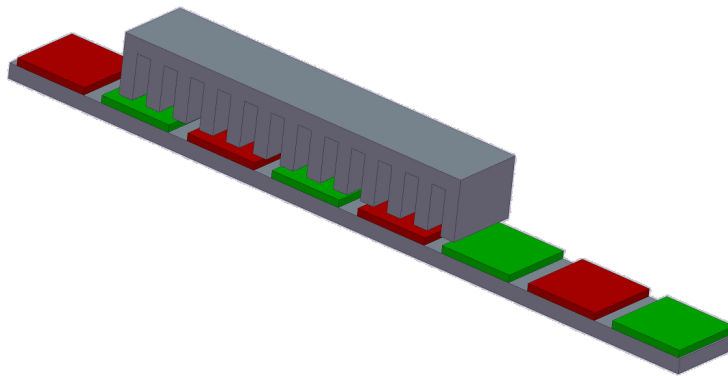


Figura 2.14: Motor lineal plano.

El motor consta de dos elementos principales y enfrentados, el primario, donde se alojan los devanados y el secundario, donde se fijan los imanes.

Existen además motores planos con secundario doble, que es una configuración también conocida como U-Channel [12]. Estos motores consisten en un canal en forma de U, en cuyas paredes se disponen dos hileras enfrentadas de imanes permanentes con polaridades alternadas, y entre las cuales se desplaza longitudinalmente el núcleo del primario. Una representación de esta configuración la podemos ver en la figura 2.15.

Otro tipo de topología son los motores tubulares, como el de la figura 2.16, en el que el primario y el secundario son dos elementos cilíndricos con un eje común.

En el primario se aloja el devanado trifásico y está dispuesto alrededor del secundario, que es donde se alojan los imanes. Pueden ser tanto de primario móvil como de secundario móvil. En cualquier caso, el secundario será siempre de mayor longitud que el primario, y se desplazará, relativamente, por su interior.

La principal ventaja de este tipo de geometría es que, debido a la simetría de revolución, los esfuerzos radiales quedan prácticamente anulados.

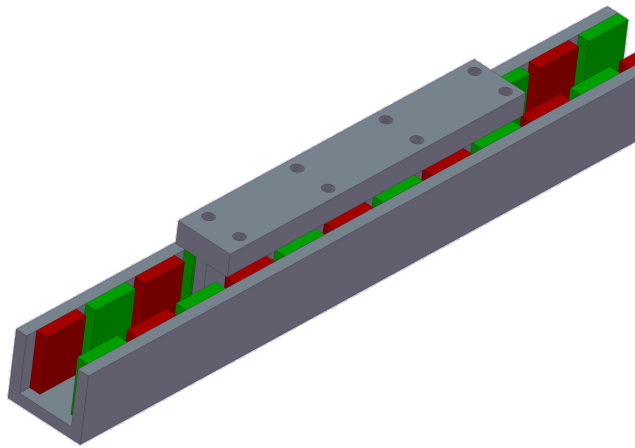


Figura 2.15: Motor lineal plano con secundario doble (U-channel).

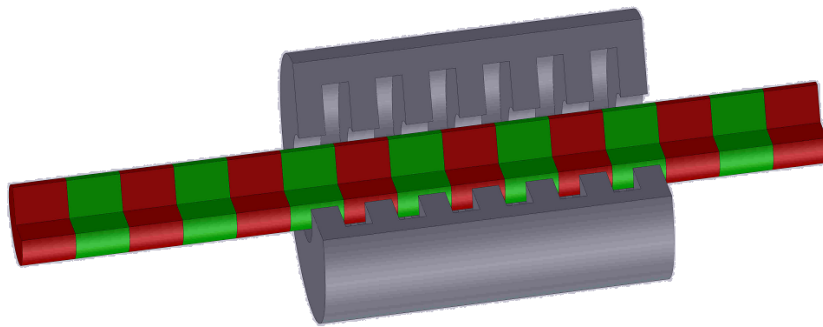


Figura 2.16: Motor lineal tubular.

Tienen el problema de que no pueden poseer carreras largas, puesto que el secundario puede deformarse por los esfuerzos o por el propio peso del motor o la carga.

A pesar de que los motores tubulares presentan una densidad de fuerza menor que los planos, hay publicado algún estudio sobre su aplicación a los accionamientos de las puertas de ascensor.

Liu et al [13] proponen en su artículo el diseño de un motor lineal tubular síncrono para el accionamiento de la puerta de un ascensor. La justificación

del uso de este motor es debida a la baja eficiencia del motor de inducción lineal y por el ruido que produce este último.

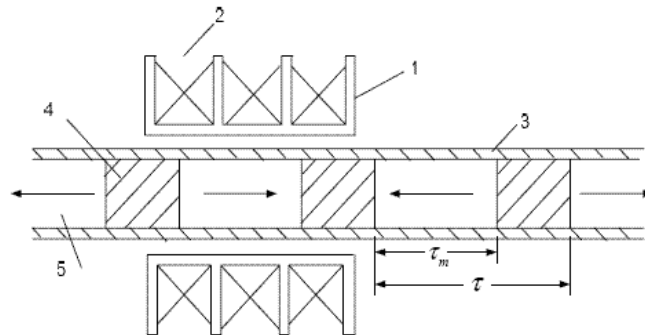


Figura 2.17: Topología del motor tubular de Liu [13]. 1-Soporte del devanado; 2-Devanados; 3-Camisa del secundario; 4-Polos de material ferromagnético; 5- Imanes.

El motor presentado (figura 2.17) tiene dos partes: el primario, que es la parte exterior, donde se encuentra el bobinado trifásico, y el secundario, el cilindro interior, donde se encuentran alojados los imanes.

El secundario tiene imanes con magnetización axial, separados por piezas de material ferromagnético que forman los polos del secundario. Todo el secundario está recubierto por una camisa de acero con el fin de sujetar y de proteger los imanes.

El tercer tipo de topología básica es el motor de flujo transversal. Por contra a los motores lineales y tubulares, en los que las líneas de campo producido por los imanes se hallan en un plano paralelo a la dirección de las líneas de campo magnético que se desplaza (producido por las corrientes en los devanados), en los motores de flujo transversal las líneas de campo de los imanes son perpendiculares a las líneas del campo magnético que se desplaza. Podemos observar un detalle de un motor síncrono de flujo transversal de imanes permanentes en la figura 2.18.

Se puede observar que los imanes se disponen en dos filas. Cada par de imanes paralelos crea un par de polos en el secundario. El campo magnético creado por los devanados del primario se desplaza en dirección perpendicular a las líneas de campo generadas por los imanes.

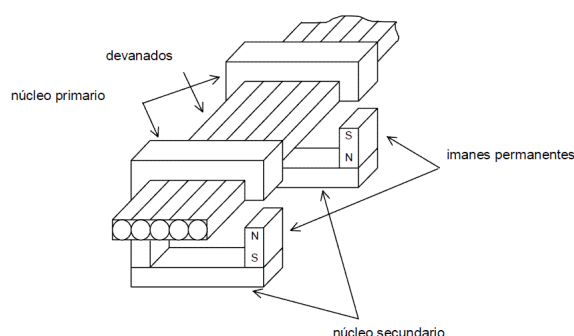


Figura 2.18: Motor lineal de flujo transversal [12].

Aunque se está estudiando sobre esta topología, no existen modelos comerciales de estos motores, pues son mucho más complejos que los motores planos y los tubulares.

Do Hyun Kang et al. [14] compara en su artículo un motor lineal síncrono plano de imanes permanentes y un motor de flujo transversal. El objetivo de su estudio es demostrar que con el motor de flujo transversal se puede conseguir una fuerza de empuje mayor que en el motor lineal plano. El autor afirma que la densidad de fuerza es el 400% en la máquina de flujo transversal respecto a la máquina lineal plana.

En otro artículo, Kang et al. [15] estudia mediante elementos finitos distintas variaciones del motor de flujo transversal, presenta tres variaciones del motor:

- Motor de flujo transversal eléctricamente excitado (TFE-LM)
- Motor de flujo transversal eléctricamente excitado con pantallas de imanes (TFEMS-LM)
- Motor de flujo transversal magnéticamente excitado (TFM-LM)

El autor demuestra que la densidad de fuerza que puede obtener con el uso de alguna de las variaciones que presenta, puede ser cinco veces mayor a las de los motores lineales planos.

2.2.1.2. Construcción del Primario del Motor

El motor que dispone de un núcleo de hierro en el primario es conocido como iron-cored, como el visto en la figura 2.14. Son máquinas que trabajan

con flujos mucho mayores que el de las máquinas sin núcleo de hierro, puesto que tanto el campo magnético creado por los imanes como el generado en los devanados se cierra por el núcleo, resultando muy intenso. El núcleo del primario de estos motores puede estar ranurado para canalizar mejor el flujo.

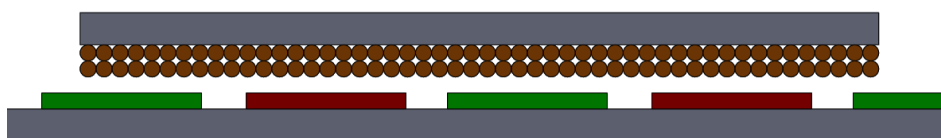


Figura 2.19: Motor lineal plano sin ranurar (slotless).

Un motor con primario no ranurado o slotless, es aquel en el que el devanado del primario está distribuido uniformemente sobre un núcleo del primario liso, o directamente sin ningún núcleo. La figura 2.19 muestra un motor lineal sin ranurar con núcleo ferromagnético en el primario. Este tipo de motor no presenta ninguna fuerza de cogging.

Al tener un entrehierro mayor, necesitará unos imanes mayores, y la densidad de fuerza será menor.

Un paso más allá de los motores sin ranurar, son los motores sin núcleo de hierro o ironless.

El devanado del primario se encuentra en un núcleo de material no ferromagnético, generalmente una resina tipo epoxi. Este material es utilizado debido a su gran rigidez, resistencia y capacidad de evacuación de calor. En la figura 2.20 se ve un motor ironless de doble secundario, en el que el primario está situado directamente entre dos filas de imanes.

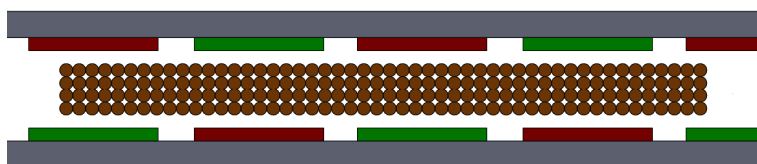


Figura 2.20: Motor lineal plano ironless con secundario doble.

Este tipo de máquinas realiza una fuerza menor que las de núcleo de hierro, al tener menor flujo magnético en el entrehierro, pero al ser de menor masa, son capaces de producir movimientos de altas aceleraciones y velocidades con una carga ligera [16].

2.2.2. MODOS DE EXCITACIÓN DE LA MÁQUINA SÍNCRONA

Hasta ahora se han visto las diferentes topologías de la máquina síncrona, es decir, las diferentes posibilidades geométricas que pueden tener. En este apartado se muestran las diferentes fuentes de excitación del secundario de que puede disponer un motor síncrono, que son los motores de imanes, los motores de secundario bobinado, y los motores de reluctancia variable. También se muestran otros tipos de secundarios menos comunes.

2.2.2.1. Motores de Imanes Permanentes

Los motores lineales de imanes en el secundario del motor son muy utilizados debido a la gran densidad de fuerza que ofrecen. Pueden tener varias configuraciones diferentes. La primera es con imanes superficiales, como en la figura 2.21. Los imanes están dispuestos sobre un yugo de material ferromagnético para facilitar la circulación del flujo. Estos imanes están magnetizados en dirección normal al entrehierro, de tal manera que su flujo es perpendicular a la superficie activa.

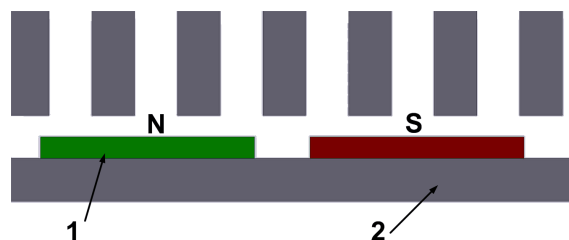


Figura 2.21: Motor lineal de imanes superficiales. 1-Imán; 2-Yugo del secundario.

El siguiente tipo de secundarios es el del motor de imanes embebidos, como el de la figura 2.22.

La magnetización de los imanes es en dirección del campo magnético móvil. Entre los imanes enterrados ha de haber una pequeña porción de

material ferromagnético. El yugo de este tipo de motores ha de ser de material no ferromagnético para evitar la dispersión del flujo útil.

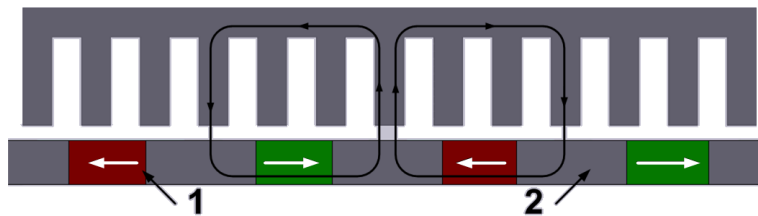


Figura 2.22: Motor lineal de imanes embebidos. 1-Imán; 2-Prismas ferromagnéticos.

La tercera disposición de imanes es la de imanes en Halbach, como en la figura 2.23. Estos motores disponen de diferentes magnetizaciones de los imanes en el secundario, siguiendo la secuencia Este-Norte-Oeste-Sur, sin ningún tipo de material ferromagnético entre ellos. Con esta disposición se consigue una densidad de flujo magnético mayor y con una forma más sinusoidal [16]. Esta sucesión de imanes se puede llevar al extremo con direcciones intermedias, para obtener una distribución más sinusoidal aún, pero las diferentes magnetizaciones al final provocan que el precio del motor sea elevado.

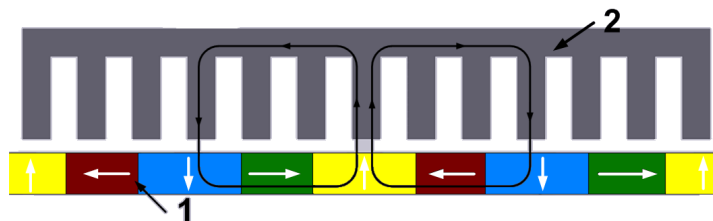


Figura 2.23: Motor lineal de imanes en Halbach. 1-Imanes; 2-Primario.

Para evitar una fuerza de cogging elevada, es común poner los imanes en el secundario inclinados, como en la figura 2.24, a pesar de perder algo de eficiencia en el campo magnético generado por los imanes. Esta disposición puede ser tanto con una fila de imanes como con dos o más.

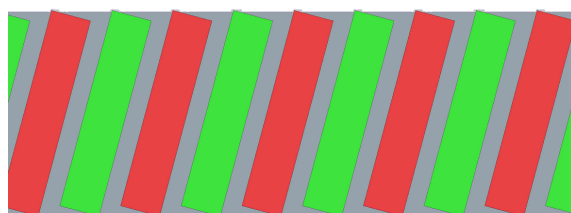


Figura 2.24: Secundario con imanes inclinados.

Estos tipos de excitación, pese a estar descritas para motores lineales planos, también puede aplicarse a motores de flujo transversal o tubular.

Cada tipo de disposición de imanes en el secundario tiene sus ventajas y sus inconvenientes. Chevallier [1] hace una comparación de ellos en su tesis.

La primera comparación es entre el motor plano de imanes superficiales y el motor en Halbach, comparando la forma de la inducción en el entrehierro generada por las dos topologías, con unas condiciones geométricas parecidas. El autor afirma que los imanes en Halbach generan un nivel de inducción mayor que los imanes superficiales, además de poseer una forma más sinusoidal, pues según los análisis espectrales proporcionados, en los motores en Halbach la reducción del tercer armónico es significativa respecto al de los motores con imanes superficiales.

En definitiva, la disposición en Halbach presenta un mejor nivel de inducción magnética (tanto en magnitud como en forma de onda) que en el caso de imanes superficiales. Además no presenta material ferromagnético en el secundario, por lo que no habrá pérdidas en el hierro. En cambio, los imanes en Halbach son muy complicados de montar y pueden aparecer problemas con las tolerancias.

También hace un estudio de los motores de imanes embebidos. Este tipo de motores generan una inducción magnética mayor en el entrehierro que los superficiales. Presentan el problema de que con motores con dientes presenta una gran fuerza de cogging y de reluctancia. además son complicados de montar. Son los más adecuados para motores tubulares, puesto que la magnetización de los imanes sería unidireccional, mientras que si se montan imanes en Halbach requeriría magnetizar imanes en dirección radial, proceso que es muy costoso.

En resumen, se puede concluir de estas comparaciones que aunque los motores con imanes superficiales no son los que dan mayor nivel de inducción en el entrehierro (para geometrías similares), son los más sencillos de fabricar y los más utilizados en los motores lineales planos comerciales. Además se consigue el mismo rendimiento que con imanes en Halbach con menor volumen de imán, por lo que se producirá un ahorro en el gasto en imanes. De todas maneras, esta disminución en el volumen de imanes no implica una disminución en el volumen global del secundario, puesto que las disposiciones de imanes enterrados e imanes en Halbach no llevan yugo, y la de imanes superficiales sí que lo necesita. A la hora de dimensionar un motor, es un aspecto muy importante a tener en cuenta.

2.2.2.2. Motores de Rotor Bobinado

En un motor lineal de rotor bobinado (figura 2.25) el secundario está formado por polos salientes ferromagnéticos alimentados por una excitación en corriente continua, es decir, se sustituyen los imanes por bobinas. Si el sistema de excitación electromagnética está integrado en la parte móvil, la corriente continua puede llegar por medio de escobillas o barras de contacto, por sistemas de transferencia por inducción, por transformadores lineales o por sistemas de excitación sin escobillas lineales.

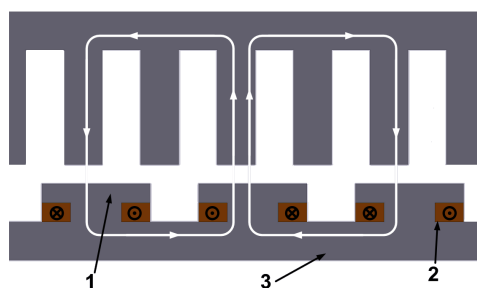


Figura 2.25: Motor lineal de rotor bobinado. 1-Polo saliente; 2-Bobinado de excitación DC; 3-Yugo ferromagnético.

Presentan la ventaja de que el campo generado por el secundario se puede modificar con una variación de la corriente continua que circula por el devanado del secundario, pero por lo general, su rendimiento será menor y el volumen que ocupan las bobinas del secundario será mayor que el ocupado por imanes.

2.2.2.3. Motores Lineales de Reluctancia Variable

El motor de reluctancia variable más simple es uno como el de la figura 2.25, pero retirando el bobinado. Pero este motor es de baja fuerza. Mejores resultados se pueden obtener usando barreras de flujo o laminación de acero (figura 2.26). Estas barreras se pueden hacer de cualquier material no ferromagnético. Con estas disposiciones obtenemos distintas reluctancias a lo largo de la máquina.

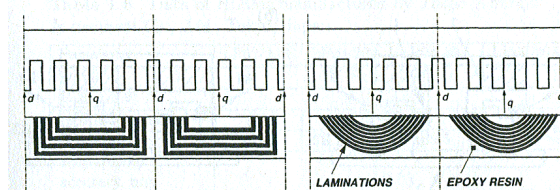


Figura 2.26: Motor lineal de reluctancia variable. El primero es con barreras de flujo, y el segundo de laminación de acero [16].

Estos motores entregan una densidad de fuerza menor, y en motores lineales su utilización no está muy extendida.

2.2.2.4. Otras Excitaciones

Existe algún otro tipo de excitación para los motores síncronos, más desde el punto de vista anecdótico por ser motores muy complejos [16]. En grandes motores lineales síncronos, el sistema de excitación con núcleo ferromagnético que produce el flujo de excitación puede ser reemplazado por imanes superconductores sin núcleo, debido a que los superconductores producen una densidad de flujo mayor que la saturación de los mejores materiales ferromagnéticos.

Además de este tipo de motores especiales, hay otro tipo de motores que aun siendo síncronos, su concepto es diferente al de un devanado trifásico convencional. Un ejemplo de estos motores es el motor de switch reluctan- ce [16], como el de la figura 2.27, en el que introduciendo pulsos de corriente continua en las diferentes bobinas del primario del motor, se consigue generar un movimiento coordinado del secundario por el principio de reluctancia variable. Se está estudiando para la aplicación a la tracción de trenes con motores lineales [17] y en vehículos eléctricos convencionales con motores rotativos [18].

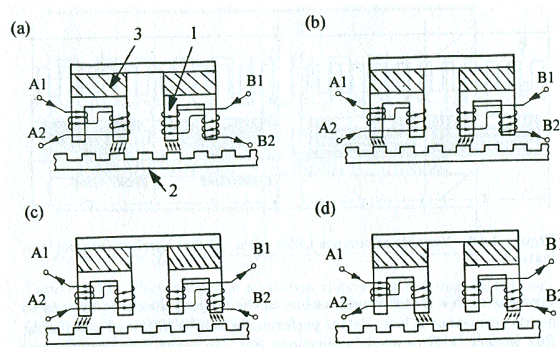


Figura 2.27: Motor híbrido lineal paso a paso [16]. 1-Primario; 2-Secundario; 3-Imanes.

2.2.3. COMPARACIÓN DE MOTORES COMERCIALES DE USO GENERAL

Otra comparación muy interesante que se puede hacer es la de los motores comerciales existentes en el mercado. Se analizan varios modelos de motores lineales en representación de topologías más comunes explicadas anteriormente.

Para realizar la comprobación, se considerarán unas especificaciones básicas próximas a las de la aplicación de la apertura y cierre de las puertas automáticas. El motor deberá tener una fuerza nominal de $100N$, y deberá ser capaz de alcanzar durante un segundo al menos una fuerza máxima de $160N$. Además deberá ser capaz de desarrollar una velocidad máxima de $1m/s$. Los motores de los catálogos que no cumplan estas características no serán estudiados.

2.2.3.1. Motor Coreless Plano Doble

El motor elegido es *Yaskawa SGLGW 40A365B*, que es un motor lineal síncrono monofásico del tipo coreless. En la figura 2.28 se puede observar cómo es su geometría.

El motor dispone de un secundario en forma de U con dos filas de imanes. La distancia entre las dos filas de imanes es pequeña, por lo que la parte del primario alojada en su interior solo estará formada por material ferromagnético. El devanado está fuera de ésta placa de hierro, generando un campo magnético variable monofásico. Para motores de mayor potencia y tamaño que éste, también existen motores con bobinado trifásico.

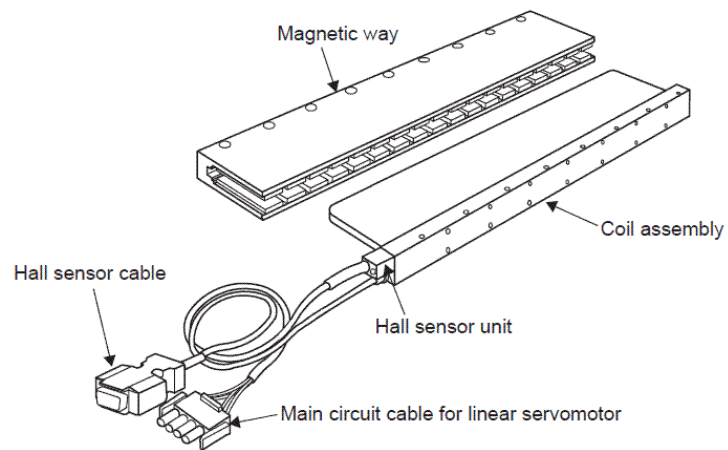


Figura 2.28: *SGLGW 40A365B. Motor sin núcleo. [19]*

2.2.3.2. Motor Plano de Secundario Simple

Este motor es un motor lineal síncrono trifásico del tipo plano, modelo *Yaskawa SGLFW 35A230A*, representado en la figura 2.29.

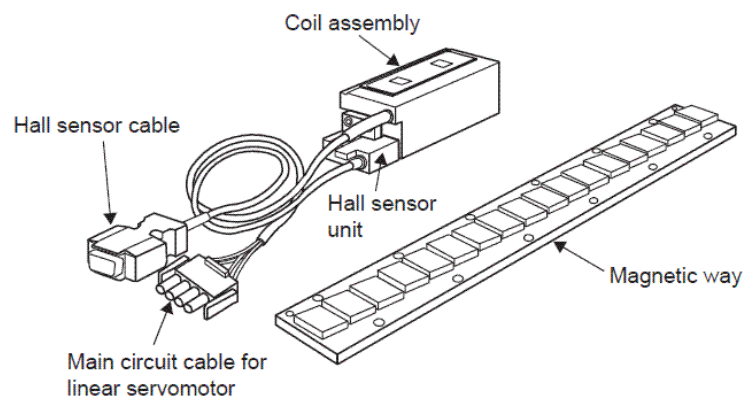


Figura 2.29: *SGLFW 35A230A. Motor lineal plano. [19]*

El secundario de este motor es plano, y tiene imanes superficiales, inclinados para evitar la fuerza de cogging. El primario también es de forma

plana, incluye el devanado trifásico que genera el campo magnético móvil en el núcleo de material ferromagnético.

2.2.3.3. Motor Plano de Secundario Doble (iron-cored)

El motor *Yaskawa SGLTW 20A170A* es el elegido para representar esta categoría. Este motor es un motor lineal síncrono con forma de T. Lo podemos observar en la figura 2.30.

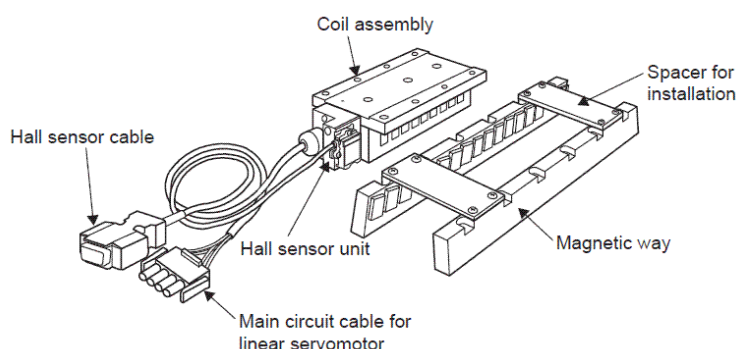


Figura 2.30: *SGLTW 20A170A. Motor lineal en forma de T con secundario doble. [19]*

El secundario está formado por dos filas de imanes puestas paralelas y enfrentadas. Entre ellas discurre el primario de motor con la base ancha de material ferromagnético. En el primario se encuentra el devanado trifásico que genera el campo móvil.

2.2.3.4. Motor Lineal Tubular

El motor *Copley XTB3804* es un motor lineal síncrono tubular, con el primario por el exterior y el secundario por el interior. En la figura 2.31 se puede ver este motor.

Las características de este motor vienen dadas por unidad de masa y volumen del primario, puesto que del secundario no tenemos datos de masa.

2.2.3.5. Tabla de Características de los Motores Comerciales

Para realizar un estudio de las características más importantes del motor, se ha considerado que el motor dispone un metro de carrera. Se muestran también las densidades volumétricas y máxicas de fuerza y de potencia. Los parámetros a estudiar de cada motor están comparados en la tabla 2.1. Son los siguientes:

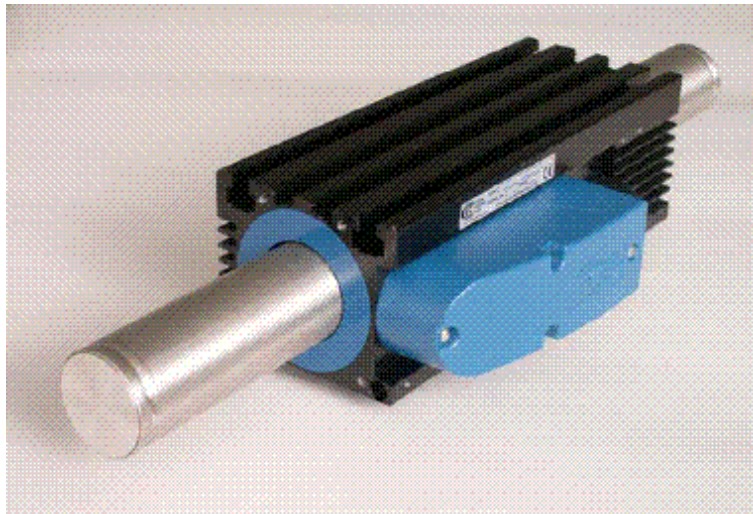


Figura 2.31: XTB3804. Motor lineal síncrono tubular. [20]

- Fuerza Nominal, $[N]$, que indica la fuerza que es capaz de entregar el motor en régimen permanente a la velocidad nominal.
- Fuerza máxima, $[N]$, que es la fuerza máxima que podrá entregar el motor.
- Velocidad Nominal, $[m/s]$, que es la velocidad del el motor en régimen permanente.
- Velocidad máxima del motor a la fuerza media, $[m/s]$, que es la velocidad que es capaz de alcanzar el motor durante un segundo cuando al motor se le aplica la fuerza nominal.
- Fuerza por unidad de volumen, $[N/m^3]$, que es la densidad de fuerza del motor.
- Fuerza por unidad de masa, $[N/kg]$.
- Potencia del motor, $[W]$.
- Potencia por unidad de volumen, $[W/m^3]$.
- Potencia por unidad de masa, $[W/kg]$.

Tabla 2.1: Características de los motores comerciales.

| | Coreless | Plano | Doble (T) | Tubular |
|------------------------|--------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------|
| Modelo | <i>Yaskawa SGLGW- 40A365</i> | <i>Yaskawa SGLFW- 35A230A</i> | <i>Yaskawa SGLTW- 20A170A</i> | <i>Copley XTB3804</i> |
| F_{nom} | 140N | 160N | 130N | 137.3N |
| F_{max} | 420N | 440N | 380N | 372N |
| V_{nom} | 1.5m/s | 3m/s | 3m/s | 1.5m/s |
| V_{max} | 4.3m/s | 4.8m/s | 4.7m/s | 9.4m/s |
| F/vol | 73478N/m ³ | 136478N/m ³ | 60525N/m ³ | 48819N/m ³ |
| F/masa | 11.5N/kg | 23.12N/kg | 8.917N/kg | 10.4N/kg |
| P | 820W | 1320W | 1036W | 1050W |
| P/vol | 430375W/m ³ | 1125949W/m ³ | 482337W/m ³ | 37343W/m ³ |
| P/masa | 65W/kg | 190W/kg | 71W/kg | 70W/kg |

En esta tabla se ve como la densidad de fuerza mayor, tanto por unidad de masa como por unidad de volumen se da en los motores lineales planos, siendo en el resto muy parecidas. En el caso de que se aplicase a un motor de estos expuestos a la puerta automática, el más adecuado sería el motor plano por esta razón.

2.2.4. ESTUDIO SOBRE EL DISEÑO Y TIPOS DE DEVANADOS

Un motor eléctrico lineal puede presentar gran variedad de devanados, aunque no hay multitud de publicaciones al respecto [1]. Algunos autores hacen una descripción general de los devanados propuestos por ellos para los motores rotativos, como Sancho [21] o Hanselman [22], pero no proporcionan un método de diseño, solamente un método descriptivo de cálculo.

Los dos grandes grupos son el devanado distribuido y el devanado concentrado [23]. Dentro de cada familia, las posibilidades son diversas, pero todas no son adecuadas para su aplicación en motores lineales.

Para motores lineales, la falta de bibliografía es mucho más evidente, pues no se encuentra documentación específica para estos motores particulares. Una de las pocas excepciones al respecto es Chevailler [1], que en su tesis doctoral presenta un método de diseño de motores lineales, incluyen-

do el devanado como uno de los puntos significativos a diseñar. También presenta métodos para el cálculo de las variables propias del devanado, y criterios para su elección. Además ofrece tanto la posibilidad del devanado distribuido como del concentrado, aunque deja claro que el distribuido no es el óptimo para motores lineales.

El diseño del devanado de un motor lineal es similar al diseño de devanados de motores rotativos, adaptando posteriormente las geometrías obtenidas a un motor lineal.

2.2.4.1. Devanado Distribuido

El devanado distribuido es ampliamente utilizado en motores rotativos. Según la definición dada por Chevailler [1], este devanado es aquel que presenta un número de ranuras por polo y por fase mayor que 0,5. Para motores lineales, este tipo de devanados puede presentar una distribución de campo asimétrico [24], como se ve en la figura 2.32, por la presencia de ranuras en los extremos semivaciás. Esta no es la única forma posible de bobinar este tipo de motores, pero es la forma directa resultante de la transformación de un bobinado de una máquina rotativa en lineal.

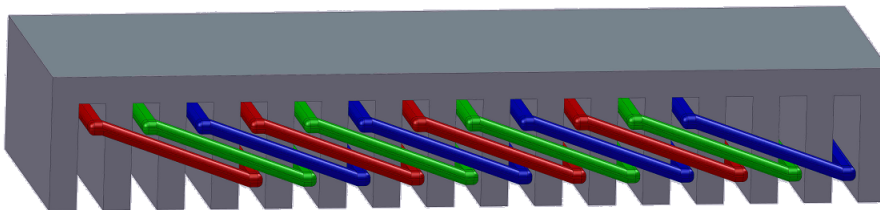


Figura 2.32: Devanado distribuido de paso entero.

Este tipo de devanados se suele denominar como “overlapping windings”, puesto que generan bobinados en los que las cabezas de bobina se solapan unas sobre otras. En general, estos bobinados presentan cabezas de bobina de gran tamaño y volumen, motivo por el cual son muy poco utilizados en motores lineales [1].

Los devanados distribuidos de paso entero basan su diseño en la secuencia de devanado de la expresión (2.1), que corresponde a un paso entero de 1 ranura por polo y por fase ($q = 1$), donde cada ranura alberga una sola bobina, que tiene la vuelta 3 ranuras más adelante. Cada secuencia corresponde a un par de polos, y se repetirá cada par de polos del motor.

Esta distribución básica se muestra ampliamente en la bibliografía, como por ejemplo, Pyrhonen [25] o Gieras [16, 26].

$$|A^+|C^-|B^+|A^-|C^+|B^-| \quad (2.1)$$

Esta secuencia de devanado produce una distribución de fuerza magnetomotriz en el entrehierro más o menos de forma sinusoidal, tal como se ve en la figura 2.33.

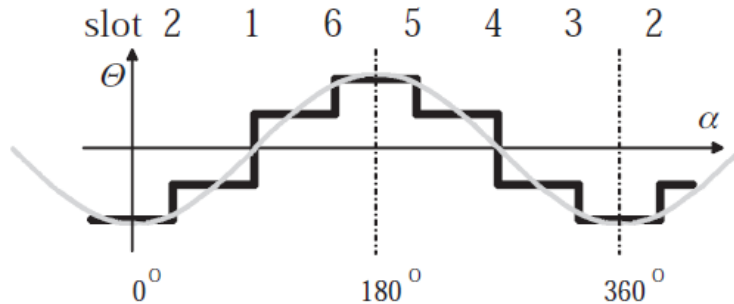


Figura 2.33: Distribución de fuerza magnetomotriz en el entrehierro para devanados distribuidos de paso entero con $q = 1$. [25]

En caso de ser el paso entero con q mayor que 1, por ejemplo $q = 2$, simplificando la explicación, se repetirá cada ranura 2 veces (o q veces), como se ve en la expresión (2.2). En este caso, el paso de bobina, será de 6 ranuras, es decir, que la vuelta de la bobina se producirá 6 ranuras más adelante.

$$|A^+|A^+|C^-|C^-|B^+|B^+|A^-|A^-|C^+|C^+|B^-|B^-| \quad (2.2)$$

Cuanto mayor sea el número de ranuras por polo y por fase, más sinusoidal será la distribución de fuerza magnetomotriz en el entrehierro, pero a su vez, la cabeza de bobina tendrá más longitud. La distribución de campo con $q = 2$ se ve en la figura 2.34.

Existen también devanados distribuidos con q fraccional [25, 27], utilizados en motores rotativos para disminuir los armónicos de la tensión inducida, pero dada su poca utilidad para motores lineales, sobre todo de pequeña potencia, no se van a explicar.

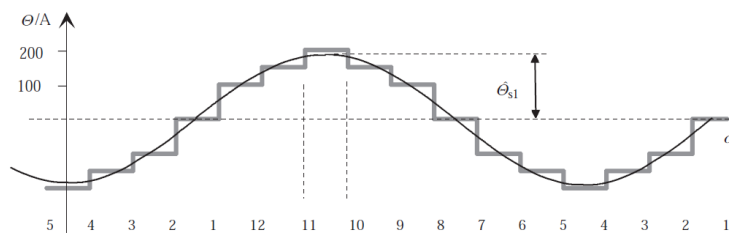


Figura 2.34: Distribución de fuerza magnetomotriz en el entrehierro para devanados distribuidos de paso entero con $q = 2$. [25]

2.2.4.2. Devanado Concentrado

El devanado concentrado es aquel en el que el número de ranuras por polo y por fase es menor o igual a 0,5 [1]. Este tipo de devanado es llamado “non-overlapping winding”, puesto que las bobinas que conforman el motor no presentan solapamiento en las cabezas de bobina, al abrazar cada una un solo diente, como se ve en la figura 2.35.

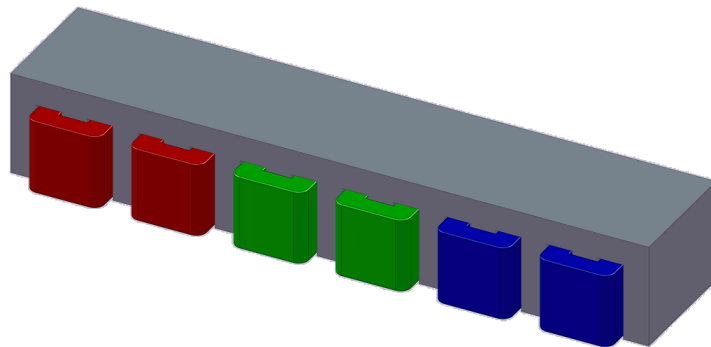


Figura 2.35: Devanado concentrado de una sola capa.

En comparación con la distribución de bobinado distribuido de la figura 2.32, no necesita añadir dientes adicionales para albergar el devanado.

Chevallier diferencia dos tipos de devanados concentrados, los devanados concentrados de una sola capa, en los que cada ranura alberga solamente

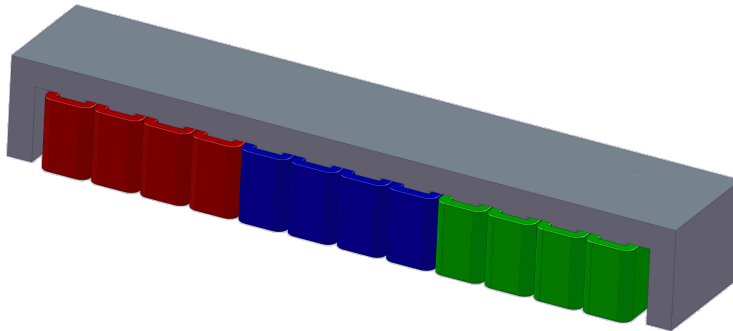


Figura 2.36: *Devanado concentrado de doble capa.*

una bobina, como se puede ver en la figura 2.35, o de doble capa, en la que cada ranura alberga dos bobinas (figura 2.36).

El diseño de los devanados concentrados no es tan directo como en los devanados distribuidos. Requiere un proceso en el que se eligen el número de ranuras, el número de polos, y una posterior selección mediante varios criterios como el factor de devanado o el espectro de armónicos en la tensión generada. Su aplicación a los motores rotativos se está convirtiendo en habitual en los últimos años. Cross [28, 29] estableció un método de diseño de devanados concentrados de alto factor de devanado. Magnussen [30, 31] realiza estudios en los que estudia las variables del devanado concentrado, como las pérdidas por efecto Joule o el factor de devanado. Otros autores que han estudiado el devanado concentrado son [23, 32, 33].

Libert [34] presenta en su tesis doctoral un método de diseño de devanados concentrados. En él, se parte del número de polos deseados y del número de ranuras previstas, y a partir de estos datos, se obtiene una secuencia de devanado concentrado de doble capa que tiene la forma de la expresión (2.3), en la que se representa el devanado concentrado para un motor con 4 pares de polos y 9 ranuras.

$$A^+|A^-A^-|A^+A^+|A^-B^+|B^-B^-|B^+B^+|B^-C^+|C^-C^-|C^+C^+|C^- \quad (2.3)$$

2.2.4.3. Factor de Devanado

El factor de devanado es un dato relevante para el diseño de los devanados. Hace referencia al aprovechamiento por parte del devanado del flujo

generado por los imanes. Los métodos de cálculo son variados según el autor. En general son para devanado de motores rotativos, pero los métodos se pueden extrapolar a los motores lineales.

Chevallier [1] establece un método para el cálculo del factor de devanado de un motor lineal dividiendo este en cuatro factores, el factor de paso, el factor de distribución de las bobinas, el factor de inclinación de ranuras y el factor de distribución de las espiras dentro del devanado. Del producto de estos cuatro factores resulta el factor de devanado total. En este caso, la obtención de los factores depende de las dimensiones del motor. El método es general para cualquier tipo de devanado y permite el cálculo del factor de devanado para cualquier armónico.

Libert [34] presenta un método para el cálculo del factor de devanado devanado concentrado para motores rotativos utilizando los fasores de la tensión inducida en vacío. Lo interesante de este método es que no utiliza la geometría, simplemente utiliza la secuencia de devanado previamente calculada.

Gieras [16, 26, 35, 36] establece un método del cálculo de los factores de devanado utilizando solamente dos factores, el factor de paso y el factor de distribución. Usa el mismo método para todas las topologías de máquinas que presenta en sus libros que son los motores lineales síncronos y de inducción, los motores rotativos y los motores axiales.

2.2.4.4. Inductancias

La bibliografía referente a las inductancias para motores eléctricos lineales es muy escasa, a pesar de ser uno de los puntos claves en el estudio de las prestaciones del motor lineal. Gieras [16, 35] define las inductancias para motores lineales síncronos y de inducción. Usa el mismo método para calcular las inductancias que para motores rotativos [26, 36]. Su método consiste en el cálculo de la inductancia dividiéndola en dos partes, la inductancia de magnetización y la inductancia de dispersión.

La inductancia de dispersión la calcula dividiéndola en tres dispersiones diferentes: la dispersión de ranura, la dispersión de cabeza de bobina y la dispersión diferencial.

En cuanto a la inductancia de magnetización, depende del tipo de secundario a utilizar. Gieras [37], define unos coeficientes con los que calcular la inductancia de magnetización, dependiendo de la geometría del entrehierro y del secundario del motor.

Otro autor que estudia las inductancias de los motores rotativos es Pyrhonen [25], siguiendo un estudio similar a los desarrollados por Jussila [38] o Salminen [39]. Definen la reluctancia de dispersión en cinco dispersio-

nes diferentes, la dispersión en el entrehierro, la dispersión en la ranura, la dispersión en la cabeza de diente, la dispersión en la cabeza de bobina, y en caso de que el motor tuviese ranuras o imanes inclinados, la dispersión por inclinación de ranura. También proporcionan un método para definir la inductancia de magnetización para un motor de imanes superficiales.

2.2.4.5. Criterios de Selección

A la hora de elegir el devanado para un motor lineal, hay que tener en cuenta una serie de criterios que permitan evaluar la bondad del devanado. Chevailler [1] ofrece varios criterios de comparación, entre ellos, restricciones constructivas, el factor de potencia o el cogging del motor.

En cuanto a las restricciones constructivas, habrá que tener en cuenta las limitaciones del proceso de fabricación (por ejemplo, dientes muy largos o la sustentación del motor) o las limitaciones en las dimensiones globales del motor. Por ejemplo, un devanado concentrado tendrá menores cabezas de bobina y generará un volumen menor.

En cuanto al factor de devanado, en general en toda la bibliografía se toma un factor de valor $k_w > 0,866$ como referencia de valor mínimo admisible [1, 34]. Se dan muchas configuraciones de devanado concentrado que no serán válidas al tener un factor de devanado menor.

El cogging del motor debido al efecto de las ranuras se puede eliminar casi por completo con una elección del devanado correcta. Para una elección correcta, la expresión (2.4) [1] da un valor que si es mayor o igual que 6, se puede considerar que el cogging debido a la ranura es despreciable, quedando solamente el cogging debido a los extremos del motor. En términos generales, el devanado distribuido da un valor de k_{cogg} de 3, en principio no deseable. Con la eliminación del cogging por ranura, puede no ser necesario realizar inclinación de ranura o de imanes para eliminar este componente.

$$k_{cogg} = \frac{mcm(2 \cdot p, Q_s)}{2 \cdot p} \quad (2.4)$$

2.3. DISEÑO ANALÍTICO DE MOTORES LINEALES SÍNCRONOS

En este apartado se realiza una revisión sobre el diseño analítico de los motores eléctricos, tanto desde el punto de vista electromagnético como desde el térmico.

2.3.1. DISEÑO ANALÍTICO ELECTROMAGNÉTICO

Respecto al estudio electromagnético de los motores eléctricos, se pueden llevar a cabo de dos maneras fundamentalmente. La primera es mediante un estudio analítico, y la segunda, mediante el empleo de software de elementos finitos. En general, en los autores desarrollan un método analítico que luego validan con elementos finitos y en algunos casos, experimentalmente.

En cuanto a métodos analíticos, la bibliografía específica sobre motores lineales es escasa. Gieras [16] presenta un pequeño circuito magnético utilizando solamente una representación del motor con un polo. También presenta una manera de calcular muchos de los parámetros de funcionamiento del motor.

Uno de los aspectos más relevantes para los motores lineales y del que se ha encontrado escasa bibliografía específica es sobre el flujo de final de máquina y su modelización como reluctancia. Un autor que ofrece un estudio sobre este aspecto es Polinder [40], que ofrece un estudio de cómo afecta la saturación magnética en la fuerza de empuje en motores lineales síncronos. En este caso, el circuito magnético empleado, representa a todo el motor.

Sheikh-Ghalavand [41] presenta un circuito equivalente completo para motores lineales síncronos de imanes, en el que modela el efecto creado por los devanados en el mapa de inducciones del motor, pudiendo realizar estudios temporales y con varios devanados. También realiza un complejo modelado de las reluctancias en el entrehierro, tiene en cuenta la saturación del material ferromagnético y realiza un cálculo de las pérdidas del hierro. Sus resultados los compara con elementos finitos, obteniendo buenos resultados en las comparaciones.

En cuanto a motores rotativos, la bibliografía es mucho más extendida y, en muchos casos, los métodos son extrapolables a motores lineales. Corrales [42, 43] ofrece un método general de cálculo y dimensionamiento de motores rotativos. Muestra como calcular las dimensiones del motor y calcular los diferentes parámetros de funcionamiento, todo desde un punto de vista analítico.

Elósegui [44] en su tesis doctoral realiza un estudio de dimensionamiento de motores rotativos síncronos de imanes para aplicaciones de alto par y bajas revoluciones. El método que propone establece una metodología de diseño electromagnético integral el motor.

Qu y Lipo [45] realizan un estudio analítico sobre el modelado de los flujos dispersos en el entrehierro y en zig-zag para motores rotativos, haciendo una comparación de estos flujos con estudios en elementos finitos, obteniendo una precisión de entre el 7 % y el 17 % para los casos con satura-

ción. En otro artículo [46], establecen unas expresiones de dimensionamiento para motores rotativos de doble rotor y devanado toroidal, obteniendo las dimensiones generales del motor.

Zhu [47] desarrolla un modelo de reluctancias para un motor de imanes interiores segmentados y con varias capas de imanes. Este modelo es una aproximación conceptual a los motores de imanes embebidos. Su modelo no es realmente un motor, pues realiza solamente un modelado del rotor introducido en un cilindro de material ferromagnético. Sus resultados, comparado con simulaciones de elementos finitos son muy precisos, pero no tiene un estator real.

2.3.2. DISEÑO ANALÍTICO TÉRMICO

En el pasado, el análisis térmico de máquinas eléctricas ha recibido menos atención que el análisis electromagnético. Esto se refleja en el número de publicaciones técnicas relacionadas con ambos temas [48]. Desde los años 90 y con la reducción de los costes de los sistemas informáticos, con nuevas posibilidades y capacidades para resolver complicados sistemas de ecuaciones, se empezó a trabajar en el desarrollo de los estudios térmicos para los motores rotativos [49–52].

Estos estudios han alcanzado gran relevancia hoy en día debido a los requisitos de miniaturización de los motores, que requieren de un estudio térmico preciso, o por la utilización de nuevos materiales, sobre todo los nuevos imanes de tierras raras, que pierden sus propiedades magnéticas debido a un aumento de la temperatura. Esto hace del aspecto térmico un paso crítico en el diseño de los motores eléctricos para conseguir la mayor eficiencia posible en el menor espacio.

Se han desarrollado varios métodos para el análisis térmico de los motores eléctricos. Hay dos grandes tipos de estudios, los modelos analíticos y los modelos numéricos.

Los modelos analíticos más utilizados son los modelos de resistencias térmicas (Lumped Parameter Models), y los modelos de diferencias finitas. Ambos son las opciones adecuadas tanto en procesos de diseño como para la predicción de la temperatura durante el control, puesto que se pueden resolver de manera rápida.

Los estudios mediante elementos finitos son el segundo gran grupo de estudio térmico. Pueden ser tanto de elementos finitos (FEM, Finite Element Method) como de dinámica de fluidos computacional (CFD, Computational Fluid Dynamics). Tienen la ventaja de que dan resultados muy precisos y detallados, pero a su vez requieren de un gran tiempo de preparación para cada motor así como de un tiempo de resolución elevado que hace imposi-

ble su aplicación para el control de motores, haciendo necesario la presencia de sensores térmicos en los sistemas. Son la mejor opción en la etapa de optimización del diseño de un motor.

En comparación con los motores rotativos, se ha publicado mucho menos sobre el cálculo térmico de motores lineales [1, 53], y normalmente no presentan métodos de predicción de la temperatura durante los ciclos de control, haciendo necesaria la sensorización del motor.

2.3.2.1. Transferencia de Calor

2.3.2.1.1. Transferencia de Calor y Modos de Transferencia de Calor

La transferencia de calor se define como el tránsito de energía debido a una diferencia espacial de temperaturas. Sea en el mismo medio o en dos distintos, siempre que haya una diferencia de temperatura existirá transferencia de calor [54].

Existen tres modos de transferencia de calor:

Conducción La conducción existe en un medio sólido, siempre que exista un gradiente de temperaturas en el mismo. Explica la distribución de temperaturas en sólidos. Esta transferencia de calor está regida por la ley de Fourier, cuya expresión para flujo unidimensional en una pared plana, y con una distribución de temperaturas $T(x)$, viene dada por la expresión (2.5).

$$q_x'' = -\lambda \cdot \frac{dT(x)}{dx} \quad (2.5)$$

En esta expresión, q_x'' (W/m^2) es el flujo de calor en la dirección x y el parámetro λ ($W/m \cdot K$) es la conductividad térmica del material. Tiene signo negativo porque el flujo de calor es en la dirección de la disminución de temperatura, es decir, se transfiere del lado caliente al lado frío. Cuando tenemos condiciones estacionarias, el gradiente de temperaturas es lineal y viene dado por la expresión (2.6), quedando la expresión del flujo de calor como se ve en la expresión (2.7).

$$\frac{dT(x)}{dx} = \frac{T_2 - T_1}{L} \quad (2.6)$$

$$q_x'' = \lambda \cdot \frac{T_1 - T_2}{L} = -\lambda \cdot \frac{\Delta T}{L} \quad (2.7)$$

Convección La convección es la transferencia de calor entre una superficie de un sólido y un fluido, bien sea en estado líquido o gaseoso, que están a diferentes temperaturas. Está regida por la ley de enfriamiento de Newton, cuya expresión se ve en la expresión (2.8).

$$q_x'' = h_{conv} \cdot (T_s - T_\infty) \quad (2.8)$$

En esta expresión, el flujo de calor es proporcional a la diferencia de temperaturas entre la superficie T_s y el fluido T_∞ . La constante de proporcionalidad es h , conocida como el coeficiente de transferencia de calor por convección, o simplemente, coeficiente de convección. Su valor depende de las condiciones de la frontera de transferencia, que varían debido a la geometría, la naturaleza del fluido y las propiedades del mismo.

Radiación Representa la transferencia de calor entre una superficie y otra que no están en contacto directo, en forma de ondas electromagnéticas. La expresión que rige este flujo de calor es (2.9).

$$q_{rad}'' = \epsilon \cdot E_b \cdot T_s - \alpha \cdot G = \epsilon \cdot \sigma \cdot (T_s^4 - T_{alr}^4) \quad (2.9)$$

En esta expresión, ϵ es la emisividad del material, y σ la constante de Stefan-Boltzmann ($\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} [W/m^2 \cdot K^4]$). Se puede modelizar la transferencia de calor por radiación de manera similar a la conducción, con un parámetro h_r tal que

$$q_{rad}'' = h_r \cdot (T_s - T_{alr}) \quad (2.10)$$

$$h_r \equiv \epsilon \cdot \sigma \cdot (T_s + T_{alr}) \cdot (T_s^2 + T_{alr}^2) \quad (2.11)$$

2.3.2.1.2. Resistencias Térmicas

De la última expresión de la ley de Fourier de conducción, se puede extraer un concepto muy importante, el de resistencia térmica, que va a facilitar los cálculos térmicos. Resulta de la analogía entre la difusión de calor y la carga eléctrica. Del mismo modo que a la conducción de la electricidad se le asocia la resistencia eléctrica, a la transferencia de calor se le puede asociar una resistencia térmica. De la expresión (2.7) se puede definir la resistencia de conducción para una pared plana como:

$$R_{t,cond} = \frac{T_1 - T_2}{q_x} = \frac{L}{\lambda \cdot A} \quad (2.12)$$

La resistencia térmica $R_{t,cond}$ tiene como unidades $[K/W]$. En la expresión (2.12), la L es la longitud de la pared y A la superficie de la pared en dirección perpendicular al flujo de calor.

De manera análoga se pueden definir las resistencias térmicas para la convección y la radiación, a partir de las expresiones (2.8) y (2.10) respectivamente.

$$R_{t,conv} = \frac{1}{h \cdot A} \quad (2.13)$$

$$R_{t,rad} = \frac{1}{h_r \cdot A} \quad (2.14)$$

2.3.2.2. Transferencia de Calor en los Motores Eléctricos

Para el estudio concreto de los motores eléctricos, la transferencia de calor tiene sus particularidades.

2.3.2.2.1. Modos de Transferencia de Calor en los Motores Eléctricos

En los estudios analíticos encontrados en la bibliografía solamente se utilizan dos tipos de transferencia de calor, la conducción y la convección. La cantidad de energía transmitida por radiación es mucho más pequeña que la transmitida por conducción o por convección, y es por esto por lo que se suele despreciar, aunque puede ser conveniente utilizarla entre elementos internos de la máquina, si las temperaturas son de 100°C , ya que la magnitud del calor transferido por radiación en estas condiciones aumenta considerablemente. Un estudio en profundidad de la radiación en los motores eléctricos lo realiza Boglietti [55], donde expone los aspectos antes comentados.

Existe conducción en casi todos los elementos del motor como son el bobinado de cobre, en el material ferromagnético y en los imanes. Para motores rotativos, también se considera la conducción en el eje o la carcasa, elementos que no existen, a priori, en un motor lineal. Se suele considerar que la conducción entre los distintos elementos es perfecta, es decir, que no existen resistencias térmicas de contacto por imperfecciones de fabricación entre las distintas superficies de unión de los componentes. Staton [56] considera útil definir uniones imperfectas entre varios de los elementos del

motor, como son el contacto del primario con los aislantes de los conductores en las ranuras de la máquina, o entre el yugo del primario y la carcasa, aunque este contacto solo es válido en motores con carcasa. En ambos casos, las imperfecciones son debidas a los defectos causados por el apilado de la chapa magnética.

La convección es un fenómeno importante en los motores eléctricos, ya que es el principal medio de refrigeración. Existe convección en todos los elementos en contacto con aire, como son el entrehierro y las cabezas de bobina. En los motores rotativos es muy importante la convección en la carcasa del motor, puesto que es la principal salida de calor hacia el entorno. Se suelen disponer aletas para aumentar la convección, así como de ventiladores que provocan un aumento del flujo de aire y de la convección. Debido a las irregularidades geométricas de las distintas partes de la máquina, es muy difícil modelar la convección en algunas zonas. Sin embargo, se encuentra algunas correlaciones aproximadas para modelar las zonas críticas del motor, como son en entrehierro [49] o las cabezas de bobina [56].

2.3.2.2.2. Puntos Críticos de los Motores Eléctricos desde el Punto de Vista Térmico

Un motor eléctrico presenta partes muy sensibles a las altas temperaturas, como son los imanes o el bobinado, que pueden ver alterado su integridad en caso de estar sometidos a una temperatura superior a la especificada por el fabricante.

El principal problema con el devanado surge del aislante eléctrico del hilo de cobre, que no puede alcanzar temperaturas elevadas sin evitar su destrucción (tabla 2.2). Este aislante, clasificado por su temperatura máxima de funcionamiento, no debe ser destruido ya que si no se produciría un cortocircuito en el bobinado, con la consiguiente destrucción del mismo. Hay que tener en cuenta que el bobinado es normalmente la parte más caliente del motor.

El otro elemento crítico a tener en cuenta son los imanes. En este caso no se produce una destrucción, sino la pérdida de las propiedades magnéticas del imán. Pero esta desmagnetización no solo se puede dar por aspectos térmicos, sino que, como dice Haylock [58], pueden sufrir daños por un impulso de corriente en el primario del motor, por un cortocircuito en el bobinado o también por someterlos a un campo desmagnetizante intenso.

La desmagnetización debida a la temperatura tiene consecuencias en la curva B-H del material que se utilice, que se desplaza hacia abajo, como se ve en la figura 2.37, con una disminución del producto B-H máximo del imán. Esta restricción habrá que tenerla en cuenta a la hora de elegir un

Tabla 2.2: *Tabla de las clases de aislamiento del bobinado [42, 57]*

| Clase | Temperatura máxima |
|----------|--------------------|
| Y | 90°C |
| A | 105°C |
| E | 120°C |
| B | 130°C |
| F | 155°C |
| H | 180°C |
| N | 200°C |
| R | 220°C |
| S | 240°C |
| C | >240°C |

imán para un motor, puesto que hay imanes con mayor resistencia térmica (tabla 2.3), pero por lo general son más caros. Normalmente, las curvas de comportamiento de un imán con la temperatura las dan los fabricantes de imanes [59–61].

Tabla 2.3: *Tabla de las clases térmicas de los imanes de NdFeB [62]*

| Clase | Temperatura máxima |
|-----------|--------------------|
| | 80°C |
| M | 100°C |
| H | 120°C |
| SH | 150°C |
| UH | 180°C |
| EH | 200°C |
| AH | 300°C |

2.3.2.2.3. Fuentes de Calor: Las Pérdidas

Las principales fuentes de calor en un motor lineal síncrono son dos: las pérdidas magnéticas en el hierro y las pérdidas en el cobre. En los motores rotativos hay otras pérdidas importantes, como las pérdidas en los cojinetes

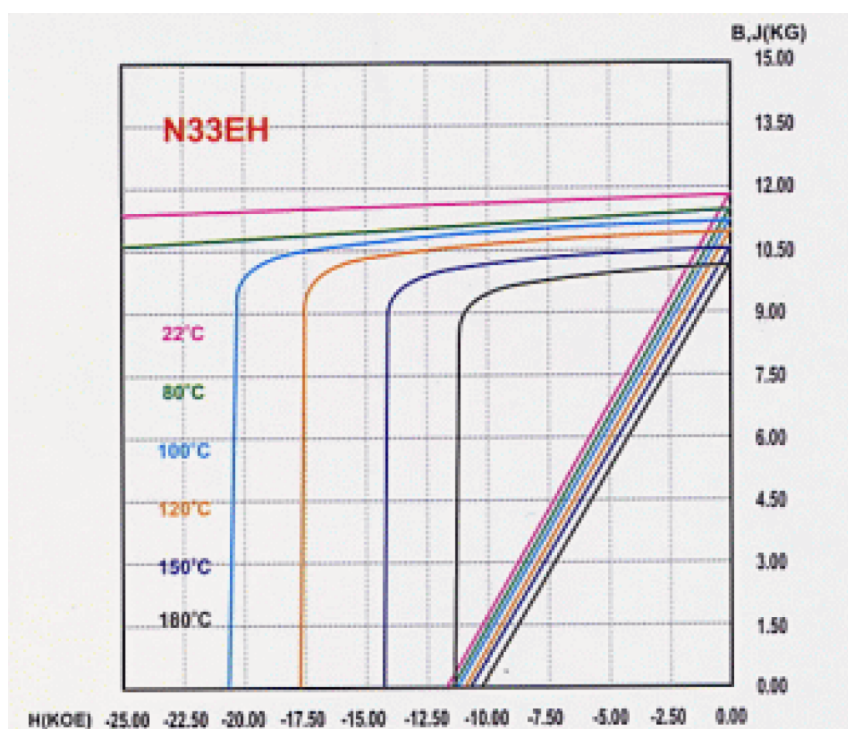


Figura 2.37: Efectos de la temperatura en el campo magnético generado por los imanes de NdFeB [60]

(mecánicas), pero por su poca magnitud respecto a las otras, se pueden despreciar.

Pérdidas Eléctricas Las pérdidas eléctricas se producen como consecuencia del efecto Joule en los conductores del motor.

Se expresa matemáticamente como se ve en la expresión (2.15) donde las pérdidas están en forma de energía, y, más común, expresada en forma de potencia (2.16).

$$E = I^2 \cdot R \cdot t \quad (2.15)$$

$$P_{Cu} = I^2 \cdot R \quad (2.16)$$

Donde P_{Cu} es la potencia perdida en el devanado por la circulación de corriente, I la corriente que atraviesa el conductor y R la resistencia del mismo.

Estas pérdidas en el cobre generan dos problemas. El primero es la disminución del rendimiento del motor, puesto que a la energía necesaria que hay que suministrar para el funcionamiento del motor, hay que sumarle la que se pierde por estas pérdidas. El otro problema surge con el aumento de la resistencia del devanado.

Experimentalmente se comprueba que en un rango de temperaturas no muy elevadas, la resistencia a un determinado valor de T (R_T) viene dada por la expresión (2.17).

$$R_T = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad (2.17)$$

Donde R_0 [Ω] es la resistencia de referencia a una temperatura T_0 de referencia, α es el coeficiente de temperatura del material [K], y ΔT en [K], es la variación de temperatura respecto a la de referencia.

Al depender las pérdidas de la resistencia eléctrica, si se desconoce el valor de la resistencia en caliente, se deberá calcular primero ésta con el fin de obtener las pérdidas exactas, en un proceso iterativo.

Pérdidas Magnéticas Las pérdidas en el hierro se producen por distintos fenómenos asociados a la variación en el tiempo de campo magnético. Son principalmente tres, las pérdidas de Foucault, las pérdidas por histéresis y las pérdidas adicionales.

- Las pérdidas de Foucault son perdidas por efecto Joule producidas en el propio material debido a las corrientes parásitas (corrientes inducidas sobre el propio material ferromagnético como consecuencia de estar sometido a un campo magnético variable con el tiempo).
- Las pérdidas por histéresis producidas en la microestructura del material debidas a la variación del campo y el consiguiente cambio en la polarización magnética que se produce.
- Las pérdidas adicionales engloban otros fenómenos secundarios que se presentan con un aumento significativo de la frecuencia. Están relacionadas con los ciclos de histéresis, aunque sus efectos están en general poco estudiados y por esta razón son muy difíciles de modelar. A bajas frecuencias ($f < 50HZ$), estas pérdidas suelen ser de pequeña

magnitud en comparación con las otras pérdidas por lo que se suelen despreciar [63].

En términos generales, las pérdidas magnéticas en el hierro suelen modelarse a partir de unos ciclos de pérdidas proporcionadas por el fabricante del material.

2.3.2.2.4. Estudio Analítico Térmico de los Motores Eléctricos

Hay dos tipos de estudio analíticos térmicos. El primero de ellos es la utilización de modelos de resistencias. El segundo es la utilización de un código de diferencias finitas.

Método de Resistencias Térmicas Este método consiste en un modelo de la máquina eléctrica formado por resistencias térmicas, capacidades térmicas y pérdidas en el interior del sistema [49]. El modelo se basa en la hipótesis de que el sistema, desde el punto de vista térmico, se puede dividir en distintas partes puntuales que se interconectan por medio de estas resistencias. En la resistencia térmica equivalente que resulta, toda la generación de calor de cada componente se concentra en un punto, que representa la temperatura media de cada parte. Esta red, similar a una red eléctrica, es de fácil resolución, y por eso este método resulta simple y atractivo, ofreciendo además una representación precisa del comportamiento térmico en las distintas partes del motor.

La dificultad principal de este método radica en una buena estimación de los parámetros que gobiernan la convección de la máquina [54, 56, 64, 65], ya que debido a las irregularidades geométricas es muy difícil de modelar adecuadamente.

Algunos autores han presentado modelos más completos de resistencias térmicas. Dajaku [66] introduce elementos de compensación que corrigen el error que se produce en elementos vecinos (por ejemplo, en la zona dientes-ranura del primario) por considerar sus pérdidas como una fuente de calor puntual. Bousbaine [50] aplica una distribución más detallada de las resistencias convencionales para mejorar la distribución de pérdidas en el hierro. Gerling [52] propone una mejora del método básico basada en la variación del flujo de calor en el interior de los elementos.

Método de las Diferencias Finitas Este tipo de cálculo térmico es un paso intermedio entre los estudios analíticos y los elementos finitos. Incropera [54] desarrolla en profundidad el método, siendo idóneo para cualquier sistema térmico. Requiere bastante preparación analítica previa, pero

el tiempo computacional empleado, aunque superior al modelo de circuito equivalente, sigue siendo inferior a los métodos numéricos.

2.4. CONCLUSIONES

En este Estado del Arte se han expuesto varios aspectos relevantes para el desarrollo de la tesis y del proyecto asociado a ella. El primero ha sido la presentación del mecanismo de accionamiento de una puerta automática del ascensor. La introducción del motor lineal en la puerta ha de realizarse cumpliendo una serie de restricciones dimensionales severas, debido al reducido espacio disponible en el conjunto.

En cuanto al estudio de patentes presentado, se ha mostrado como la mayoría de ellas son de motores lineales de inducción, incluso el único producto comercial existente tiene este tipo de motores. En cuanto a los motores síncronos, están patentados un motor de flujo transversal, otro motor tubular y otro con los imanes insertados en una placa metálica, por lo que no se espera ninguna incompatibilidad con el motor diseñado.

El siguiente paso ha sido un estudio de los motores lineales síncronos y de sus diferentes topologías y posibilidades que ofrecen. De todas las topologías mostradas, las más útiles para la aplicación son los motores de secundario plano y con imanes superficiales, embebidos y en Halbach, debido a la alta densidad de fuerza que entregan. Además, por las fuertes restricciones dimensionales presentes en la aplicación se hace imposible introducir motores con otras topologías.

En cuanto a los secundarios, los de imanes superficiales son los más utilizados en la industria, al ser los más sencillos de fabricar, y por tanto, los más económicos. Los otros dos tipos de secundarios ofrecen buenas prestaciones, por lo que se va a desarrollar su estudio analítico.

En el estudio de los devanados, se han expuesto dos tipos, el distribuido de paso entero y el concentrado de doble capa. El primero a pesar de ser muy común en motores rotativos, su aplicación en los motores lineales síncronos de pequeña potencia no resulta ser el más adecuado. Ello es debido a los mayores volúmenes de cabeza resultantes y al presentar fuerza de cogging.

Los devanados concentrados eliminan el cogging de ranura y presentan cabezas de bobina más pequeñas, por lo tanto generan motores de menor volumen que además son más sencillos de bobinar. Por contra, presentan un pequeño desaprovechamiento del flujo generado por los imanes. En los capítulos sucesivos, se va a desarrollar el estudio de ambos devanados.

Respecto al estudio analítico de los motores lineales, se ha mostrado en dos partes, el electromagnético, en el que se ha dejado constancia de la poca

bibliografía específica relativa a motores lineales, y el térmico, en la que de un modo más amplio, se ha mostrado el método de las resistencias térmicas equivalentes que se utilizará en el capítulo 4.

CAPÍTULO 3

Estudio de los Circuitos Magnéticos Para el Diseño de Motores Lineales Síncronos

Los circuitos magnéticos de reluctancias permiten conocer el comportamiento de los motores lineales síncronos al detalle. Con ellos se pueden calcular tanto los flujos magnéticos como las inducciones del motor, siendo estos dos de los parámetros más importantes a la hora de diseñar un motor eléctrico. A partir de ellos, se puede optimizar el diseño del motor para poder cumplir con los requisitos de diseño de una manera precisa.

Para el diseño de motores lineales síncronos, hay que tener en cuenta ciertos aspectos que en los motores rotativos no son necesarios. El principal es sin duda la presencia de finales de máquina. En los motores rotativos la distribución de flujos magnéticos es idéntica en cada polo (figura 3.1), y por tanto, se puede representar su circuito magnético con un solo polo [47, 67], sin perder generalidad en los resultados.

Por el contrario, en los motores lineales, la presencia de los finales de máquina lleva a una distribución de flujos magnéticos desiguales en cada polo del motor (figura 3.2), por lo que para una precisa resolución del circuito de reluctancias, se hace necesario la representación del circuito magnético completo, obteniéndose en vez de un flujo representativo del motor, como en el caso de los rotativos, los diferentes flujos en cada polo.

La metodología que se propone en este capítulo permite calcular, para cualquier motor lineal, los flujos magnéticos y las inducciones presentes en cada parte del motor. Una vez diseñado el motor, y a partir de estos datos obtenidos, se podrá completar el proceso de diseño y cálculo con la formu-

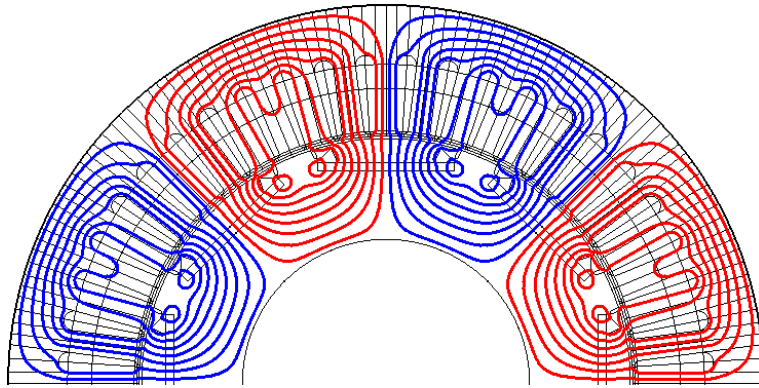


Figura 3.1: Líneas de flujo en una sección de motor rotativo síncrono



Figura 3.2: Líneas de flujo en un motor lineal

lación necesaria para conocer el comportamiento del motor. Este capítulo se centra exclusivamente en el desarrollo de los circuitos magnéticos.

El capítulo está dividido en varias partes. En los primeros apartados se exponen los circuitos magnéticos de los motores lineales síncronos con secundario de imanes superficiales, embebidos y en Halbach, que tal y como se ha explicado en el Estado del Arte, son los más adecuados para la aplicación.

Acto seguido se expone el cálculo de las reluctancias del extremo de máquina de los motores lineales, que es un aspecto particular y muy importante para el correcto diseño de un motor. Además, se introduce la modificación necesaria para poder aprovechar el cálculo para el devanado concentrado.

Posteriormente se muestra el proceso de resolución de los circuitos magnéticos presentados, de una manera matricial y fácilmente implementable en un software de cálculo numérico como Matlab. Por último, se realiza la validación de estos circuitos magnéticos mediante el software de elementos finitos Flux [63].

3.1. MOTOR LINEAL SÍNCRONO DE IMANES SUPERFICIALES

El circuito magnético de la figura 3.3 representa un motor lineal síncrono de imanes superficiales (SMPMSM) con 4 polos y devanado distribuido. Este motor presenta un primario de material ferromagnético y un secundario formado por imanes colocados directamente sobre un yugo, también de material ferromagnético.

El circuito consta de varios tipos de elementos. Los primeros son los elementos de material ferromagnético. Estos elementos son los que corresponden a los yugos del primario ($\mathbf{R}_{y,pri,i}$) y del secundario ($\mathbf{R}_{y,sec,i}$), así como a los dientes ($\mathbf{R}_{th,i}$). Tienen la característica de que su valor es variable, pues al ser su curva B-H no lineal, depende del nivel de inducción que presenten. Estas reluctancias son las representadas en azul en la figura. Durante el proceso de resolución, se actualiza su valor según el valor de flujo que atraviesa cada parte, tomando inicialmente el valor de la permeabilidad relativa del material para el valor de inducción previsto en el diseño. El proceso de cálculo de sus valores se verá en el apartado 3.5.2.4.

Otro grupo de reluctancias son las correspondientes a los imanes. La representación de un imán viene dada por una fuente de fuerza magnetomotriz, (\mathbf{F}_{PM}), y la reluctancia del imán (\mathbf{R}_{PM}), ambas en verde en la figura. Sus valores se obtienen mediante las expresiones (3.1) y (3.2).

$$R_{PM} = \frac{h_{PM}}{\mu_0 \cdot \mu_{PM} \cdot L_{PM} \cdot w_{Fe,tot}} \quad (3.1)$$

$$F_{PM} = H_c \cdot h_{PM} \quad (3.2)$$

Finalmente, el último grupo de reluctancias son las que representan el camino del flujomagnético a través del aire. Hay varias reluctancias de este tipo, la reluctancia del entrehierro (\mathbf{R}_{agap}), la reluctancia de dispersión entre imán y secundario (\mathbf{R}_{σ}) y la reluctancia de final de máquina ($\mathbf{R}_{agap,fin}$), cuyo valor viene dado por el proceso desarrollado en el apartado 3.4. Estas reluctancias tienen todas valores constantes en el proceso de

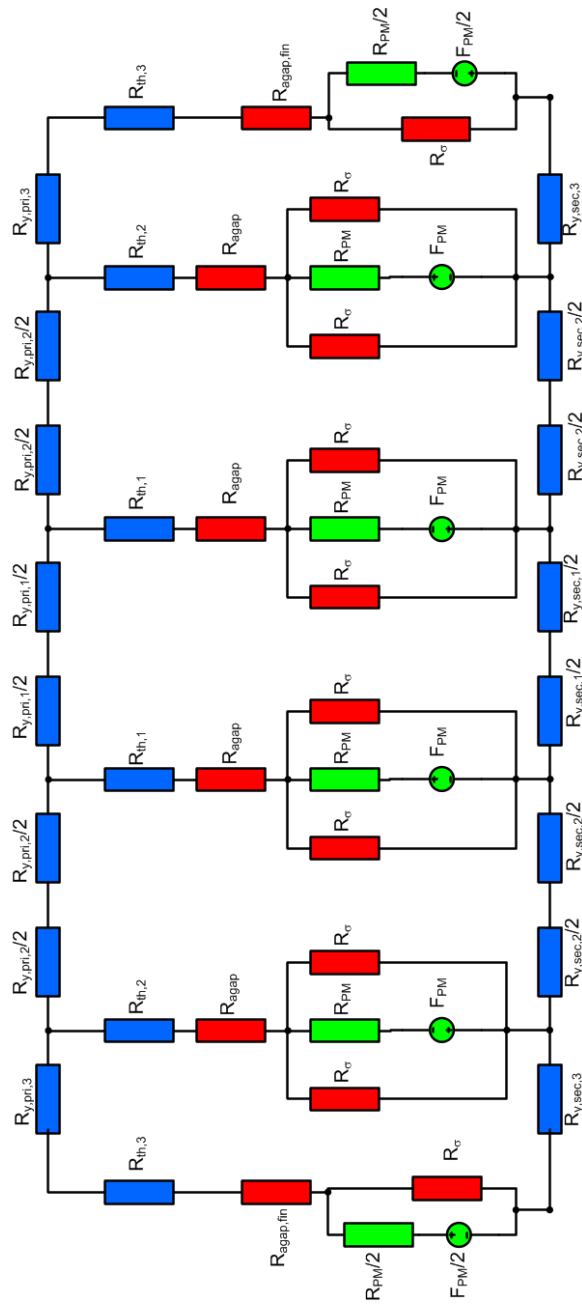


Figura 3.3: Circuito magnético de SMPMLM completo.

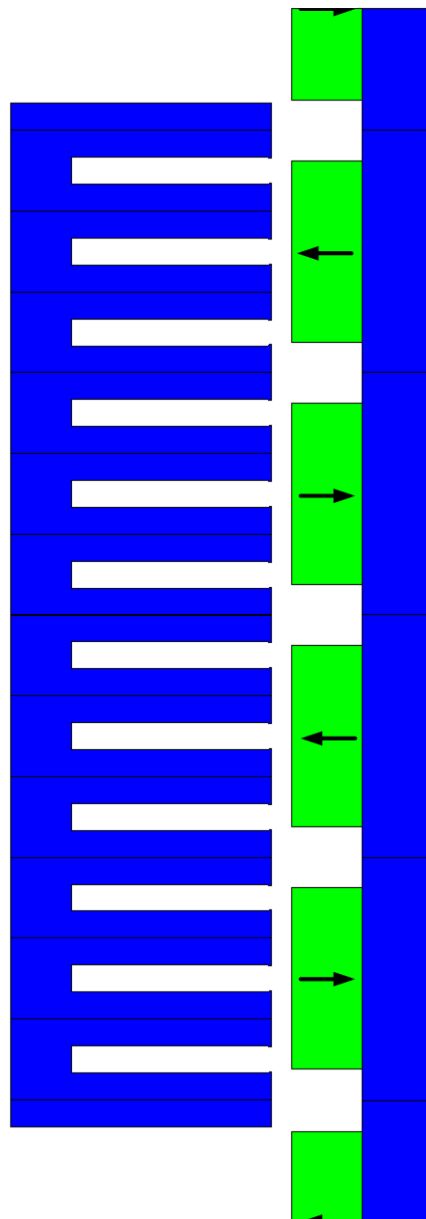


Figura 3.4: Esquema de motor lineal síncrono de imanes superficiales representado por el circuito de la figura 3.3.

cálculo, puesto que aire tiene un comportamiento lineal y de permeabilidad μ_0 .

Los valores de estas reluctancias se obtienen mediante las expresiones (3.3) a (3.5).

$$R_\sigma = \frac{h_{PM}}{\mu_0 \cdot (\tau_p - L_{PM}) \cdot w_{Fe,tot}} \quad (3.3)$$

$$R_{agap} = \frac{h_{agap,eff}}{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot w_{Fe,tot}} \quad (3.4)$$

$$R_{agap,fin} = \frac{\pi}{4 \cdot \mu_0 \cdot w_{Fe,tot}} \quad (3.5)$$

Donde $h_{agap,eff}$ es la altura de entrehierro efectiva, afectada por el factor de Carter, k_C .

$$h_{agap,eff} = h_{agap} \cdot k_C \quad (3.6)$$

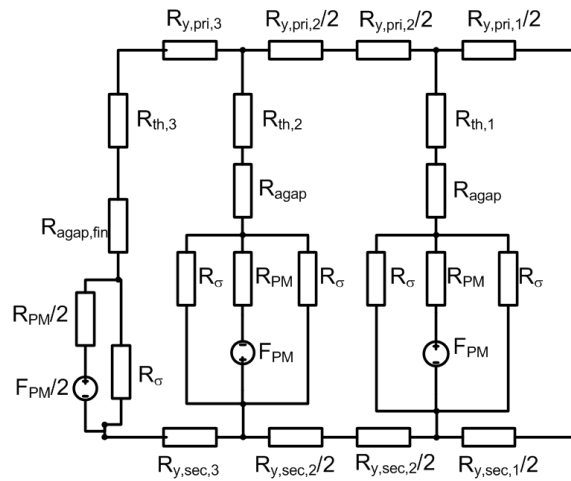


Figura 3.5: Circuito magnético de SMPMLM simplificado a la mitad.

Para facilitar el proceso de cálculo, se pueden hacer ciertas simplificaciones en el circuito magnético. La primera de ellas es la consideración solamente de medio circuito magnético, puesto que el circuito tal y como está planteado presenta simetría en su plano medio, como se puede ver en

la figura 3.4 y en el circuito magnético de la figura 3.3. El resultado de esta simplificación se puede ver en la figura 3.5.

Otra simplificación posible es la agrupación de los imanes, representados como fuentes de tensión, con las reluctancias de dispersión que tiene en paralelo, obteniendo el circuito resultante magnético de la figura 3.6.

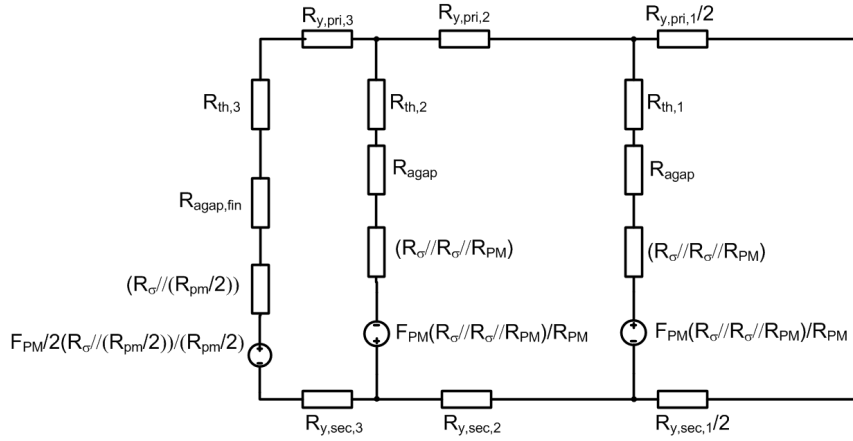


Figura 3.6: Circuito magnético de SMPMLM con agrupación de fuentes.

Por último, para poder automatizar el proceso en un ordenador, conviene agrupar las reluctancias del circuito magnético de la figura 3.6 para que quede el menor número de ellas. En el caso de un motor de 4 polos, el circuito magnético final tendrá solamente 6 reluctancias agrupadas, que las podemos ver en la figura 3.7, y sus expresiones se muestran de (3.7) a (3.14).

$$R_1 = \frac{R_{y,pri,1}}{2} + \frac{R_{y,sec,1}}{2} \quad (3.7)$$

$$R_2 = R_{th,1} + R_{agap} + (R_{\sigma} // R_{\sigma} // R_{PM}) \quad (3.8)$$

$$R_3 = R_{y,sec,2} \quad (3.9)$$

$$R_4 = R_{y,pri,2} \quad (3.10)$$

$$R_5 = R_{th,2} + R_{agap} + (R_{\sigma} // R_{\sigma} // R_{PM}) \quad (3.11)$$

$$R_6 = R_{y,pri,3} + R_{Fe,y,sec,3} + R_{th,3} + R_{agap,fin} + (R_{\sigma} // \frac{R_{PM}}{2}) \quad (3.12)$$

$$F_{sup} = \frac{F_{PM} \cdot (R_{\sigma} // R_{\sigma} // R_{PM})}{R_{PM}} \quad (3.13)$$

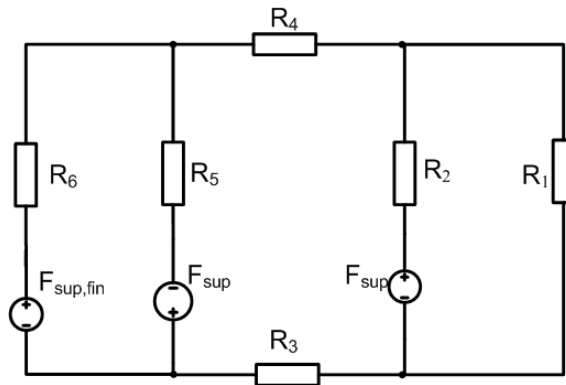


Figura 3.7: Circuito magnético de SMPMLM simplificado totalmente.

$$F_{sup,fin} = \frac{\frac{F_{PM}}{2} \cdot (R_{\sigma} // R_{PM})}{R_{PM}} \quad (3.14)$$

Estos valores son los que se llevan al proceso iterativo de resolución que se explicará más adelante.

3.2. MOTOR LINEAL SÍNCRONO DE IMANES EMBEBIDOS

El motor lineal de imanes embebidos (EPMLM) presenta la particularidad de que los imanes del secundario están situados entre prismas de material ferromagnético. Es fundamental que esta conjunto de imanes y prismas esté situada sobre material no activo magnéticamente, puesto que de ser así, el campo magnético se cerraría a través de este yugo y no generaría suficiente fuerza de traslación. Cabe destacar que la magnetización de los imanes del secundario es en dirección del movimiento del motor, colocándose alternativamente uno en un sentido y el imán siguiente en el contrario. Los polos propiamente dichos estarían situados sobre los prismas, pues es por donde sale el flujo en dirección perpendicular al entrehierro.

El circuito magnético completo de este tipo de motores se ve en la figura 3.9. El código de colores es el mismo que en los motores con secundarios de imanes superficiales, es decir, azul para las reluctancias variables, los dientes y yugo del primario y los prismas situados entre imanes en el secundario, rojo para las reluctancias que representan reluctancias lineales, y verde para

las reluctancias del imán y las fuentes de fuerza magnetomotriz. En él se ve como se han cambiado las posiciones de los imanes, que ahora van situados entre reluctancias de material ferromagnético.

En este tipo de motores, no existe la dispersión imán-secundario, pero sí que hay una dispersión presente en el modelo. Esta dispersión se produce por el flujo disperso por la parte inferior del secundario, entre prismas ferromagnéticos consecutivos. Este flujo magnético debe ser lo menor posible, porque no es flujo útil y cuanto mayor sea, menor será el flujo en el entrehierro, bajando su nivel de inducción y provocando, en consecuencia, el desaprovechamiento del potencial del motor. Por este motivo, el secundario no puede estar situado directamente sobre material ferromagnético.

La nueva expresión de esta reluctancia de dispersión viene dada en la expresión (3.15). Esta reluctancia está modelada como el camino que recorre el flujo de dispersión, que forma una semicircunferencia por debajo del secundario. Los caminos de este flujo tal y como se ha modelado se puede ver en la figura 3.8.

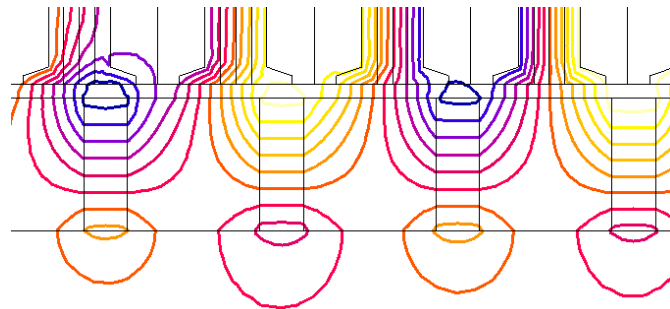


Figura 3.8: Flujo disperso inferior en EPMLM

$$R_{\sigma,emb} = \frac{\pi \cdot \tau_p}{2 \cdot (\tau_p - L_{PM}) \cdot w_{Fe} \cdot \mu_0} \quad (3.15)$$

La manera de representar el imán también cambia. No la manera de calcularse, que es la misma, sino las variables que se introducen en la fórmula, al ser la dirección del flujo magnético perpendicular a la de los motores de imanes superficiales. La expresión de la reluctancia viene dada por la expresión (3.16), y la de la fuente de fuerza magnetomotriz por la expresión (3.17).

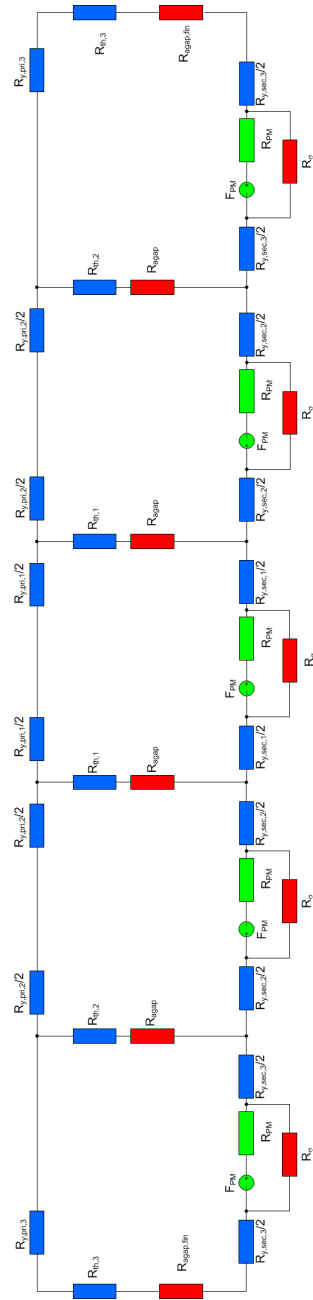


Figura 3.9: Circuito magnético de EPMLM completo.

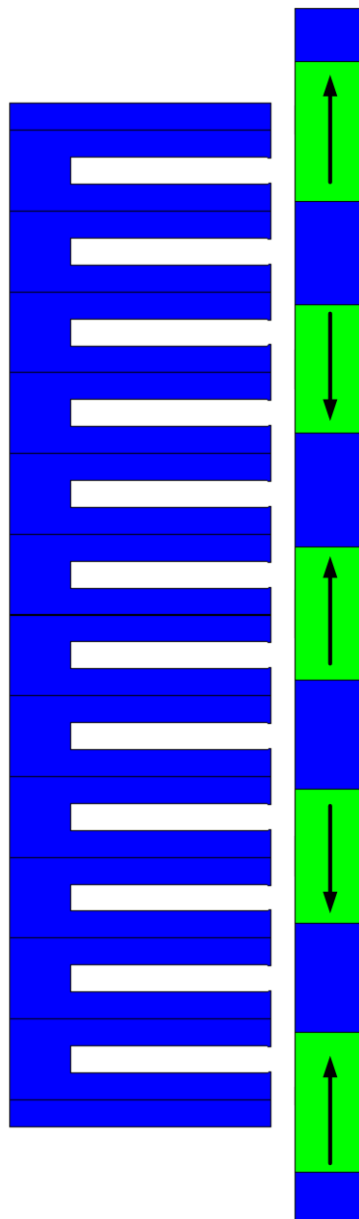


Figura 3.10: Esquema del EPMLM representado en el circuito magnético de la figura 3.9.

$$R_{PM,emb} = \frac{L_{PM}}{\mu_0 \cdot \mu_{PM} \cdot h_{PM} \cdot w_{Fe}} \quad (3.16)$$

$$F_{PM,emb} = L_{PM} \cdot H_c \quad (3.17)$$

Siguiendo un proceso de simplificación similar al de los motores lineales de imanes superficiales, se puede reducir el circuito magnético a un sistema de solamente 6 reluctancias agrupadas, como se puede ver en la figura 3.11. Los valores de las reluctancias agrupadas y de las fuentes de tensión se muestran en las expresiones (3.18) a (3.24).

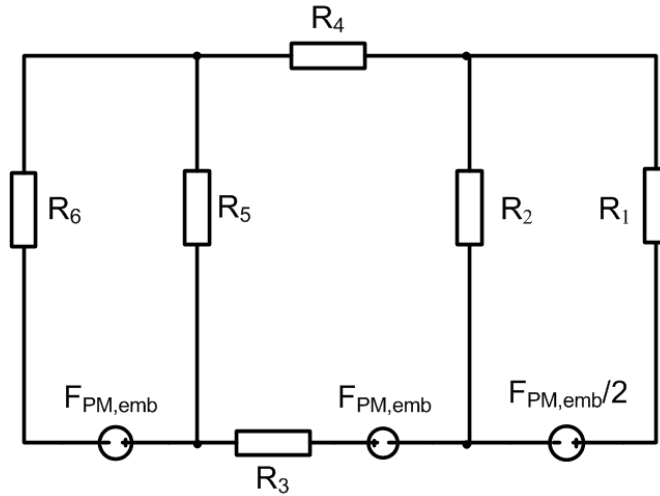


Figura 3.11: Circuito magnético de EPMLM simplificado totalmente.

$$R_1 = \frac{R_{y,pri,1}}{2} + \frac{R_{PM,emb} \cdot R_{\sigma,emb}}{2 \cdot (R_{PM,emb} + R_{\sigma,emb})} + \frac{R_{y,sec,1}}{2} \quad (3.18)$$

$$R_2 = R_{th,1} + R_{agap} \quad (3.19)$$

$$R_3 = R_{y,sec,2} + \frac{R_{PM,emb} \cdot R_{\sigma,emb}}{(R_{PM,emb} + R_{\sigma,emb})} \quad (3.20)$$

$$R_4 = R_{y,pri,2} \quad (3.21)$$

$$R_5 = R_{th,2} + R_{agap} \quad (3.22)$$

$$R_6 = R_{y,pri,3} + R_{y,sec,3} + R_{th,3} + R_{agap,fin} + \frac{R_{PM,emb} \cdot R_{\sigma,emb}}{(R_{PM,emb} + R_{\sigma,emb})} \quad (3.23)$$

$$F_{emb} = \frac{F_{PM,emb}}{R_{PM,emb}} \cdot \frac{R_{PM,emb} \cdot R_{\sigma,emb}}{(R_{PM,emb} + R_{\sigma,emb})} \quad (3.24)$$

Con estos valores de reluctancias, se resolverá el circuito magnético en un proceso iterativo que se explicará más adelante.

3.3. MOTOR LINEAL CON IMANES EN HALBACH

Los motores lineales síncronos con imanes en Halbach (HPMLM) presentan la particularidad de que su secundario está formado solamente por imanes. Este tipo de motores presenta una disposición de imanes muy particular, en la que encontramos cuatro direcciones distintas por cada par de polos, siguiendo una secuencia de direcciones de magnetización de Este-Norte-Oeste-Sur. Se pueden intercalar imanes con direcciones de magnetización intermedias, pero el circuito magnético aquí estudiado considera solamente las cuatro direcciones básicas.

El circuito magnético completo del motor con los imanes en Halbach se muestra en la figura 3.12. Las reluctancias que representan a los elementos ferromagnéticos se encuentran solamente en el primario del motor, siendo éste común al de los otros dos tipos de motor.

En cuanto al resto de reluctancias, la reluctancia de dispersión se modela de la misma manera que en los motores con imanes embebidos, como una semicircunferencia por la parte inferior del secundario, aunque en este tipo de motores no es propiamente flujo disperso, sino un flujo útil que va por un camino no óptimo (figura 3.14). Del mismo modo que los EPMSM, los imanes no van sobre material ferromagnético, pero en este tipo de motores no le perjudicaría, sino que provocaría un aumento del flujo magnético útil. De todas maneras, esto generaría un motor híbrido entre superficiales y Halbach que no entra dentro de este estudio. La expresión de esta reluctancia se ve en (3.25).

$$R_{\sigma,Hal} = \frac{\pi \cdot \tau_p}{2 \cdot (\tau_p - L_{PM,H}) \cdot w_{Fe} \cdot \mu_0} \quad (3.25)$$

En cuanto a los imanes, en este caso el modelado es algo más complejo, no en cuanto al imán en sí, sino por la presencia de imanes con varias direcciones de magnetización. En este caso se tienen dos reluctancias, una para

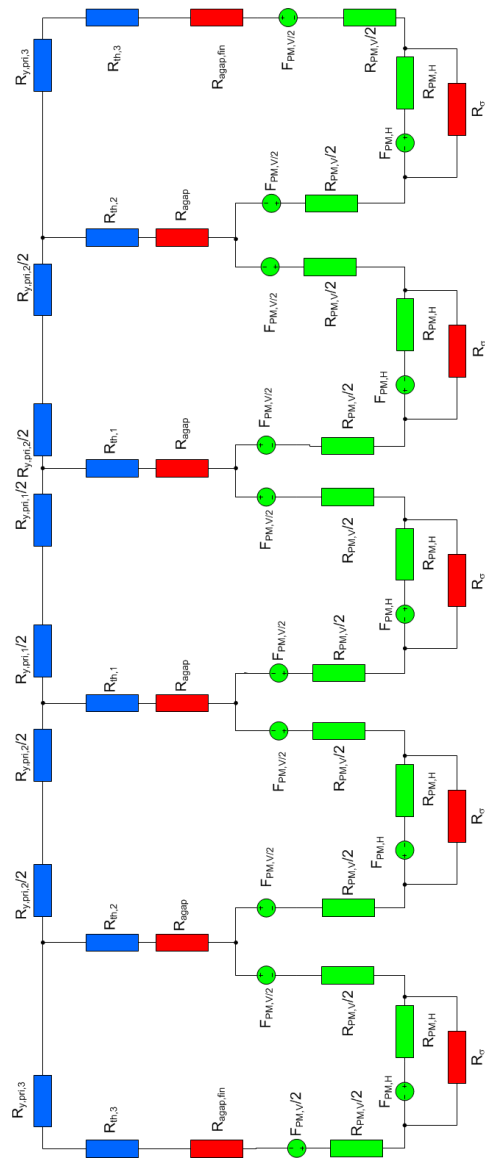


Figura 3.12: Circuito magnético de HPMLM completo.

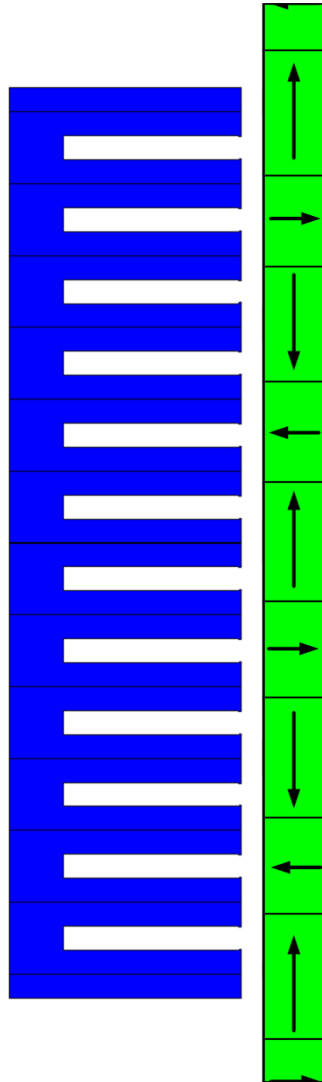


Figura 3.13: Esquema del HPMLM representado en el circuito magnético de la figura 3.12.

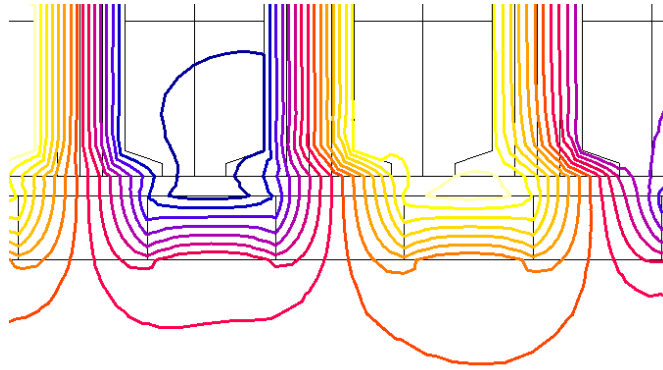


Figura 3.14: Flujo disperso inferior en HPMLM.

los imanes de magnetización horizontal, modelada mediante la expresión (3.26), y otra para los de magnetización vertical, con la expresión (3.27). También se tienen dos expresiones para el cálculo de las fuentes de fuerza magnetomotriz, una para la magnetización horizontal, con la expresión (3.28) y otra para la vertical, con (3.29).

$$R_{PM,H,Hal} = \frac{L_{PM,H}}{\mu_0 \cdot \mu_{r,PM} \cdot h_{PM,H} \cdot w_{Fe}} \quad (3.26)$$

$$R_{PM,V,Hal} = \frac{h_{PM,V}}{\mu_0 \cdot \mu_{r,PM} \cdot L_{PM,V} \cdot w_{Fe}} \quad (3.27)$$

$$F_{PM,H,Hal} = L_{PM,H} \cdot H_c \quad (3.28)$$

$$F_{PM,V,Hal} = h_{PM,V} \cdot H_c \quad (3.29)$$

Análogamente a lo realizado anteriormente, este circuito magnético puede someterse a un proceso de simplificación para facilitar su resolución. El circuito resultante tiene, al igual que en los otros tipos de motor, 6 reluctancias resultantes para un motor de cuatro polos como el representado. La principal diferencia es la existencia de dos tipos de fuentes de fuerza magnetomotriz en el circuito en cada polo, las que representan a los imanes horizontales y a las verticales. El circuito simplificado es el de la figura 3.15. Estos valores se muestran en las expresiones (3.30) a (3.37).

$$R_1 = \frac{R_{y,pri,1}}{2} + \frac{R_{PM,H} \cdot R_{\sigma,Hal}}{2 \cdot (R_{PM,H} + R_{\sigma,Hal})} + \frac{R_{PM,V}}{2} \quad (3.30)$$

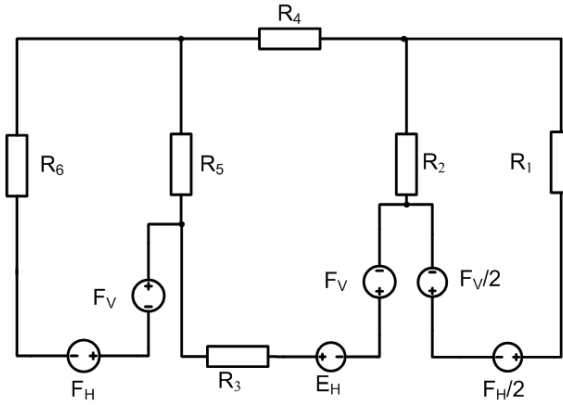


Figura 3.15: Circuito magnético de HPMLM simplificado totalmente.

$$R_2 = R_{th,1} + R_{agap} \quad (3.31)$$

$$R_3 = R_{PM,V} + \frac{R_{PM,H} \cdot R_{\sigma,Hal}}{R_{PM,H} + R_{\sigma,Hal}} \quad (3.32)$$

$$R_4 = R_{y,pri,2} \quad (3.33)$$

$$R_5 = R_{th,2} + R_{agap} \quad (3.34)$$

$$R_6 = R_{y,pri,3} + R_{PM,V} + R_{th,3} + R_{agap,fin} + \frac{R_{PM,H} \cdot R_{\sigma,Hal}}{R_{PM,H} + R_{\sigma,Hal}} \quad (3.35)$$

$$F_{Hal,H} = \frac{F_{PM,H}}{R_{PM,H}} \cdot \frac{R_{PM,H} \cdot R_{\sigma,Halbach}}{R_{PM,H} + R_{\sigma,Halbach}} \quad (3.36)$$

$$F_{Hal,V} = F_{PM,V} \quad (3.37)$$

3.4. CARACTERIZACIÓN DE LA RELUCTANCIA DE FINAL DE MÁQUINA

La reluctancia de final de máquina es la que modela el camino del flujo magnético en los extremos del motor. Esta reluctancia es fundamental para la correcta resolución del circuito magnético, al ser el final de máquina el causante de la desigualdad de flujos en los polos. Cabe destacar que el estudio se hace considerando que la parte que se mueve del motor es el primario, y que el secundario es la parte fija y de mayor longitud.

En el modelado del flujo magnético del final de máquina, se ha comprobado mediante simulaciones con elementos finitos que éste proviene so-

lamente del imán justo posterior al motor, pero no del imán entero, sino de medio imán solamente. Del otro medio imán sale flujo magnético con dirección al siguiente imán del secundario. Estos caminos de flujo se ven en la figura 3.16. El flujo magnético describe una elipse en su camino entre el primario y el secundario, siendo esta geometría la que es necesario modelar. En la figura 3.17 están representadas las variables geométricas de esta reluctancia.

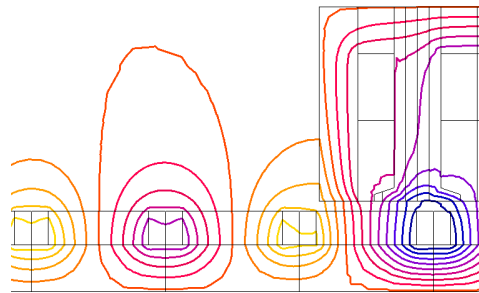


Figura 3.16: Flujo presente en los extremos del motor.

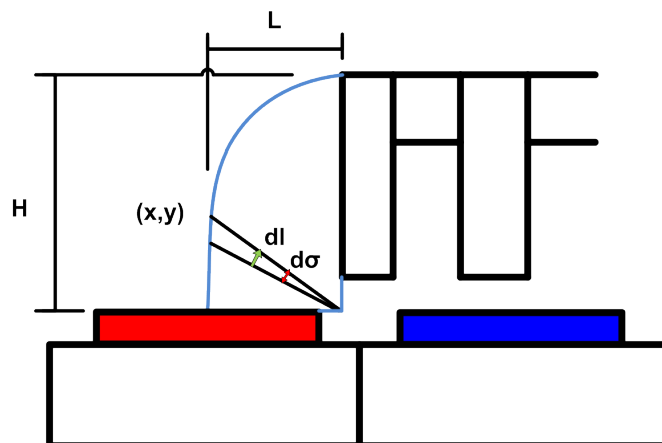


Figura 3.17: Modelo de la reluctancia del final de máquina, según la figura 3.16.

Considerando esta elipse como el camino del flujo magnético, las ecuaciones paramétricas que describen este camino son las de las expresiones (3.38).

$$\begin{cases} x = L \cdot \cos \theta \\ y = H \cdot \sin \theta \end{cases} \quad (3.38)$$

La reluctancia, se modela de manera análoga a una resistencia eléctrica, por lo que es proporcional a la distancia recorrida e inversamente proporcional a la sección de ese camino recorrido. En este caso, se modela de forma diferencial, escogiendo como elemento diferencial los indicados en la figura 3.17, como se ve en las expresiones (3.39) y (3.40).

$$\left. \begin{aligned} dl &= \frac{r}{2} \cdot d\theta \\ r &= \sqrt{x^2 + y^2} \\ S &= r \cdot w_{Fe} \end{aligned} \right\} \quad (3.39)$$

$$dR_{agap,fin} = \frac{dl}{\mu_0 \cdot S} = \frac{\frac{r}{2} \cdot d\theta}{\mu_0 \cdot r \cdot w_{Fe}} = \frac{d\theta}{2 \cdot \mu_0 \cdot w_{Fe}} \quad (3.40)$$

La integral necesaria para calcular la reluctancia final de este elemento está en la expresión (3.41).

$$\begin{aligned} R_{agap,fin} &= \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{2 \cdot \mu_0 \cdot w_{Fe}} = \frac{1}{2 \cdot \mu_0 \cdot w_{Fe}} \cdot \int_0^{\pi/2} d\theta = \\ &= \frac{1}{2 \cdot \mu_0 \cdot w_{Fe}} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{4 \cdot \mu_0 \cdot w_{Fe}} \end{aligned} \quad (3.41)$$

3.5. UTILIZACIÓN DEL CIRCUITO MAGNÉTICO PARA EL DISEÑO DE MOTORES LINEALES SÍNCRONOS

Dado que las características de los materiales ferromagnéticos dependen del flujo que circula por ellos, en vez de estar modelados por un valor están caracterizados por una curva B-H que hay que introducir en el proceso de resolución. Por ello, se hace necesario un proceso iterativo del que se

obtendrán unos resultados precisos. La mejor manera para resolver estos circuitos magnéticos, es aplicando un método de mallas, al ser análogos a los circuitos eléctricos. Tal y como se han definido los circuitos, su resolución se lleva a cabo mediante una implementación de matrices. Esta resolución es común para los tres tipos de motores, cambiando únicamente la construcción de las matrices, que según cada caso, se hará de manera diferente.

3.5.1. CONSTRUCCIÓN DE LAS MATRICES Y OBTENCIÓN DEL FLUJO

Los circuitos presentados anteriormente son para un motor de 4 polos, pero el método de mallas es válido para cualquier número de polos. Con las simplificaciones, el circuito resultante presenta 3 mallas, cada una con un flujo magnético (figura 3.18 para SMPMLM, análogo para EPMLM y HPMLM). En general, para cualquier número de pares de polos, habrá tantas mallas como pares de polos más uno.

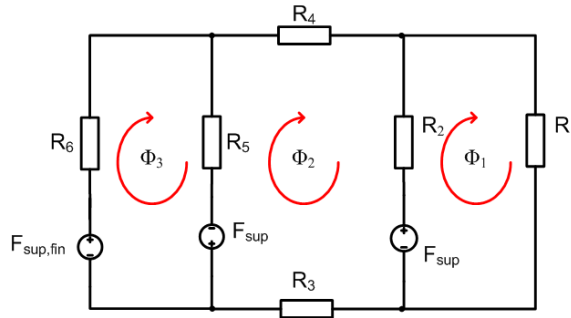


Figura 3.18: Flujos de malla en el circuito magnético simplificado.

Para el caso de 4 polos, la matriz de reluctancias será de dimensiones 3×3 , que será igual en los tres tipos de secundarios, al haberse definido sus elementos con una estructura similar.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_1 + R_2 & -R_2 & 0 \\ -R_2 & R_2 + R_3 + R_4 + R_5 & -R_5 \\ 0 & -R_5 & R_5 + R_6 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

La matriz de las fuerzas magnetomotrices será de dimensiones 3×1 . En esta matriz sí que hay diferencia según el tipo de motor que se esté

analizando. En las expresiones (3.43) a (3.45) se presentan los tres tipos de matrices de fuerza magnetomotriz para SMPMLM, EPMLM y HPMLM respectivamente.

$$\mathbf{F}_{\text{sup}} = \begin{bmatrix} F_{\text{sup}} \\ -2 \cdot F_{\text{sup}} \\ F_{\text{sup}} + F_{\text{sup},\text{fin}} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$\mathbf{F}_{\text{emb}} = \begin{bmatrix} \frac{F_{\text{emb}}}{2} \\ -F_{\text{emb}} \\ F_{\text{emb}} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$\mathbf{F}_{\text{hal}} = \begin{bmatrix} \frac{F_{\text{Hal},H} + F_{\text{Hal},V}}{2} \\ -F_{\text{Hal},H} - F_{\text{Hal},V} \\ F_{\text{Hal},H} + F_{\text{Hal},V} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

El vector de flujos representa a las incógnitas del sistema. Tendrá dimensiones 3×1 y también será común a los tres tipos de motores.

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Con estas tres matrices, es sencillo el cálculo de los flujos en cada malla del sistema, al ser un sistema de ecuaciones lineal. Para ello, se realiza el producto matricial de la expresión 3.47 y obteniendo directamente los flujos deseados.

$$\Phi = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{F} \quad (3.47)$$

3.5.2. PROCESO DE RESOLUCIÓN

Una vez que se tienen los flujos en las distintas polos del motor es necesario realizar un proceso iterativo para resolver el circuito magnético con los valores de reluctancias actualizados. El proceso que se sigue para la resolución del circuito magnético viene esquematizado en el diagrama de flujo de la figura 3.19.

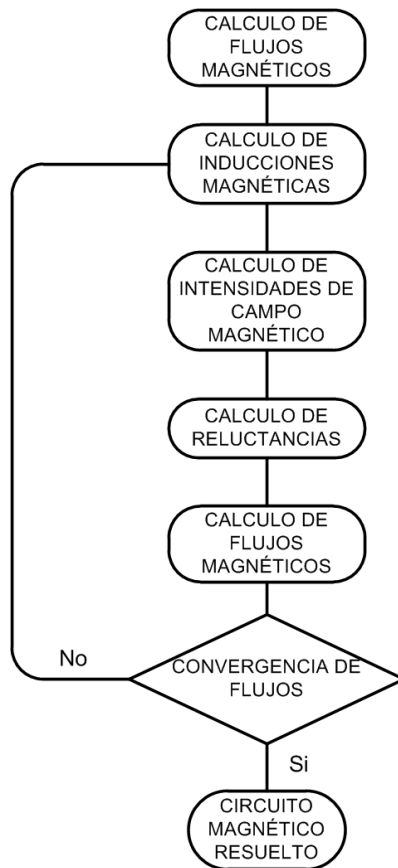


Figura 3.19: *Proceso de resolución del circuito magnético.*

El primer paso, es el cálculo de los flujos magnéticos en cada parte del motor. Los flujos obtenidos en la resolución del circuito magnético son los flujos de mallas, pero estos valores deben ser trabajados para el cálculo de las inducciones. La primera corrección importante es la contabilización del flujo de dispersión. Además de la dispersión imán-secundario modelada mediante una reluctancia en el circuito magnético, hay presentes otras dos dispersiones [45, 68]. La primera es la dispersión imán-imán, que es el flujo directo de un imán al siguiente, y la segunda es la dispersión en zig-zag, que es el flujo que pasa al primario, pero que no atraviesa las bobinas, por lo que no es flujo útil. Sus expresiones vienen dadas en las expresiones (3.48)

y (3.49). Esta dispersión adicional será el producto de ambas dispersiones, según (3.50).

$$k_{\sigma,PM-PM} = \frac{1}{1 + \left(\mu_{PM} \cdot \frac{h_{agap} \cdot k_C}{w_{PM}} \cdot \frac{L_{PM}}{L_{PM} + 2 \cdot h_{agap} \cdot k_C} \right)} \cdot \frac{1}{\frac{2 \cdot w_{PM}}{\pi \cdot \mu_{PM} \cdot L_{PM}} \cdot \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot h_{agap} \cdot k_C}{w_{PM}} \right) + \frac{4 \cdot w_{PM}}{\pi \cdot \mu_{PM} \cdot L_{PM}} \cdot \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot h_{agap} \cdot k_C}{\tau_p - L_{PM}} \right)} \quad (3.48)$$

$$k_{\sigma,zz} = 1 - \frac{(\tau_{slot} - (\tau_p - L_{PM}))^2}{L_{PM} \cdot \tau_{slot}} \quad (3.49)$$

$$k_{\sigma,PM} = k_{\sigma,zz} \cdot k_{\sigma,PM-PM} \quad (3.50)$$

Además, los flujos en los dientes son la suma de dos flujos, puesto que como se ve en la figura 3.18, su posición es común a dos mallas, por lo que por superposición, la suma de los flujos de malla da el flujo total del diente. En el último diente, su flujo es solamente el de la última malla.

3.5.2.1. Obtención de las Inducciones Magnéticas

Tras el cálculo de los flujos magnéticos, el siguiente paso es el cálculo de las inducciones magnéticas en las diferentes partes del motor para poder actualizar el valor de las reluctancias variables en el proceso iterativo.

En los dientes: Se calcula con los flujos magnéticos que pasan por los dientes tal y como se ha explicado anteriormente. Su expresión viene dada por la fórmula (3.51) para imanes superficiales, por (3.52) para imanes embebidos y por (3.53) para imanes en Halbach. El flujo va multiplicado por el factor de dispersión adicional, pues, como se ha explicado, todo el flujo no llega al primario del motor.

$$B_{th,i} = k_{\sigma,PM} \cdot \frac{\phi_{correspondiente} \cdot \frac{\tau_{slot}}{L_{PM}}}{w_{Fe,eff} \cdot L_{th}} \quad (3.51)$$

$$B_{th,i} = k_{\sigma,PM} \cdot \frac{\phi_{correspondiente} \cdot \frac{\tau_{slot}}{\tau_p - L_{PM}}}{w_{Fe,eff} \cdot L_{th}} \quad (3.52)$$

$$B_{th,i} = k_{\sigma,PM} \cdot \frac{\phi_{correspondiente} \cdot \frac{\tau_{slot}}{L_{PM,V}}}{w_{Fe,eff} \cdot L_{th}} \quad (3.53)$$

En el yugo del primario: se calculan con el flujo de la malla correspondiente, considerando la dispersión, siendo igual para los tres tipos de motores, puesto que el primario es común. También se introduce el factor de dispersión adicional.

$$B_{y,pri,i} = k_{\sigma,PM} \cdot \frac{\phi_{correspondiente}}{w_{Fe,eff} \cdot h_{y,pri}} \quad (3.54)$$

En los yugos del secundario de imanes superficiales: No se tiene en cuenta en factor de dispersión adicional, puesto que ésta solamente afecta al flujo que entra al primario.

$$B_{y,sec,i} = \frac{\phi_{correspondiente}}{w_{Fe,eff} \cdot h_{y,sec}} \quad (3.55)$$

En los yugos del secundario de imanes embebidos: Tampoco se tiene en cuenta el factor de dispersión. La expresión (3.56) muestra su valor.

$$B_{y,sec,i} = \frac{\phi_{correspondiente}}{w_{Fe,eff} \cdot \frac{(\tau_p - L_{PM})}{2}} \quad (3.56)$$

3.5.2.2. Cálculo de las Intensidades de Campo Magnético

Este es uno de los puntos más importantes del proceso de cálculo, porque es donde se resuelve la no linealidad de los materiales ferromagnéticos. Una vez obtenidos los valores de las inducciones magnéticas en cada parte del motor, se introducen estos valores en la curva $B - H$ (figura 3.20) del material que se esté utilizando. De esta manera, al resolver el circuito magnético, se tiene en cuenta la saturación del material.

3.5.2.3. Cálculo de las Fuerzas Magnetomotrices de cada Parte del Motor

Con las intensidades de campo magnético obtenidas en el proceso de diseño, se obtienen las fuerzas magnetomotrices. Estas fuerzas magnetomotrices se calculan mediante al multiplicación del camino que recorre el flujo por su intensidad de campo magnético en esa parte del motor.

Fuerza magnetomotriz en los dientes:

$$F_{mm,th,i} = H_{th,i} \cdot h_{slot,pri} \quad (3.57)$$

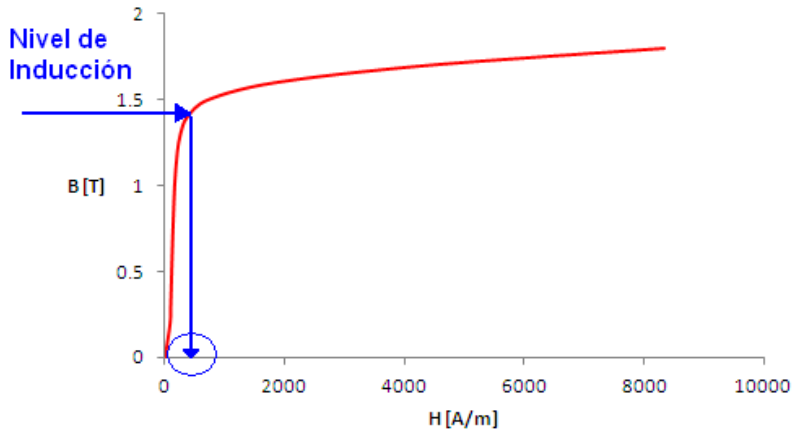


Figura 3.20: Proceso de obtención de la intensidad de campo magnético para la chapa magnética M-600 50A.

Fuerza magnetomotriz en el yugo del primario: Primero es necesario calcular la longitud teórica por la que circula el flujo (3.58), y después, se calcula la fuerza magnetomotriz (3.59).

$$l_{y,pri} = \frac{\tau_p}{2} \quad (3.58)$$

$$F_{mm,y,pri,i} = H_{y,pri} \cdot l_{y,pri} \quad (3.59)$$

Fuerza magnetomotriz en el yugo del secundario de imanes superficiales:
Se calcula de manera análoga a la del primario:

$$l_{y,sec} = \frac{\tau_p}{2} \quad (3.60)$$

$$F_{mm,y,sec,i} = H_{y,sec} \cdot l_{y,sec} \quad (3.61)$$

Fuerza magnetomotriz en el yugo del secundario de imanes embebidos:

En este caso, se considera la altura del imán como longitud teórica para el cálculo de la fuerza magnetomotriz.

$$F_{mm,y,sec,i} = H_{y,sec} \cdot h_{PM} \quad (3.62)$$

3.5.2.4. Cálculo de las Reluctancias

El último paso dentro del bucle es el cálculo de las reluctancias. Para ello partimos de las fuerzas magnetomotrices ya calculadas, y se dividen por el flujo correspondiente a cada parte del motor.

Reluctancia del yugo del primario:

$$R_{Fe,y,pri,i} = \frac{F_{mm,y,pri,i}}{k_{\sigma,PM} \cdot \phi_{correspondiente}} \quad (3.63)$$

Reluctancia del yugo del secundario: Solo para imanes superficiales y embebidos.

$$R_{Fe,y,sec,i} = \frac{F_{mm,y,sec,i}}{\phi_{correspondiente}} \quad (3.64)$$

Reluctancia de los dientes:

$$R_{Fe,th,i} = \frac{F_{mm,th,i}}{k_{\sigma,PM} \cdot \phi_{correspondiente}} \quad (3.65)$$

Una vez completado el cálculo de las reluctancias, se actualiza su valor en la matriz de reluctancias R (3.42), y se vuelve a calcular el flujo magnético (3.47). El proceso iterativo se repite hasta que los flujos magnéticos converjan. De esta manera, queda resuelto el circuito magnético.

3.6. DISEÑO DE MOTORES CON DEVANADO CONCENTRADO

Los circuitos magnéticos estudiados hasta ahora son de devanado distribuido. De ellos se obtiene el flujo en cada polo. Pero, como se ha explicado anteriormente, este tipo de devanados no son los más apropiados para los motores lineales de poca potencia .

Las modificaciones en el circuito magnético necesarias para éste devanado no se realizan directamente sobre el circuito, sino sobre los resultados que se obtienen. La principal diferencia entre ambos tipos de devanado es que, en el devanado distribuido, el flujo que sale del polo pasa por varios dientes, porque cada imán está enfrentado a tres dientes (si $q = 1$). Con el movimiento de motor, el flujo útil de cada polo se mantiene más o menos constante, puesto que siempre tiene enfrentados al menos dos dientes, como se ve en la figura 3.21.

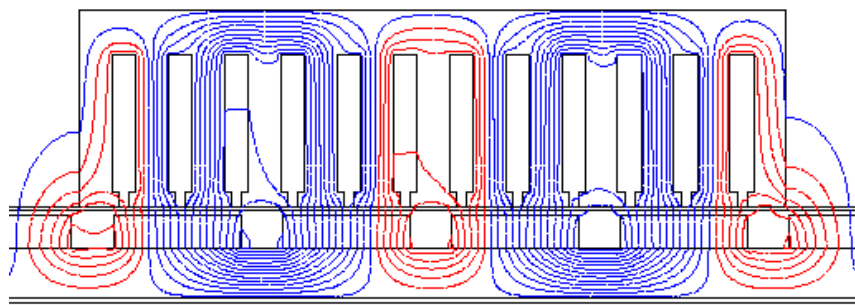


Figura 3.21: *Flujos para devanado distribuido. Se mantienen siempre dos dientes por polo.*

En cambio, con devanado concentrado puede pasar que un polo esté completamente enfrentado a un diente (figura 3.22(a)), provocando que todo el flujo magnético de ese diente sea flujo útil, sin dispersión. En cambio, también se da el caso contrario, que un diente esté situado entre dos imanes (figura 3.22(b)), pasando todo el flujo magnético directamente de un imán a otro a través de la punta del diente sin atravesar la bobina, es decir, siendo flujo disperso. Con el movimiento del motor, esta situación va cambiando para todos los dientes: en unos momentos están completamente enfrentados, y en otros están situados entre dos imanes.

Esta situación hay que reflejarla sobre los resultados obtenidos. Lo que se plantea es hacer el cálculo del flujo máximo que pasa por el primario. Este flujo máximo se da cuando el diente está completamente enfrentado a un imán, momento en que todo el flujo del imán es flujo útil. Por esto, para el cálculo del flujo máximo, lo que se hace es considerar que todo el flujo es útil eliminando la dispersión en los cálculos.

Para el diseño del motor con este tipo de devanados, es muy importante conocer de manera precisa el flujo que pasa por el diente y el yugo del primario, puesto que si no se tiene en cuenta esta modificación sobre los resultados, se obtendría un diseño en el que las diferentes partes del primario quedarían sobresaturadas respecto a lo previsto inicialmente.

Una vez realizada esta modificación sobre el flujo del motor, ya no se obtiene el flujo por cada polo del motor. Lo que se obtiene es el flujo máximo que circula a través del primario, que es dato relevante para el diseño. Los datos globales que se obtienen para el proceso de cálculo del motor, siguen

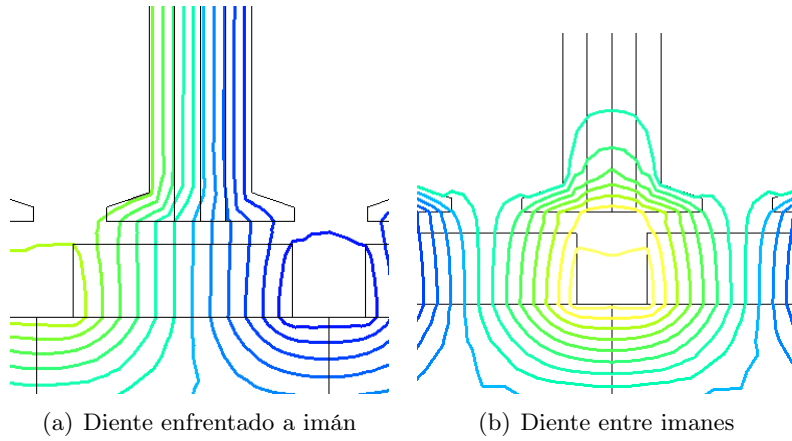


Figura 3.22: Distribución de flujo en los dientes con devanado concentrado.

siendo válidos, puesto que el motor, globalmente, se comporta igual que un motor de devanado distribuido.

Las modificaciones necesarias, como se ha explicado, son en el cálculo de las inducciones. Las expresiones son (3.66) para el yugo del primario y (3.67) a (3.69) para los dientes. Como queda reflejado en estas expresiones, en comparación con las de devanado distribuido (de (3.51) a (3.53)), la inducción máxima se obtiene sin tener en cuenta el flujo de dispersión.

$$B_{y,pri,i} = \frac{\phi_{\text{correspondiente}}}{w_{Fe,eff} \cdot h_{y,pri}} \quad (3.66)$$

$$B_{th,i} = \frac{\phi_{\text{correspondiente}} \cdot \frac{\tau_{slot}}{L_{PM}}}{w_{Fe,eff} \cdot L_{th}} \quad (3.67)$$

$$B_{th,i} = \frac{\phi_{\text{correspondiente}} \cdot \frac{\tau_{slot}}{\tau_p - L_{PM}}}{w_{Fe,eff} \cdot L_{th}} \quad (3.68)$$

$$B_{th,i} = \frac{\phi_{\text{correspondiente}} \cdot \frac{\tau_{slot}}{L_{PM,V}}}{w_{Fe,eff} \cdot L_{th}} \quad (3.69)$$

3.7. VALIDACIÓN DE LOS CIRCUITOS MAGNÉTICOS

Una vez explicado el circuito magnético propuesto, el siguiente paso es su validación mediante elementos finitos. Para ello se han diseñado motores para validar cada una de las configuraciones posibles, como son el devanado distribuido, con secundario de imanes superficiales, embebidos y en Halbach, y un motor de imanes superficiales con devanado concentrado de doble capa. Las especificaciones de todos los motores se ven en la tabla 3.1. Se ha utilizado la configuración de devanado distribuido para la validación de los tres secundarios diferentes. Por otro lado, la corrección presentada para el caso de devanado concentrado se ha validado únicamente para el caso de secundario de imanes superficiales.

Tabla 3.1: Especificaciones de los motores a utilizar en la validación.

| ESPECIFICACIONES | | |
|-----------------------|----------------------|----------------------|
| | Devanado Distribuido | Devanado Concentrado |
| Fuerza | 120N | 110N |
| Velocidad | 1,5m/s | 1,5m/s |
| Tensión | 220V en estrella | 50V en estrella |
| Devanado | Distribuido | Concentrado |
| Anchura | 100mm | 100mm |
| Pares de polos | 2 | 2 |
| Frecuencia | 20,16Hz | 18,75Hz |
| Chapa | M-600-50A | M-600-50A |

Los resultados buscados serán las inducciones en el entrehierro, el flujo en el entrehierro, para todos los motores, y las inducciones en cada parte del motor para los motores de imanes superficiales con devanado distribuido y concentrado. No se muestran las inducciones en todo el motor en los motores con secundario de imanes embebidos o en Halbach por quedar validado el primario en las otras configuraciones de motor.

La inducción máxima en el entrehierro en la simulación con elementos finitos se obtiene del valor medio de los puntos próximos al valor máximo, puesto que el valor obtenido en el proceso de cálculo representa el valor máximo de la inducción en el entrehierro.

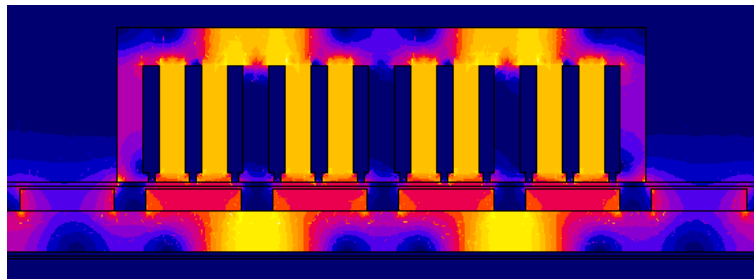
Tabla 3.2: Dimensiones de los motores lineales empleados en la validación.

| | Superficiales | Embebidos | Halbach | Concentrado |
|-------------------------|---------------|-----------|---------|-------------|
| DIMENSIONES | | | | |
| Anchura motor | 100mm | 100mm | 100mm | 100mm |
| Número ranuras | 12 | 12 | 12 | 7 |
| Alt. ranura | 24mm | 33,5mm | 48mm | 33,9mm |
| Alt. garganta | 3mm | 3mm | 3mm | 3mm |
| Longitud ranura | 4,8mm | 4,6mm | 4,5mm | 10,3mm |
| Longitud diente | 7,6mm | 7,3mm | 7,2mm | 16,4mm |
| Apert. garganta | 2mm | 2mm | 2mm | 2mm |
| Yugo primario | 11,2mm | 7,8mm | 7,5mm | 10,4mm |
| Entrehierro | 2mm | 2mm | 2mm | 2mm |
| Yugo secundario | 12mm | 12mm | 0mm | 13,4mm |
| IMANES | | | | |
| Altura | 6,3mm | 12mm | 8,2mm | 6mm |
| Longitud | 27,9mm | 17,8mm | 17mm | 30mm |
| Anchura relativa | 75 % | 50 % | 50 % | 75 % |
| DEVANADO | | | | |
| q | 1 | 1 | 1 | 0,5 |
| Conductores | 329 | 451 | 674 | 173 |
| Diámetro | 0,53mm | 0,62mm | 0,6mm | 1,1mm |
| Paso | 3 | 3 | 3 | 1 |
| Capas | 1 | 1 | 1 | 2 |
| Factor | 1 | 1 | 1 | 0,866 |

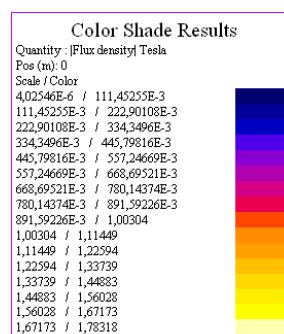
Las dimensiones de los motores con los que se va a realizar la validación se encuentran en la tabla 3.2. Cabe destacar que estos motores no han sido optimizados. Con un poco de trabajo en afinar las dimensiones, los errores obtenidos se pueden mejorar.

3.7.1. VALIDACIÓN DE UN MOTOR LINEAL SÍNCRONO CON IMANES SUPERFICIALES

El mapa de inducciones de este motor obtenido en la simulación se puede ver en la figura 3.23, donde se aprecia tanto las inducciones como la escala proporcionada por Flux.



(a) Inducciones en el motor.



(b) Escala de inducciones.

Figura 3.23: Diagrama del motor de imanes superficiales

En este diagrama queda evidente la distribución asimétrica de los flujos magnéticos en el primario del motor, tal y como se ha explicado en la introducción.

El primer punto relevante en cuanto a la validación es el flujo magnético en los polos del motor. En la tabla 3.3 se comprueba los resultados obte-

nidos tanto en el proceso de resolución del circuito magnético como en la simulación con elementos finitos. En ella se ve como el error cometido es pequeño.

Tabla 3.3: Flujo en el entrehierro en el motor de imanes superficiales.

| FLUJO EN EL ENTREHIERRO | | |
|-------------------------|--------|---------|
| Cálculo | Flux | Error |
| 2,31mWb | 2,3mWb | -0,43 % |

El siguiente apartado es la distribución de inducciones en las diferentes partes del motor. La primera parte a validar es la inducción en el entrehierro. En la figura 3.24 se ve el nivel de inducción en un polo del motor. La comparación de resultados se puede ver en la tabla 3.4. La diferencia entre los errores obtenidos en el flujo y la inducción en el entrehierro es debida a que, como se ha explicado antes, está última se calcula con los valores de la zona de máxima inducción, mientras que el flujo se calcula con la longitud de todo el polo.

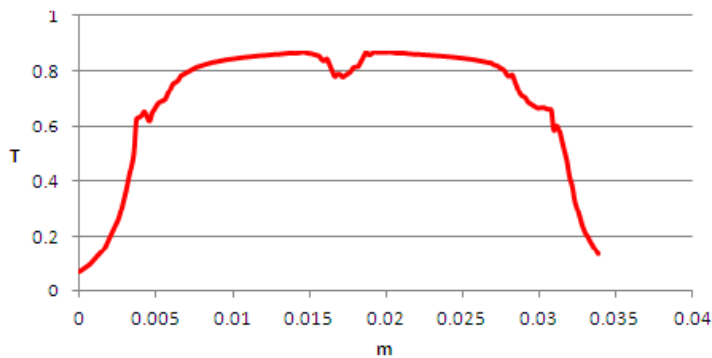


Figura 3.24: Inducción en el entrehierro para un motor de imanes superficiales.

La siguiente zona del motor que se va a validar son los dientes del motor. Al ser un motor de devanado distribuido, el código entrega el valor de las inducciones en los diferentes polos del motor. En la figura 3.25 se ve el nivel de inducción en los diferentes dientes obtenido en la simulación, y en la tabla

Tabla 3.4: Inducción en el entrehierro para el motor de imanes superficiales.

| INDUCCIÓN EN EL ENTREHIERRO | | |
|-----------------------------|-------|-------|
| Cálculo | Flux | Error |
| 0,8T | 0,83T | 3,6 % |

3.5 se ven los datos obtenidos tanto en el proceso de resolución del circuito magnético como en la simulación. En este caso, el error más significativo se encuentra en el diente del extremo, pero al ser un diente por el que la cantidad de flujo magnético que circula es mucho menor que el resto, no va a influir en el diseño de los dientes. Por lo tanto, el error cometido es admisible.

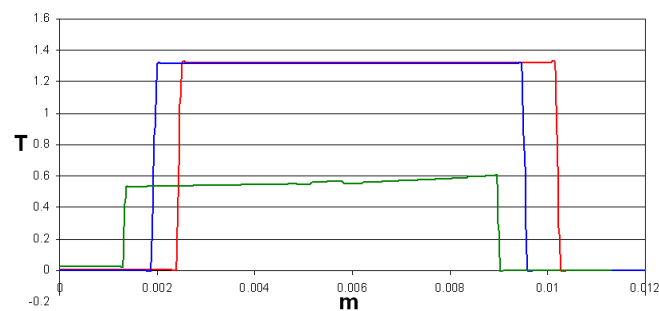
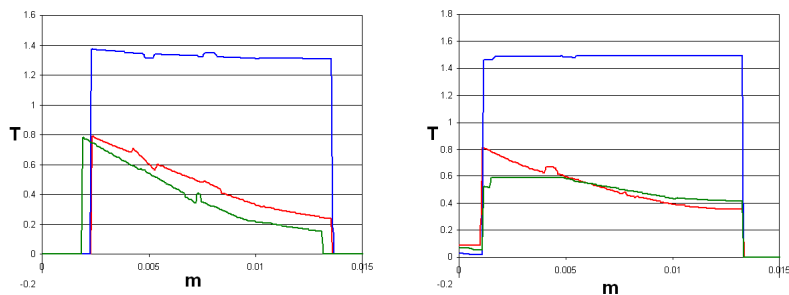


Figura 3.25: Inducciones en los dientes del motor de imanes superficiales: Rojo: Central - Azul: Segundo - Verde: Extremo.

Las siguientes zonas del motor a comprobar son los yugos, tanto del primario como del secundario. En la figura 3.26 se pueden apreciar las inducciones en los yugos tanto del primario como del secundario. Se ve como la inducción del segundo yugo, en ambos casos es mayor que el resto por la asimetría del circuito magnético. En la tabla 3.6 se ven estos resultados numéricamente. Del mismo modo que en los dientes, se produce un error mayor en el último polo del motor.

Tabla 3.5: Inducciones en los dientes del motor de imanes superficiales.

| INDUCCIONES EN LOS DIENTES | | | |
|----------------------------|---------|-------|-------|
| | Cálculo | FLUX | Error |
| Diente polo central | 1,20T | 1,31T | 8,3 % |
| Diente polo segundo | 1,20T | 1,31T | 8,3 % |
| Diente polo extremo | 0,36T | 0,57T | 36 % |



(a) Inducciones en el yugo del primario. (b) Inducciones en el yugo del secundario.

Figura 3.26: Inducciones en los yugos: Rojo: Central - Azul: Segundo - Verde: Extremo.

3.7.2. VALIDACIÓN DE UN MOTOR LINEAL SÍNCRONO CON IMANES EMBEBIDOS

La validación de este tipo de secundarios se va a realizar solamente con los valores relativos al entrehierro, puesto que el primario del motor ha quedado validado correctamente con los imanes superficiales.

Primero, se muestra las inducciones globales en el motor con su escala. La distribución en el primario es similar al motor de imanes superficiales.

La validación del flujo en el entrehierro se puede ver en la tabla 3.7. El error obtenido es un poco mayor, pero es un error admisible.

En cuanto al nivel de inducción en el entrehierro, en la figura 3.28 se puede ver la distribución de campo magnético, y en la tabla 3.8 los valores numéricos representativos. Cabe destacar que en este caso la distribución presenta unos picos en la zona de transición entre el hierro y el imán. El

Tabla 3.6: Inducciones en los yugos del motor de imanes superficiales.

| INDUCCIONES EN LOS YUGOS DEL PRIMARIO | | | |
|---|---------|-------|---------|
| | Cálculo | FLUX | Error |
| Yugo primario polo central | 0,56T | 0,51T | -9,8 % |
| Yugo primario polo segundo | 1,29T | 1,33T | 3 % |
| Yugo primario polo extremo | 0,55T | 0,46T | -19,5 % |
| INDUCCIONES EN LOS YUGOS DEL SECUNDARIO | | | |
| Yugo secundario polo central | 0,55T | 0,58T | 5,1 % |
| Yugo secundario polo segundo | 1,29T | 1,47T | 12,2 % |
| Yugo secundario polo extremo | 0,55T | 0,5T | -10 % |

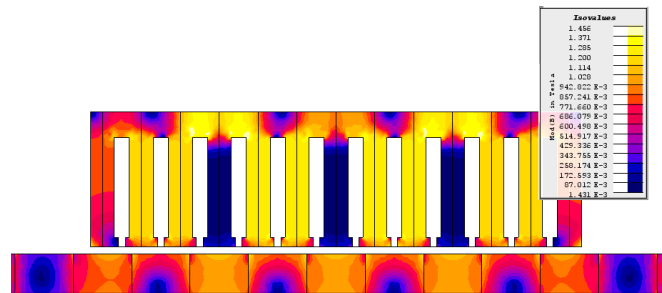


Figura 3.27: Inducciones en el motor de imanes embebidos.

Tabla 3.7: Flujo en el entrehierro en el motor de imanes embebidos.

| FLUJO EN EL ENTREHIERRO | | |
|-------------------------|---------|---------|
| Cálculo | FLUX | Error |
| 2,2mWb | 1,97mWb | -11,6 % |

valor tomado , al igual que en el caso anterior, es el valor medio de la zona de máxima inducción. De ahí la diferencia de error entre el flujo y la inducción.

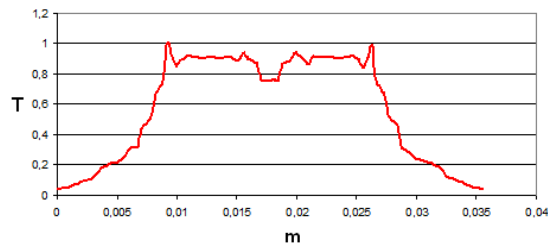


Figura 3.28: Inducción en el entrehierro para un motor de imanes embebidos.

Tabla 3.8: Inducción en el entrehierro para el motor de imanes embebidos

| INDUCCIÓN EN EL ENTREHIERRO | | |
|-----------------------------|-------|-------|
| Cálculo | Flux | Error |
| 0,85T | 0,87T | 2,2 % |

3.7.3. VALIDACIÓN DE UN MOTOR LINEAL SÍNCRONO CON IMANES EN HALBACH

Del mismo modo que el motor de imanes embebidos, este tipo de secundario se valida solamente con los valores en el entrehierro.

El mapa de inducciones obtenidos en la simulación se encuentra en la figura 3.29.

Los resultados para la validación del flujo por polo para este tipo de motor se muestran en la tabla 3.9. El error ha disminuido respecto al motor de imanes embebidos, pero sigue siendo mayor que con imanes superficiales.

Tabla 3.9: Flujo en el entrehierro con secundario en Halbach.

| FLUJO EN EL ENTREHIERRO | | |
|-------------------------|---------|-------|
| Cálculo | FLUX | Error |
| 2,1mWb | 1,98mWb | 6 % |

En cuanto a la inducción en el entrehierro, se puede ver en la figura 3.30. Del mismo modo que en los motores de imanes embebidos, también presenta

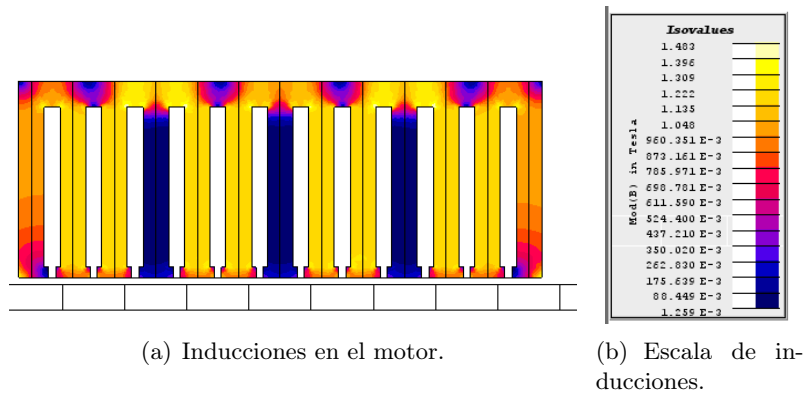


Figura 3.29: Inducciones en el motor de imanes en Halbach.

unos picos en las transiciones entre imanes de magnetización horizontal y vertical. Los resultados numéricos se pueden ver en la tabla 3.10.

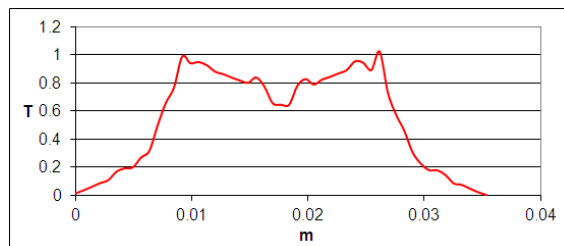


Figura 3.30: Inducciones en el entrehierro para el motor de imanes en Halbach.

Tabla 3.10: Inducción en el entrehierro para el motor de imanes en Halbach.

| INDUCCIÓN EN EL ENTREHIERRO | | |
|-----------------------------|-------|-------|
| Cálculo | Flux | Error |
| 0,8T | 0,83T | 3,6 % |

3.7.4. VALIDACIÓN DE UN MOTOR LINEAL SÍNCRONO CON DEVANADO CONCENTRADO

Para la validación del motor de devanado concentrado sí que se va a realizar del motor entero, puesto que en este caso han variado las consideraciones respecto al primario y se hace necesario realizar la validación.

Los resultados que se muestran para la inducciones no son para cada polo del motor, como se obtienen para el devanado distribuido, sino que son los valores máximos en el motor, que es el valor útil en el diseño, tal y como se ha explicado en el apartado del diseño con devanado concentrado.

Los valores obtenidos para la validación del flujo en el entrehierro se ve en la tabla 3.11.

Tabla 3.11: Flujo en el entrehierro con devanado concentrado

| FLUJO EN EL ENTREHIERRO | | |
|-------------------------|---------|-------|
| Cálculo | FLUX | Error |
| 2,4mWb | 2,31mWb | 3,8 % |

En cuanto a las inducciones en el entrehierro, obtener un valor de un solo polo es complicado, puesto que como los polos están cada uno enfrentado a un diente de distinta manera, el valor de la inducción cambia para cada diente. En la figura 3.31 se ve el valor de la inducción en el entrehierro para todos los polos del motor. En el cálculo se obtiene un valor de inducción de $0,8T$, y en la simulación, se obtiene un valor un poco superior a $0,8T$ en la mayoría de los polos. La mayor inducción en algunos polos es debida a que están enfrentados de una manera más directa a un diente, con menor flujo disperso.

Del mismo modo, para los dientes del motor el valor obtenido en el cálculo, de $1,01T$, es menor al obtenido como máximo en la simulación con elementos finitos, que es del orden de $1,15T$, como se ve en la figura 3.32, cometiendo un 12 % de error.

En los yugos del motor la situación es la misma. Se obtiene los valores máximos de inducción en los yugos, no el valor en cada polo como en el motor de devanado distribuido. El valor de inducción máxima en el yugo del primario es $1,27T$, dando en el cálculo un valor de $1,29T$. Del mismo modo, en el secundario, la inducción máxima es $1,50T$, y en el cálculo el valor obtenido ha sido también $1,29T$. Aquí el error ha sido un poco mayor.

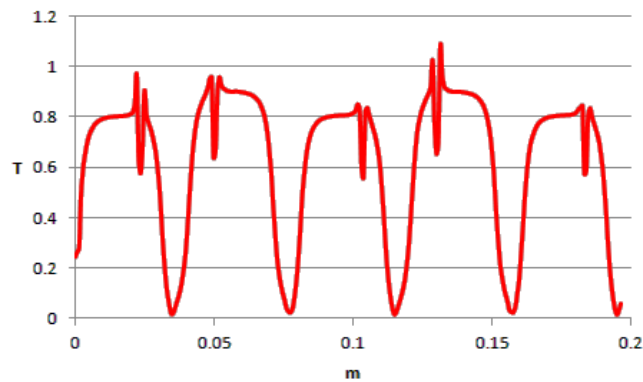


Figura 3.31: Inducciones en el en el entrehierro para un motor de devanado concentrado.

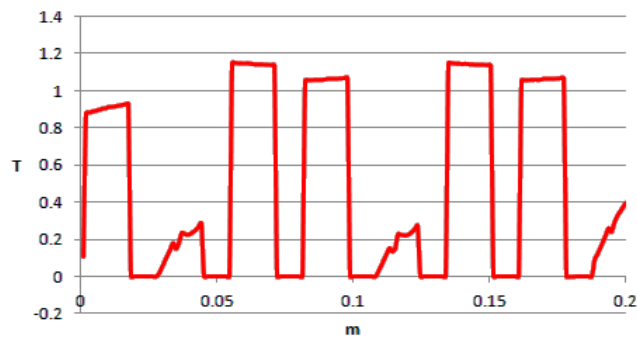


Figura 3.32: Inducciones en el en los dientes para un motor de devanado concentrado.

En la figura 3.33 se puede apreciar el mapa de inducciones para este tipo de motores. De este mapa de inducciones se han sacado los valores representativos de cada zona del motor.

En la tabla 3.12 se pueden ver los valores de inducciones del motor, de manera conjunta, tanto los obtenidos en el diseño como los obtenidos en la simulación, así como el error cometido.

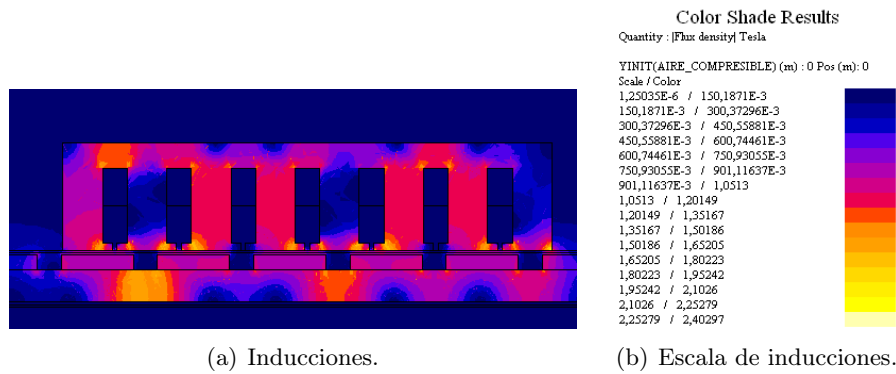


Figura 3.33: Inducciones en el motor de devanado concentrado.

Tabla 3.12: Inducciones en el motor con devanado concentrado.

| INDUCCIÓN MÁXIMA EN EL ENTREHIERRO | | |
|--|-------|--------|
| Cálculo | FLUX | Error |
| 0,8T | 0,82 | 2,4 % |
| INDUCCIÓN MÁXIMA EN EL DIENTE | | |
| 1,01T | 1,15T | 12,1 % |
| INDUCCIÓN MÁXIMA EN EL YUGO DEL PRIMARIO | | |
| 1,29T | 1,27T | -1,5 % |
| INDUCCIÓN MÁXIMA EN EL YUGO DEL SECUNDARIO | | |
| 1,29T | 1,50T | 14 % |

3.8. CONCLUSIONES

El diseño de los motores eléctricos lineales requiere herramientas adecuadas para ofrecer buenos resultados. Los circuitos magnéticos ofrecen la posibilidad de realizar un diseño rápido y eficaz. Con los resultados de este circuito se puede realizar un diseño pormenorizado de cada parte del motor sin necesidad de utilizar software de elementos finitos, lo que alargaría el proceso de diseño sobremanera, con el consiguiente incremento de costes.

Los circuitos magnéticos presentados en este capítulo permiten el diseño y cálculo magnético de motores lineales síncronos de varios tipos de secun-

darios y devanados. A partir de los resultados obtenidos en su resolución, se podrán calcular el resto de parámetros de funcionamiento del motor.

Se han analizado y validado los circuitos magnéticos para devanado distribuido de paso entero y los cálculos necesarios para poder utilizar los circuitos en el diseño de motores con devanado concentrado, que como se ha explicado en el estado del arte, es el tipo de devanado más útil para motores lineales, especialmente sin son de pequeña potencia y con unas restricciones dimensionales muy severas.

Del mismo modo, se han explicado los circuitos magnéticos para tres tipos de secundarios, de imanes superficiales, de imanes embebidos y de imanes en Halbach. La construcción de los circuitos es similar en los tres tipos de motores, con pequeños cambios para adaptar las características propias de cada tipo de motor.

El proceso de resolución es muy fácilmente implementable, y de rápida convergencia. Con la programación correcta, se puede parametrizar el circuito para cualquier motor lineal, independientemente del número de pares de polos o del material empleado.

Una vez introducidos y validados los circuitos, el proceso del cálculo de los parámetros de funcionamiento de los motores lineales es sencillo, ya que se dispone del flujo por polo y las inducciones, los dos parámetros que llevan a la obtención de todos los demás. De una manera analítica se pueden calcular estos parámetros, como se verá en el capítulo 5, sin ser necesario el empleo de software de elementos finitos, pudiendo utilizarse solamente para la comprobación de los resultados y la optimización detallada del funcionamiento del motor lineal síncrono.

En definitiva, se ha presentado un método rápido y sencillo, que permite realizar un cálculo analítico de las características magnéticas de un motor lineal, facilitando el dimensionamiento de motores lineales síncronos, y poniendo las bases para realizar un cálculo de los parámetros de funcionamiento del motor.

CAPÍTULO 4

Estudio del Circuito Térmico Para el Diseño de Motores Lineales

Debido a la influencia que tiene el aspecto térmico en el diseño de motores eléctricos es un aspecto crítico de diseño, sobre todo en un motor de tamaño tan reducido como el previsto para las puertas automáticas.

Para motores rotativos, existe software específico que permite realizar el cálculo térmico de manera fiable, pero no para motores lineales. Por esta razón, se va a desarrollar un método de cálculo analítico térmico específico para estos motores.

Mediante este procedimiento, se podrá controlar el conjunto de variables que están involucradas desde el punto de vista térmico en el proceso de diseño del motor. Junto a los circuitos magnéticos presentados anteriormente, se establecerá una metodología completa de diseño y cálculo analítico de motores lineales síncronos con resultados satisfactorios.

En este capítulo se presenta la construcción de los circuitos térmicos para el diseño de los motores lineales. El método presentado es fácilmente programable y aplicable para cualquier motor, independiente de la topología o el tamaño que tenga. En cuanto al devanado, se presentará el circuito para devanado concentrado, pero siguiendo un proceso similar, se podría obtener el circuito térmico para devanado distribuido.

Se expone de manera ordenada como se realiza el estudio térmico. Primero, se explica las resistencias térmicas para cada elemento del primario del motor, con una división sencilla que permite la réplica de cada parte tantas veces como sea necesario. Después, se muestra cómo realizar la unión de los elementos para la construcción del circuito térmico completo en régimen

permanente. El siguiente paso es la construcción del circuito térmico para el estudio del régimen transitorio, con la introducción de las capacidades térmicas correspondientes.

Después se explica el cálculo de los coeficientes de convección. Su cálculo se realiza a partir de los números adimensionales, a partir de los cuales se usan unas correlaciones para poder obtener las temperaturas del motor.

Finalmente, se valida el circuito térmico mediante la utilización de simulaciones con elementos finitos y con un prototipo.

4.1. MODELO TÉRMICO PARA EL DISEÑO DE MOTORES LINEALES

El método de resolución más apropiado para el estudio térmico de motores lineales es el de los modelos de resistencias térmicas, puesto que es fácilmente programable y parametrizable en cualquier software de cálculo numérico. De esta manera, se calcula la temperatura de cualquier motor lineal a partir de unos elementos básicos que se repiten según el tamaño de cada motor. Estos elementos son principalmente tres, los elementos de los dientes centrales, los de los dientes de los extremos, que tal y como se parametrizan en este desarrollo son de forma distinta a los dientes centrales, y los elementos de las bobinas, que incluyen tanto los conductores de dentro de la ranura del motor como los de la cabeza de bobina.

En comparación con los motores rotativos, donde el flujo de calor en dirección circunferencial es despreciable y es posible la agrupación de las resistencias térmicas por ranuras, dientes y bobinas, no es posible, en los motores lineales, la eliminación del flujo en la dirección del movimiento del motor (que es el equivalente al flujo circunferencial en los motores rotativos). Por esta razón, para conocer el modelo térmico del motor lineal es necesario realizar un modelo térmico que incluya a cada uno de los dientes y bobinas. En cualquier caso, para simplificar el cálculo, se puede considerar una simetría a lo largo del plano medio perpendicular al entrehierro, considerando solamente medio motor.

Si el modelo térmico representa un motor en condiciones de un ambiente cerrado, deberían ser consideradas las resistencias térmicas de los imanes y del secundario del motor, e introducidas en la red de resistencias térmicas. Por el contrario, en un entorno abierto, se puede asumir que la temperatura en los imanes y en el yugo del secundario permanece constante e igual a la temperatura ambiente, como se demostrará experimentalmente en la validación del circuito térmico. De esta manera, se simplifica el circuito térmico,

considerando el secundario del motor como una condición de contorno del problema.

4.1.1. ELEMENTO DE LOS DIENTES CENTRALES

Estos elementos representan los dientes del motor lineal que no están en los extremos. Para representar la temperatura en estos elementos disponemos de tres nodos principales y ocho secundarios. Los nodos principales representan la temperatura en la sección del yugo sobre el diente, en la parte central del diente y en la punta del diente, los tres en el plano medio del motor.

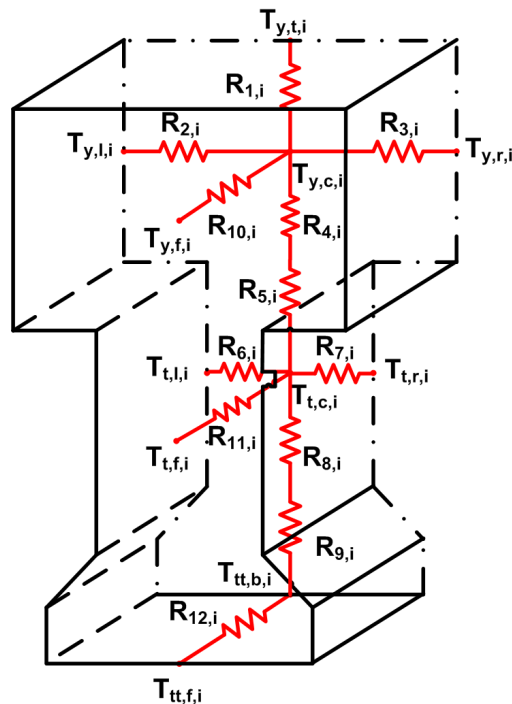


Figura 4.1: Elemento del diente central.

Los otros ocho elementos secundarios conectan cada el elemento con el resto de partes de la red de resistencias. En la figura 4.1 Se ven los diferentes nodos. Vienen representados por una T indicativa de temperatura, y de unos subíndices indicando su posición dentro de la malla. El subíndice i es indicativo del número de diente que ocupa en la malla.

- $T_{y,t,i}$ Es el nodo situado en la cara superior del yugo del elemento. En este nodo se da la convección por la parte superior del motor. Su temperatura corresponde a la temperatura superficial del motor.
- $T_{y,c,i}$ Es el nodo que representa la temperatura en el centro del yugo del elemento. Es un nodo principal.
- $T_{y,l,i}$ Es el nodo situado a la izquierda del nodo central del yugo del elemento. Su función es la de hacer de unión con el elemento situado justo a la izquierda.
- $T_{y,r,i}$ Establece la unión con el siguiente diente por la derecha.
- $T_{y,f,i}$ Este nodo se encuentra en la superficie lateral del elemento, y en él se produce la convección por esta cara del motor. Su temperatura indica la temperatura en esta superficie.
- $T_{t,c,i}$ Este es el nodo principal en el diente. Se sitúa en el centro del diente del elemento correspondiente.
- $T_{t,l,i}$ Este nodo es un nodo auxiliar que está situado sobre la cara lateral izquierda del diente. Pone en contacto el elemento del diente con el elemento de la bobina alojada en la ranura correspondiente por medio de una conducción.
- $T_{t,r,i}$ Este nodo es análogo al anterior, pero situado en la cara derecha del diente.
- $T_{t,f,i}$ Nodo auxiliar situado en la superficie lateral del diente. Nos indica la temperatura de esta superficie. Está en contacto con la cabeza de bobina.
- $T_{tt,b,i}$ Es el último nodo principal del elemento. Está situado en la cara inferior del motor, en medio del diente. En él se da la convección en el entrehierro.
- $T_{tt,f,i}$ Este nodo es un nodo auxiliar situado en la punta del diente, en su cara lateral. Da la temperatura en esta parte del diente.

Entre los nodos del elemento, se sitúan las resistencias térmicas de conducción que representan los flujos de calor en cada elemento. Son las siguientes:

R_{1,i} y **R_{4,i}** Son la resistencia térmica de conducción entre los nodos $T_{y,c,i}$ y $T_{y,t,i}$ y entre el nodo $T_{y,c,i}$ y el punto medio entre el nodo central del yugo y el del diente. Ambos tienen la misma expresión (4.1).

$$R_{1,i} = R_{4,i} = \frac{h_{y,pri}}{\lambda_{long} \cdot \tau_{slot} \cdot w_{Fe}} \quad (4.1)$$

R_{2,i} y **R_{3,i}** Estas resistencias térmicas modelan el flujo de calor en el yugo en dirección del movimiento. La primera une el punto central del yugo con el punto de la izquierda del yugo, y la segunda con el de la derecha. Su expresión viene dada por (4.2).

$$R_{2,i} = R_{3,i} = \frac{\tau_{slot}}{\lambda_{long} \cdot h_{y,pri} \cdot w_{Fe}} \quad (4.2)$$

R_{5,i} y **R_{8,i}** Son las resistencias térmicas de conducción en el diente en dirección perpendicular al entrehierro. La primera modela la resistencia térmica entre el nodo central del diente y medio camino entre los nodos centrales del diente y del yugo. La segunda modela la resistencia térmica del diente hasta llegar a la punta del diente. Sus expresiones se encuentran en (4.3).

$$R_{5,i} = R_{8,i} = \frac{h_{pri,3}}{\lambda_{long} \cdot L_{th} \cdot w_{Fe}} \quad (4.3)$$

R_{6,i} y **R_{7,i}** Son las resistencias térmicas de conducción del diente en dirección del movimiento del motor. Su expresión viene dada en la expresión (4.4).

$$R_{6,i} = R_{7,i} = \frac{L_{th}}{\lambda_{long} \cdot h_{pri,3} \cdot w_{Fe}} \quad (4.4)$$

R_{9,i} Es la resistencia térmica por conducción de la punta del diente en dirección perpendicular al entrehierro. Su expresión viene dada por (4.5).

$$R_{9,i} = \frac{2 \cdot h_{pri,1}}{\lambda_{long} \cdot w_{Fe} \cdot \left[L_{th} + \frac{\left(\frac{\tau_{slot} - L_{pri,0} - L_{th}}{2} \right)^2}{h_{pri,1}} \right]} + \frac{2 \cdot h_{pri,0}}{\lambda_{long} \cdot w_{Fe} \cdot (\tau_{slot} - L_{pri,0})} \quad (4.5)$$

R_{10,i}, **R_{11,i}** y **R_{12,i}** Estas resistencias térmicas de conducción representan los flujos de calor en dirección de la anchura del motor en el yugo, el diente y la punta del diente respectivamente. Para esta dimensión hay que tener en cuenta que el motor lineal puede estar formado por chapa magnética. En este caso, habrá que hacer una corrección en la conductividad térmica como se explica en el apartado 4.1.6.

$$R_{10,i} = \frac{2 \cdot h_{pri,1}}{\lambda_{trans} \cdot w_{Fe} \cdot \tau_{slot} \cdot h_{y,pri}} \quad (4.6)$$

$$R_{11,i} = \frac{w_{Fe}}{2 \cdot \lambda_{trans} \cdot \tau_{slot} \cdot h_{y,pri}} \quad (4.7)$$

$$R_{12,i} = \frac{w_{Fe}}{2 \cdot \lambda_{trans} \cdot A_{tt}} \quad (4.8)$$

Donde

$$A_{tt} = (\tau_{slot} - L_{pri,0}) \cdot h_{pri,0} + L_{th} \cdot h_{pri,1} + h_{pri,1} (\tau_{slot} - L_{pri,0} - L_{th}) \quad (4.9)$$

4.1.2. ELEMENTO DE LOS DIENTES DE LOS EXTREMOS

Son dos elementos que representan los dos dientes de los extremos del motor. Son de geometría diferente a los dientes centrales, puesto que en el extremo del motor no hay situada una ranura, sino que la cara extrema del elemento, y por tanto del motor es plana. Se considera que el diente tiene la misma anchura que los dientes centrales, la diferencia es que en la cara plana se elimina el yugo y el estrechamiento de ranura. Son dos elementos simétricos (figura 4.2), uno a la izquierda del motor, y otro a la derecha, con los mismos elementos en ambos casos, pero situados de manera simétrica.

La nomenclatura utilizada para estos elementos es la misma que para los elementos centrales, lo único que cambiando el número de diente i por un subíndice L o R según corresponda al elemento extremo de la izquierda

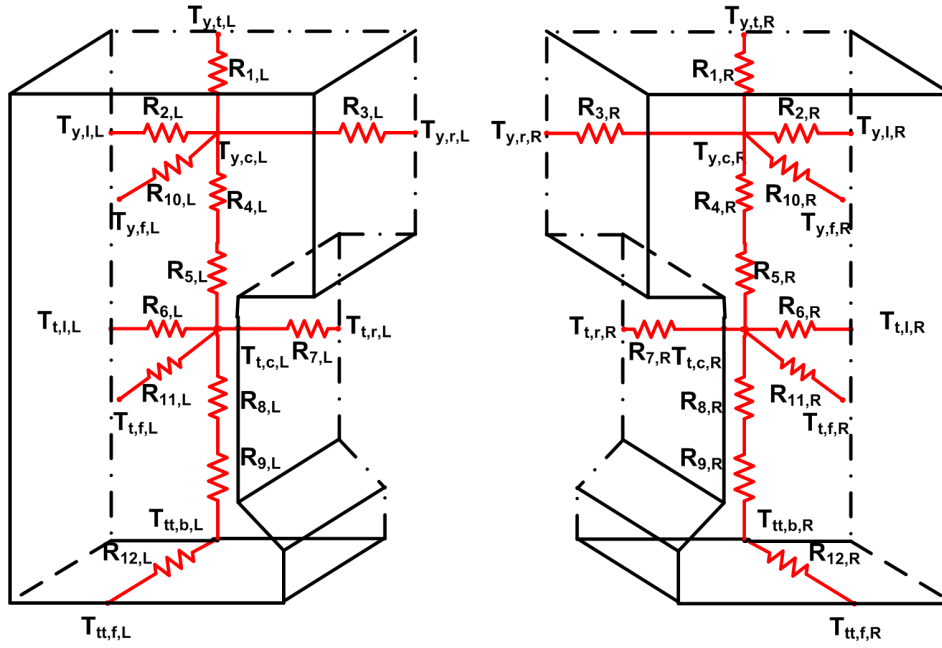


Figura 4.2: Elementos de los extremos izquierdo y derecho.

o de la derecha. Estos elementos tienen los mismos nodos y resistencias térmicas que los elementos centrales, y situadas análogamente para facilitar su implementación. Por ello no se desarrollan todas las temperaturas como en los elementos centrales pero sí las resistencias térmicas, pues algunas cambian de valor.

A continuación se representan las resistencias térmicas de conducción de los elementos extremos de la izquierda y de la derecha.

$$R_{1,L} = R_{4,L} = R_{1,R} = R_{4,R} = \frac{2 \cdot h_{y,pri}}{\lambda_{long} \cdot \left(L_{th} + \frac{L_{pri,1}}{2} \right) \cdot w_{Fe}} \quad (4.10)$$

$$R_{2,L} = R_{2,R} = \frac{L_{th}}{\lambda_{long} \cdot h_{y,pri} \cdot w_{Fe}} \quad (4.11)$$

$$R_{3,L} = R_{3,R} = \frac{L_{th} + L_{pri,1}}{\lambda_{long} \cdot h_{y,pri} \cdot w_{Fe}} \quad (4.12)$$

$$R_{5,L} = R_{8,L} = R_{5,R} = R_{8,R} = \frac{h_{pri,3}}{\lambda_{long} \cdot L_{th} \cdot w_{Fe}} \quad (4.13)$$

$$R_{6,L} = R_{7,L} = R_{6,R} = R_{7,R} = \frac{L_{th}}{\lambda_{long} \cdot h_{pri,3} \cdot w_{Fe}} \quad (4.14)$$

$$R_{9,L} = R_{9,R} = \frac{h_{pri,1}}{\lambda_{long} \cdot w_{Fe} \cdot \left[L_{th} + \frac{\left(\frac{\tau_{slot} - L_{pri,0} - L_{th}}{2} \right)^2}{2 \cdot h_{pri,1}} \right]} + \frac{h_{pri,0}}{\lambda_{long} \cdot w_{Fe} \cdot \left(L_{th} + \frac{L_{pri,1}}{2} - L_{pri,0} \right)} \quad (4.15)$$

$$R_{10,L} = R_{10,R} = \frac{w_{Fe}}{2 \cdot \lambda_{trans} \cdot \left(L_{th} + \frac{L_{pri,1}}{2} \right) \cdot h_{y,pri}} \quad (4.16)$$

$$R_{11,L} = R_{11,R} = \frac{w_{Fe}}{2 \cdot \lambda_{trans} \cdot L_{th} \cdot h_{pri,3}} \quad (4.17)$$

$$R_{12,L} = R_{12,R} = \frac{w_{Fe}}{2 \cdot \lambda_{trans} \cdot A_{tt,L}} \quad (4.18)$$

Donde

$$A_{tt,L} = \frac{L_{th} + \tau_{slot} - L_{pri,0}}{2} \cdot h_{pri,0} + L_{th} \cdot h_{pri,1} + h_{pri,1} (\tau_{slot} - L_{pri,0} - L_{th}) \quad (4.19)$$

4.1.3. ELEMENTOS DE LA BOBINA

La bobina es el elemento más complicado de modelar al estar compuesto por múltiples conductores, lo que hace impracticable un modelado real, por la cantidad de nodos que resultaría y por la dificultad de modelar la convección en una región del motor tan irregular.

Con la representación de bobinado mediante capas propuesta por Staton [56], se puede obtener una aproximación de la distribución de temperaturas manejable y sencilla de implementar.

Lo primero que hay que hacer es definir el número de capas y la cantidad de conductores en cada capa. Para ello se toma como factor un tercio, es decir, la primera capa tendrá un tercio de los conductores totales, la segunda un tercio de los restantes, y así sucesivamente hasta que queden un número

de conductores menor que un valor de referencia, como por ejemplo 30, que será el número máximo de conductores de la última capa, y la más interna. Cada capa se considerará térmicamente como un prisma hueco de cobre, sin considerar cada conductor individualmente.

Cada capa se considerará separada de las demás por una capa de material aislante, compuesto por los aislantes de cada conductor y por la impregnación del bobinado. La conductividad térmica de este elemento se considera la de la resina epoxi a utilizar por esta impregnación. Un valor de $\lambda_{Cu,ir} = 1,5 [W/(m \cdot K)]$ es adecuado.

El modelo de un cuarto de bobina se ve en la figura 4.3. En ella se representa un ejemplo de un modelo con “ n ” capas.

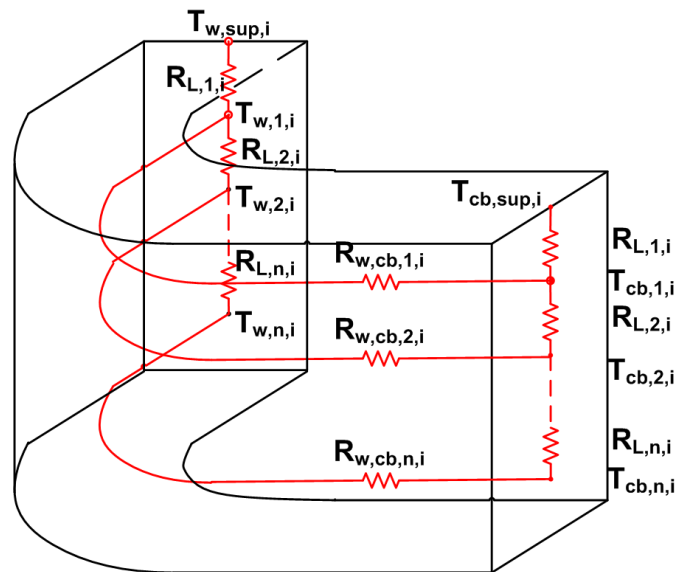


Figura 4.3: Circuito térmico de un cuarto de bobina.

El modelo presenta varios nodos significativos. Como en el modelo del diente central, el subíndice i representa el orden del cuarto de cabeza de bobina dentro del motor.

$T_{w,sup,i}$ y $T_{cb,sup,i}$ Son los dos nodos que representan el exterior del conjunto de la bobina, el primero dentro de la ranura y el segundo en la cabeza de bobina. Está situado en el exterior de la primera capa

de aislante considerada. Estos dos nodos son en los que se realiza la unión con los demás elementos del circuito magnético.

T_{w,j,i} y **T_{cb,j,i}** Estos nodos representan la temperatura en cada capa de cobre, el primero en la bobina y el segundo en la cabeza de bobina. El subíndice j representa el número de la capa de cobre.

Una vez definidos los nodos, es el momento de definir las resistencias térmicas de conducción entre los diferentes nodos, según lo indicado en la figura 4.3. Hay dos tipos de resistencias térmicas de conducción, una a través del material aislante entre capas y otro a lo largo del cuarto de bobina en cada capa de cobre.

R_{L,j,i} Es la resistencia térmica que corresponde al aislante de la capa j en el cuarto de bobina i . El flujo de calor pasa de la cara de dentro del conductor a la cara de fuera. La resistencia correspondiente a este flujo de calor se ve en (4.20).

$$R_{L,j,i} = \frac{t_{eq,L,j,i}}{\lambda_{Cu,ir} \cdot (h_{pri,3} + \frac{L_{pri,1}}{2}) \cdot w_{Fe}} \quad (4.20)$$

Donde el espesor equivalente de la capa de aislante es

$$t_{eq,L,j,i} = \frac{Z_{slot,ter,j,i}}{Z_{slot,ph} \cdot n_{l,w,pri} \cdot t_{eq,tot,pri}} \quad (4.21)$$

Y el espesor equivalente de aislante total es

$$t_{eq,tot,pri} = \frac{S_{slot,pri}}{2} - \frac{Z_{slot,ph} \cdot S_{Cu,w,pri}}{2 \cdot \left(\frac{h_{pri,3} + L_{pri,1}}{2}\right)} \quad (4.22)$$

Cabe destacar que está expresión de resistencia térmica es válida para devanado concentrado de doble capa. Para otros tipos de devanados, se podría sacar una expresión similar.

R_{w,cb,j,i} Es la resistencia térmica a lo largo de la longitud de cada capa de cobre, es decir, en dirección perpendicular en la ranura y hasta la cabeza de bobina, durante la longitud del cuarto de bobina. Su expresión viene dada por (4.23).

$$R_{w,cb,j,i} = \frac{l_{cb,med}}{\lambda_{Cu} \cdot S_{Cu,w,pri} \cdot Z_{slot,ter,j,i}} \quad (4.23)$$

Donde $l_{cb,med}$ es la longitud media de las espiras del cuarto de bobina y $Z_{slot,ter,j,i}$ es el número de conductores en la capa j del cuarto de bobina i .

4.1.4. MODELO COMPLETO EN RÉGIMEN PERMANENTE

Una vez definidos los elementos individualmente, queda por definir dos aspectos claves, como son la unión de los elementos entre sí, y la situación del conjunto en el entorno, es decir, las resistencias térmicas de convección.

El modelo “en régimen permanente”, no lleva incluido las capacidades térmicas, que se explicarán en el apartado 4.1.5, y que son un complemento al modelo en régimen permanente para introducir el comportamiento en régimen transitorio.

4.1.4.1. Unión Entre los Dientes

La unión entre dientes es sencilla, puesto que tal y como se ha definido el modelo, el nodo de un elemento situado a la derecha del yugo es el mismo que el situado a la izquierda del elemento siguiente. Esto se cumple tanto para la unión entre dientes centrales como para la unión entre un diente central y un diente del extremo, bien sea el izquierdo o el derecho.

Al ser el nodo común, la unión no necesita de ninguna resistencia térmica auxiliar. Se puede ver en la figura 4.4.

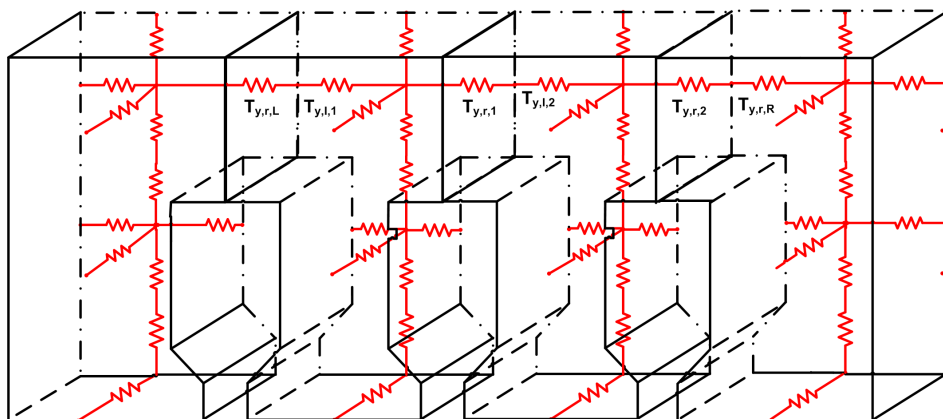


Figura 4.4: Unión entre los dientes.

4.1.4.2. Unión Entre Cabezas de Bobina

La unión entre cabezas de bobina se realiza de una manera simple, aunque al haber definido las capas de bobinado, hay más nodos implicados en la unión. En este caso, un cuarto de bobina de índice i impar (el de la figura 4.3) se une con un cuarto de bobina de índice i par (igual que el impar, pero con orientación opuesta) por la cabeza de bobina.

Según la figura 4.3, suponiendo que la bobina representada es la de la izquierda, y teniendo n capas de devanado, habría $n + 1$ nodos implicados en la unión, $T_{cb,sup,i}$, $T_{w,1,i}$, $T_{w,2,i}$ y $T_{w,n,i}$. En la bobina de la derecha, que tendrá una disposición simétrica, también habrá $n + 1$ nodos implicados en la unión, $T_{cb,sup,i+1}$, $T_{w,1,i+1}$, $T_{w,2,i+1}$ y $T_{w,n,i+1}$. Del mismo modo que en los dientes, estos nodos son realmente el mismo en la derecha y en la izquierda, resultando una unión directa sin ninguna resistencia intermedia entre los nodos. En la figura 4.5 se aprecia esta unión.

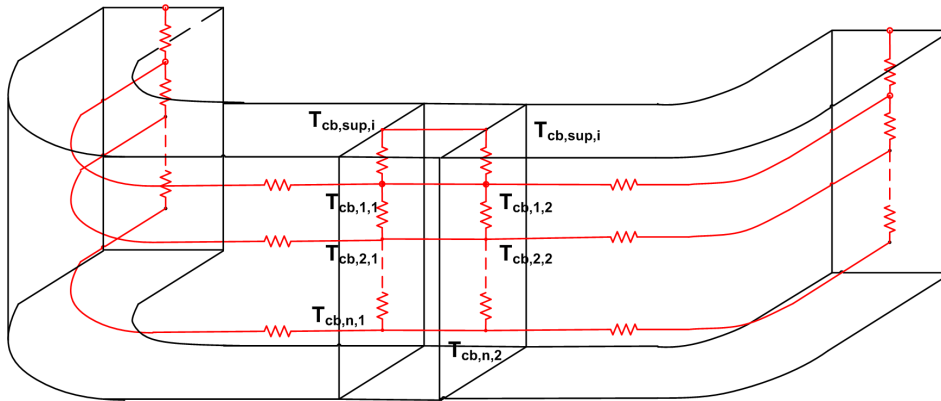


Figura 4.5: Unión entre cabezas de bobina.

4.1.4.3. Unión de una Bobina con los Dientes

Para definir esta unión es necesario aclarar el tipo de devanado que tiene el motor, puesto que a la hora de modelar las uniones entre nodos, las resistencias térmicas varían según sea una unión con otro elemento o con el ambiente. Para el explicar el desarrollo del modelo, se va a considerar un devanado concentrado de doble capa, y además, se va a considerar que las bobinas están dispuestas de tal manera que cada una abraza a un diente entero, ocupando la media ranura más próxima al diente, como se ve en la

figura 4.6. En las ranuras del extremo, no hay conexión con otra bobina, sino con el aire. Para otras maneras de bobinar, solo es necesario cambiar las conexiones en los nodos correspondientes.

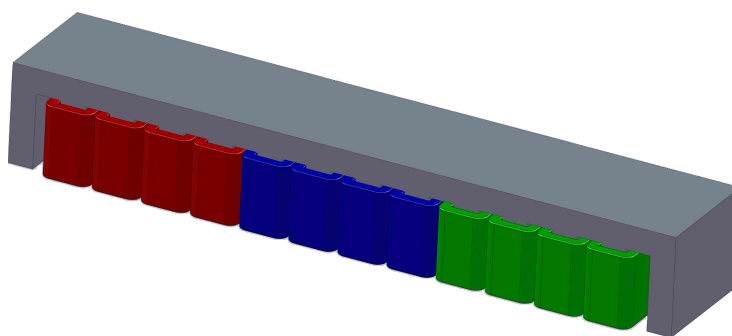


Figura 4.6: Disposición de devanado concentrado.

Una vez definido el tipo de bobinado, el siguiente paso es definir los elementos de la unión de la bobina con los dientes del primario.

4.1.4.3.1. Uniones de la Bobina en la Ranura

Cada bobina se une al entorno con cuatro resistencias térmicas. Estas resistencias parten del nodo $T_{w,sup,i}$ en cuatro sentidos en el plano perpendicular al entrehierro del motor.

Las cuatro resistencias térmicas se unen a cuatro nodos, $T_{w,sup,N,i}$, $T_{w,sup,S,i}$, $T_{w,sup,E,i}$ y $T_{w,sup,W,i}$, que son los nodos de contacto de la bobina con los elementos del interior de la ranura.

A la hora de definir las resistencias térmicas que unen estos cuatro nodos con el elemento de la superficie de la bobina, $T_{w,sup,i}$, es donde hay que tener en cuenta el bobinado del motor para darles un valor de resistencia determinado. Con la hipótesis de bobinado presentada anteriormente, las resistencias quedan según se muestra en la figura 4.7.

$R_{w,sup,N,i}$ Esta resistencia térmica une por conducción la parte superior de la bobina con el yugo de los dientes. Tal y como está definido el bobinado, el nodo $T_{w,N,i}$, el del extremo de esta resistencia, es el mismo que el nodo donde se realiza la unión de los dos dientes que componen la ranura ($T_{y,r,i}$ y $T_{y,l,i+1}$), que como se ha explicado anteriormente, son el mismo nodo. Esta unión se realiza a través de un material que

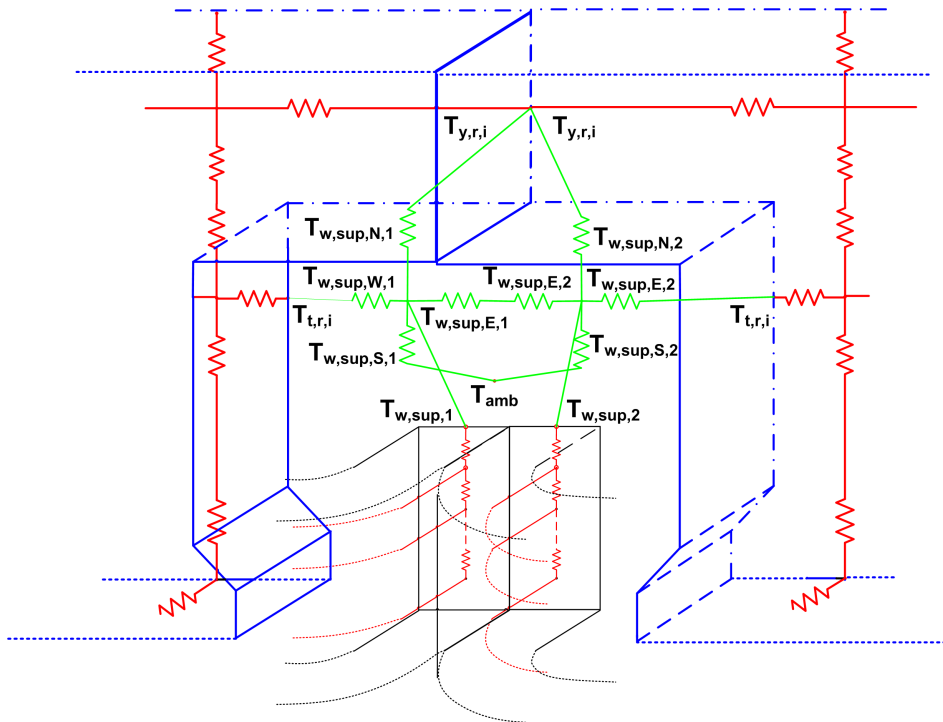


Figura 4.7: Resistencias térmicas de unión de la bobina con los elementos de la ranura, en verde.

suele ser un aislante de mica que realiza una separación física de la bobina con el primario. En la bibliografía, la conductividad térmica de la mica es $\lambda_{Mica} = 0,26W/(m \cdot K)$ [42]. El valor de esta resistencia viene en la expresión (4.24).

$$R_{w,sup,N,i} = \frac{4 \cdot w_{ins,slot,pri}}{\lambda_{Mica} \cdot w_{Fe} \cdot L_{pri,1}} \quad (4.24)$$

$R_{w,sup,E,i}$ y $R_{w,sup,W,i}$ Estas dos resistencias unen las caras laterales de la bobina con los elementos con los que hacen contacto. La primera une la cara interior de la bobina con el diente, a través del aislante de mica. La segunda, con la bobina adyacente. Los nodos correspondientes a cada resistencia se unen con elementos de otros nodos. $T_{w,sup,E,i}$ se une con el nodo exterior del diente correspondiente, y $T_{w,sup,W,i}$ con el

mismo nodo de la bobina siguiente. Si es la bobina que se sitúa en un diente extremo, en $T_{w,sup,W,i}$ habrá convección, en vez de otra bobina. Ambas resistencias tienen la misma expresión (4.25).

$$R_{w,sup,E,i} = R_{w,sup,W,i} = \frac{2 \cdot w_{ins,slot,pri}}{\lambda_{Mica} \cdot w_{Fe} \cdot L_{pri,3}} \quad (4.25)$$

$R_{w,sup,S,i}$ Es la resistencia que une con el nodo $T_{w,sup,S,i}$, que tal y como se ha planteado el bobinado, va al aire. El valor de la resistencia, depende de cómo se haya considerado el aislante de mica. Si se considera que hay aislante, el valor de esta resistencia térmica sería el mismo que el de $R_{w,sup,N,i}$. En cambio, si se considera que no hay recubrimiento de mica, se puede considerar una resistencia térmica de valor 0, y el nodo $T_{w,sup,S,i}$ sería el mismo que $T_{w,sup,i}$ de la superficie de la bobina. Al estar al aire, en este nodo se considera que hay convección con el ambiente.

4.1.4.3.2. Uniones de la Cabeza de Bobina con el Diente

La unión de las cabezas de bobina con los dientes se realiza a través de dos nodos, $T_{cb,sup,B,i}$ y $T_{cb,sup,F,i}$. El primero está situado en la cara interna de la bobina, es decir, en la cara que está enfrentada al diente, mientras que el segundo representa las otras tres caras. Se podrían haber considerado también nodos en las caras superior e inferior, pero es un modelo representativo, y habría resultado en un modelo con más nodos.

Si se considera que la cabeza de bobina no tiene ningún tipo de recubrimiento, el valor de las resistencias térmicas $R_{cb,sup,F,i}$ y $R_{cb,sup,B,i}$ será 0, de manera análoga a lo explicado para el interior de la ranura.

La unión del nodo $T_{cb,sup,B,i}$ con el diente se realiza directamente conectando este nodo con el nodo $T_{t,f,i}$, considerando que hay contacto directo entre la bobina y el diente del primario.

El nodo $T_{cb,sup,F,i}$ se sitúa en la cara exterior, y es donde se da la convección con el ambiente.

4.1.4.4. Uniones de los Elementos con el Entorno

Finalmente, las últimas resistencias a definir son las de las zonas del motor que están en contacto con el ambiente. Estas resistencias térmicas son las que definen la convección, y por tanto la evacuación de calor.

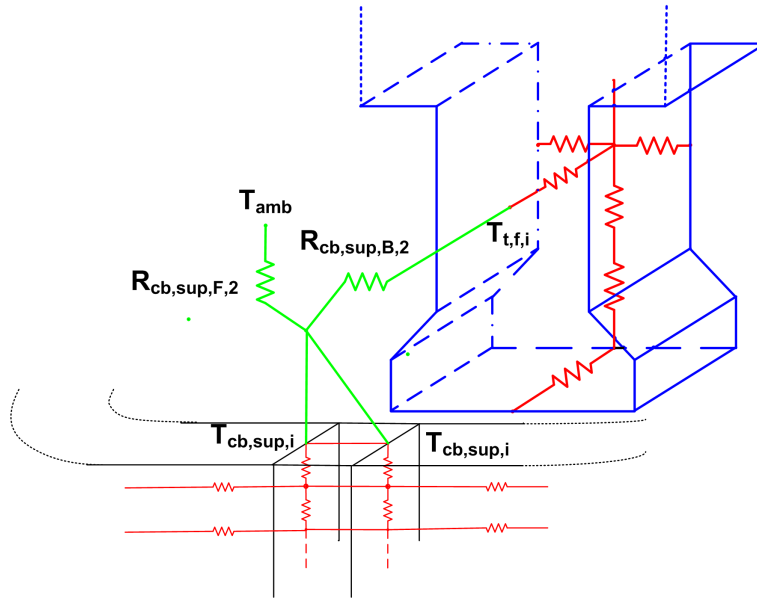


Figura 4.8: Resistencias térmicas de unión de la cabeza de bobina con los dientes, en verde.

4.1.4.4.1. Convección en los Dientes Centrales

En los dientes centrales, la convección se da en tres puntos: En la cara superior del yugo, en el lateral del yugo y en la cara inferior de la punta del diente.

Resistencia en la cara superior del yugo $R_{conv,T,N}$, modela la evacuación de calor al ambiente a través de la superficie superior de cada diente central del motor. Esta resistencia se sitúa entre el nodo de la temperatura ambiente y el nodo $T_{y,t,i}$. Todos los dientes centrales del motor tienen la misma resistencia térmica (4.26).

$$R_{conv,T,N} = \frac{1}{h_{conv,T,y,N}} \cdot \frac{1}{(L_{pri,1} + L_{th}) \cdot \frac{w_{Fe}}{2}} \quad (4.26)$$

Resistencia en la cara lateral del yugo $R_{conv,T,F,sup}$, representa la convección en el lateral del motor. Al haber bobinas, solo se da en el yugo

de cada elemento del diente central, puesto que el diente está tapado por la bobina. Ésta resistencia se sitúa entre el nodo de la temperatura ambiente y el nodo situado en el yugo, en su cara externa, $T_{y,f,i}$. Su expresión es igual en todos los dientes centrales (4.27).

$$R_{conv,T,F,sup} = \frac{1}{h_{conv,T,y,F}} \cdot \frac{1}{(L_{pri,1} + L_{th}) \cdot h_{y,pri}} \quad (4.27)$$

Resistencia térmica en la punta del diente $R_{conv,T,S}$, modela la evacuación de calor por convección en el entrehierro del motor. Se sitúa entre los nodos de temperatura ambiente y de la temperatura en la punta del diente $T_{tt,b,i}$. Su expresión viene dado por (4.28).

$$R_{conv,T,S} = \frac{1}{h_{conv,T,tt,S}} \cdot \frac{1}{(\tau_{slot} - L_{pri,0}) \cdot \frac{w_{Fe}}{2}} \quad (4.28)$$

4.1.4.4.2. Resistencias de Convección en los Dientes de los Extremos

En los dientes de los extremos, hay más resistencias térmicas de convección puesto que no hay bobinas que rodeen este diente. Cabe destacar que hay dos diferentes, según sea el elemento de la izquierda o el de la derecha, pero las expresiones serán equivalentes, por lo que solamente se representará el de la izquierda.

Resistencia en la cara superior del yugo Esta resistencia térmica representa la convección del elemento extremo por la cara superior del yugo. Se representa por $R_{conv,L,N}$, y va situada entre los nodos de temperatura ambiente y el nodo $T_{y,t,L}$ para el diente de la izquierda. Su expresión es (4.29).

$$R_{conv,L,N} = \frac{1}{h_{conv,T,y,N}} \cdot \frac{1}{(L_{pri,1} + L_{th}) \cdot \frac{w_{Fe}}{2}} \quad (4.29)$$

Resistencia en la cara lateral del yugo Es similar a la de los elementos de los dientes centrales. Se la denomina $R_{conv,L,F,sup}$, y va situada entre el nodo de temperatura ambiente y el nodo $T_{y,f,L}$. Su expresión viene dada por (4.30).

$$R_{conv,L,F,sup} = \frac{1}{h_{conv,T,y,F}} \cdot \frac{1}{(L_{pri,1} + L_{th}) \cdot h_{y,pri}} \quad (4.30)$$

Resistencia en la cara lateral del diente Esta resistencia es específica de los dientes de los extremos, puesto que no tienen bobina que les abrace. Se denomina $R_{conv,L,F,mid}$ y va situada entre los nodos de temperatura ambiente y de la cara superficial del diente, $T_{t,f,L}$. Su expresión está en (4.31).

$$R_{conv,L,F,sup} = \frac{1}{h_{conv,T,y,F}} \cdot \frac{1}{L_{th} \cdot h_{pri,3}} \quad (4.31)$$

Resistencia en el lateral de la punta del diente Al igual que la resistencia anterior, ésta también es específica de los dientes extremos. Modela la convección en la cara lateral de la punta del diente. Su nomenclatura es $R_{conv,L,F,bot}$ y se sitúa entre los nodos de temperatura ambiente y $T_{tt,f,L}$. Su expresión viene dada por (4.32).

$$R_{conv,L,F,bot} = \frac{1}{h_{conv,T,y,F} \cdot A_{tt,L}} \quad (4.32)$$

Resistencias en el frontal Representan la evacuación de calor en el frontal del motor. Al tener dos nodos en este frontal, $T_{y,l,L}$ y $T_{t,l,L}$, se pueden dividir en dos resistencias de convección, una para el yugo y otra para el diente, aunque para simplificar los cálculos, en ambas se va a considerar el mismo coeficiente de convección. Las expresiones son (4.33) y (4.34).

$$R_{conv,L,M,sup} = \frac{1}{h_{conv,T,y,W}} \frac{1}{h_{y,pri} \cdot \frac{w_{Fe}}{2}} \quad (4.33)$$

$$R_{conv,L,M,mid} = \frac{1}{h_{conv,T,y,W}} \cdot \frac{1}{(h_{pri,1} + h_{pri,0} + h_{pri,3}) \cdot \frac{w_{Fe}}{2}} \quad (4.34)$$

Resistencia en la punta del diente Esta resistencia térmica modela la convección en el entrehierro en los dientes del extremo. Se sitúa entre el nodo del ambiente y el nodo $T_{tt,b,L}$. Su expresión viene dada por (4.35).

$$R_{conv,L,S} = \frac{1}{h_{conv,T,tt,S}} \cdot \frac{1}{\frac{L_{th} + \tau_{slot} - L_{pri,0}}{2} \cdot \frac{w_{Fe}}{2}} \quad (4.35)$$

4.1.4.4.3. Resistencias de Convección en las Bobinas

La convección en las bobinas se modela mediante dos resistencias en cada bobina, una en la parte de la bobina encerrada en la ranura, y otra en la parte lateral de las cabezas de bobina. Se podrían poner más resistencias térmicas de convección en la parte superior e inferior de las cabezas de bobina, pero en el devanado concentrado que se está modelando, deben resultar de pequeño tamaño y no será necesaria su implementación, simplificando además el cálculo. Sus expresiones se muestran en (4.36) y (4.37).

$$R_{conv,w,S} = \frac{1}{h_{conv,T,tt,S}} \cdot \frac{1}{\frac{L_{pri,0}}{2} \cdot \frac{w_{Fe}}{2}} \quad (4.36)$$

$$R_{conv,w,F} = \frac{1}{h_{conv,w,F}} \frac{1}{L_{pri,1} \cdot h_{pri,3}} \quad (4.37)$$

4.1.5. MODELO EN RÉGIMEN TRANSITORIO: CAPACIDADES TÉRMICAS

Para el estudio en régimen transitorio, se necesita introducir en el modelo térmico unas capacidades térmicas con el fin de modelar la variación de temperatura en el tiempo [54]. Estas capacidades térmicas se pueden introducir en el sistema de resistencias térmicas calculándolas con ayuda de la expresión (4.38) [49].

$$C_V = c_p \cdot V \cdot \rho \quad (4.38)$$

Donde C_V es la capacidad térmica asociada al volumen V ; c_p y ρ son, respectivamente, el calor específico y la densidad del material asociado al volumen correspondiente. Las unidades del Sistema Internacional para las capacidades térmicas son $[J/K]$.

Del mismo modo que en el régimen permanente, el estudio se hace por partes, para hacer el modelo más fácilmente implementable en un software de resolución.

4.1.5.1. Capacidades Térmicas en los Dientes Centrales

En el diente central se consideran 11 capacidades térmicas que representan a 11 volúmenes del elemento, cada uno asociado a un nodo de los anteriormente expuestos. La capacidad representa cómo evoluciona la temperatura en cada sector del elemento al que va asociado. En el modelo, la capacidad térmica se sitúa entre el nodo del sector y la temperatura

ambiente. Para obtener unos resultados óptimos, es necesario conocer perfectamente la densidad del material y su calor específico. La manera en que se divide el volumen se muestra en la figura 4.9.

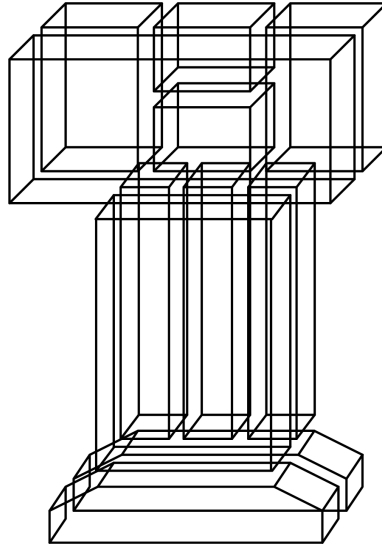


Figura 4.9: División de volúmenes para el cálculo de las capacidades térmicas.

$$C_{ter,T,y,t} = C_{ter,T,y,c} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot \frac{\tau_{slot}}{3} \cdot \frac{h_{y,pri}}{2} \quad (4.39)$$

$$C_{ter,T,y,l} = C_{ter,T,y,r} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot \frac{\tau_{slot}}{3} \cdot h_{y,pri} \quad (4.40)$$

$$C_{ter,T,y,f} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot \tau_{slot} \cdot h_{y,pri} \quad (4.41)$$

$$C_{ter,T,t,c} = C_{ter,T,t,l} = C_{ter,T,t,r} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot h_{pri,3} \cdot \frac{L_{th}}{3} \quad (4.42)$$

$$C_{ter,T,t,f} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot h_{pri,3} \cdot L_{th} \quad (4.43)$$

$$C_{ter,T,tt,b} = C_{ter,T,tt,f} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot A_{tt} \quad (4.44)$$

4.1.5.2. Capacidades Térmicas en el Diente Lateral

Son análogas a las de los elementos centrales, pero cambian las expresiones de los volúmenes, al ser un diente modificado. Se indican las expresiones para el lado de la izquierda. Para el lado de la derecha son similares.

$$C_{ter,L,y,t} = C_{ter,L,y,c} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot \frac{\tau_{slot}}{3} \cdot \frac{h_{y,pri}}{2} \quad (4.45)$$

$$C_{ter,L,y,l} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot \left(L_{th} + \frac{L_{pri,1}}{2} - \frac{2}{3} \cdot \tau_{slot} \right) \cdot h_{y,pri} \quad (4.46)$$

$$C_{ter,L,y,r} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot \frac{\tau_{slot}}{3} \cdot h_{y,pri} \quad (4.47)$$

$$C_{ter,L,y,f} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot \left(\tau_{slot} - \frac{L_{pri,1}}{2} \right) \cdot h_{y,pri} \quad (4.48)$$

$$C_{ter,L,t,c} = C_{ter,L,t,l} = C_{ter,L,t,r} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot h_{pri,3} \cdot \frac{L_{th}}{3} \quad (4.49)$$

$$C_{ter,L,t,f} = c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot h_{pri,3} \cdot L_{th} \quad (4.50)$$

$$C_{ter,L,tt,b} = C_{ter,T,tt,f} c_{p,Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{w_{Fe}}{4} \cdot A_{tt,L} \quad (4.51)$$

4.1.5.3. Capacidades Térmicas en las Bobinas

A la hora de dividir los volúmenes de la bobina, se tienen que considerar los volúmenes de los aislamientos y sus capacidades, así como las capacidades térmicas de las diferentes capas de devanado resultantes del método de estudio planteado.

En cuanto a las capas de bobinado, cada capa tendrá asociadas dos capacidades térmicas, una en el nodo alojado en la ranura, y otro en el nodo de la cabeza de bobina. En las expresiones (4.52) y (4.53), el subíndice j indica la capa del bobinado, y el i , el número de bobina.

$$C_{w,j,i} = c_{p,Cu} \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{w_{Fe}}{2} \cdot S_{Cu,w,pri} \cdot Z_{slot,ter,j,i} \quad (4.52)$$

$$C_{cb,j,i} = c_{p,Cu} \cdot \rho_{Cu} \cdot l_{cb,med} \cdot S_{Cu,w,pri} \cdot Z_{slot,ter,j,i} \quad (4.53)$$

El aislamiento se modela con dos capacidades. Las dos primeras hacen referencia al aislamiento que cubre a la bobina, en la cabeza de bobina (4.54) y en la ranura (4.55), tal y como se ha planteado el modelo térmico.

$$C_{ins,cb,sup} = c_{p,ins} \cdot \rho_{ins} \cdot w_{ins} \cdot 2 \cdot (h_{pri,3} + L_{pri,1}) \cdot l_{cb,med} \quad (4.54)$$

$$C_{ins,slot,sup} = c_{p,ins} \cdot \rho_{ins} \cdot w_{ins} \cdot 2 \cdot (h_{pri,3} + L_{pri,1}) \cdot \frac{w_{Fe}}{2} \quad (4.55)$$

4.1.6. CORRECCIÓN EN LA CONDUCTIVIDAD TÉRMICA EN LA DIRECCIÓN TRANSVERSAL

La conductividad térmica en el hierro apilado se puede considerar anisotrópica en la dirección perpendicular a la chapa magnética, la dirección transversal.

La resistencia térmica en dirección transversal se puede expresar según (4.56).

$$R_t = N_{chapas} \cdot \frac{e_{chapa}}{A_{chapa} \cdot \lambda_{Fe}} + (N_{chapas} - 1) \cdot R_{t,contacto} \quad (4.56)$$

Siendo N_{chapas} , A_{chapa} , e_{chapa} , λ_{Fe} y $R_{t,contacto}$, respectivamente, el número de chapas, el área y espesor de la chapa magnética, la conductividad térmica y la resistencia térmica de contacto entre dos chapas.

La resistencia térmica de contacto entre dos materiales se puede formular como una resistencia de convección empleando un parámetro $h_{contacto}$ con las mismas unidades que un coeficiente de convección, denominado conductancia térmica intercara. Holman [69] da una serie de valores de este parámetro para interferencias entre diferentes materiales, siendo para el acero entre 1700 y 3700 $W/(m^2 \cdot K)$.

Si se intenta expresar en forma simplificada, con una conductividad térmica equivalente (4.57):

$$R_t = \frac{1}{A_{chapa} \cdot \lambda_{trans}} \quad (4.57)$$

Trabajando con estas dos expresiones para despejar la conductividad equivalente transversal, resulta la expresión (4.58).

$$\lambda_{trans} = \frac{w_{Fe}}{\frac{N_{chapas} \cdot e_{chapa}}{\lambda_{Fe}} \cdot \frac{N_{chapas} - 1}{h_{contacto, Fe-Fe}}} \quad (4.58)$$

En la figura 4.10 se muestra la variación de la conductividad térmica transversal equivalente con 100, 200, 300, 400 y 500 chapas de 0,5mm de espesor apiladas con un factor de 0.97.

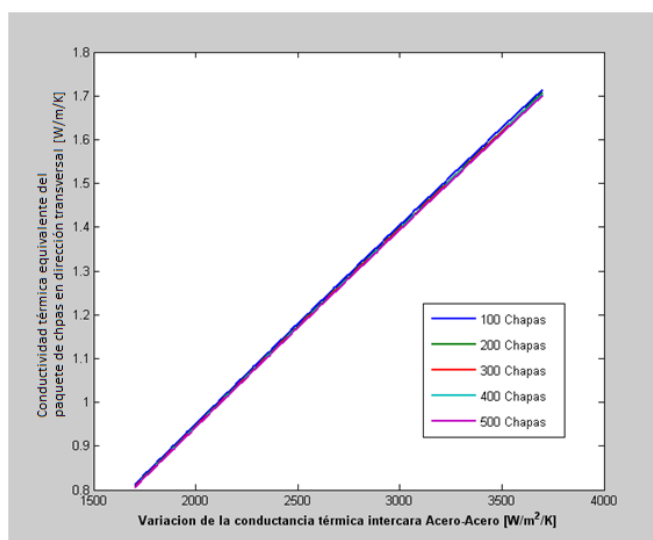


Figura 4.10: Variación de la conductividad térmica transversal con el número de chapas apiladas.

Se puede observar que la variación debido al número de chapas es mínima, y la conductividad térmica equivalente del paquete de chapas en dirección axial varía siempre entre valores de aproximadamente 0,8 y 1,7 $W/(m \cdot K)$. En el estudio térmico realizado por Bousbaine [50] para una máquina de inducción, se elige el valor 1,25 $W/(m \cdot K)$ para esta conductividad térmica equivalente, que resulta ser el valor medio del rango obtenido. Se trabajará, por tanto, con ese valor.

4.1.7. CÁLCULO DE LOS COEFICIENTES DE CONVECCIÓN

En la bibliografía se pueden encontrar correlaciones empíricas que predicen la convección de las superficies utilizadas en las máquinas eléctricas [54, 69]. Por ejemplo, existen correlaciones para convección natural (enfriamiento al aire sin movimiento) o para convección forzada (con movimiento) para formas simples tales como cilindros o placas planas y para estructuras más complejas como canales cerrados con varias formas y tamaños. Estas correlaciones están basadas normalmente en los números adimensionales de Reynolds (Re), de Grashof (Gr), de Prandtl (Pr), de Rayleigh (Ra) y de Nusselt (Nu).

A partir del número adimensional de Nusselt, se puede obtener el coeficiente de convección a utilizar en las resistencias térmicas de convección, como se expresa en forma general en (4.59). En esta expresión, h es el coeficiente de convección a calcular [$W/(m^2 \cdot K)$], L es la longitud característica de la superficie [m] y k es la conductividad térmica del fluido que realiza la convección [$W/(m \cdot K)$].

$$Nu = \frac{h \cdot L}{k} \quad (4.59)$$

Las expresiones para calcular el número de Nusselt dependen de si es convección natural (4.60) o forzada (4.61). En estas expresiones, a , b y c son constantes que se dan en las correlaciones.

$$Nu = a \cdot (Gr \cdot Pr)^b \quad (4.60)$$

$$Nu = a \cdot (Re)^b (Pr)^c \quad (4.61)$$

El resto de números adimensionales se calculan con las expresiones (4.62), (4.63), (4.64) y (4.65). En ellas, ρ es la densidad del fluido [kg/m^3], v es la velocidad del fluido [m/s], μ es la viscosidad dinámica del fluido [$kg/(m \cdot s)$], β es el coeficiente de expansión cúbica del fluido ($1/(273 + T_{FLUIDO})$) [$1/K$], ΔT es el incremento de temperatura en la superficie del fluido [K] y c_p es el calor específico del fluido [$kJ/(kg \cdot K)$].

$$Re = \frac{\rho \cdot v \cdot L}{\mu} \quad (4.62)$$

$$Gr = \frac{\beta \cdot g \cdot \Delta T \cdot \rho^2 \cdot L^3}{\mu} \quad (4.63)$$

$$Ra = Gr \cdot Pr \quad (4.64)$$

$$Pr = \frac{c_p \cdot \mu}{k} \quad (4.65)$$

En cuanto a las correlaciones a utilizar para obtener los coeficientes de convección, éstas dependen de las características del comportamiento del motor en funcionamiento, a través de los números adimensionales explicados anteriormente, y de las direcciones del flujo de aire con respecto a la superficie. Se exponen en la tabla 4.1.

Según las características del movimiento, se elegirá una correlación de la tabla. Si se tiene convección natural, se elige la correlación correspondiente

Tabla 4.1: Tabla de las correlaciones para el cálculo de los coeficientes de convección [54, 70, 71].

| | | | | | |
|------------|-----------------------------|------------|--|----------------------------|--|
| No Couette | Forzada | Lateral | Laminar | $Pr > 0,6$ | $Nu = 0,644 \cdot Re^{0,5} \cdot Pr^{1/3}$ |
| | | | Turbulento | $Pr \cdot Re$ | $Nu = \frac{2 \cdot (0,644 \cdot Re^{0,5} \cdot Pr^{1/3})}{(1 + 0,456 \cdot Pr^{-1/4})}$ |
| | | | | Resto de casos | $Nu = 1$ |
| | | Intermedio | $Nu = 0,037 \cdot (Re^{4/5} - 871) \cdot Pr^{1/3}$ | | |
| Couette | Natural | Frontal | Interpolación entre laminar y turbulento | | |
| | | Horizontal | $Nu = 0,228 \cdot Re^{0,731} \cdot Pr^{1/3}$ | | |
| | | | Superior | $Ra < 1e7$ | $Nu = 0,54 \cdot Ra^{0,25}$ |
| | | Inferior | $Ra > 1e7$ | $Nu = 0,15 \cdot Ra^{1/3}$ | |
| Vertical | $Nu = 0,27 \cdot Ra^{0,25}$ | | | | |
| | | | $Nu = \left(0,825 + \frac{0,387 \cdot Ra^{1/6}}{\left(1 + \frac{0,429}{Pr^{9/16}} \right)^{8/27}} \right)^2$ | | |
| | | | $Nu = 2$ | | |

a la situación. En caso de ser convección forzada se hace una ponderación entre el coeficiente de convección forzada y el de convección natural, como se ve en la expresión (4.66).

$$h_{con,forzada} = \sqrt[3]{h_{con,forzada,tabla}^3 + h_{con,natural}^3} \quad (4.66)$$

En cuanto a las direcciones de flujo y de la placa, en la tabla se presentan cuatro posibilidades. Que el flujo choque frontalmente con la cara del motor, o que vaya paralelo a ella. En el caso de la dirección de la cara, en convección natural hay dos posibilidades, que esté puesta en horizontal, y la convección se de por debajo o por encima, o que esté puesta en posición vertical.

En cuanto al régimen del flujo, hay tres posibilidades, régimen laminar, en el que el número de Reynolds es menor que 2300, el régimen turbulento, en el que el Reynolds es mayor que $5e^5$, y el régimen intermedio, que es la situación entre las otras dos.

Finalmente, la última situación posible es si se da flujo de Couette. Se da en el entrehierro del motor, porque al ser de pequeña altura, el flujo no se desarrolla completamente y se comporta térmicamente como un sólido [71].

Para el cálculo del coeficiente de convección en las cabezas de bobina, se considera como una placa plana en posición vertical con el flujo de aire paralelo a la cara. Esta aproximación se hace puesto que las cabezas de bobina típicas de un motor lineal son de pequeño tamaño, y se considera que se pueden aproximar a una placa plana.

En términos generales, las correlaciones utilizadas son para placa plana de grandes dimensiones, pero se están utilizando para el cálculo de motores lineales, cuyas caras son, en general, de pequeño tamaño. Como se verá en los resultados obtenidos, esta aproximación proporciona resultados coherentes, y se puede considerar como correcta.

4.2. RESOLUCIÓN DEL MODELO TÉRMICO DE MOTORES LINEALES

La resolución del circuito térmico presentado en los apartados anteriores se lleva a cabo mediante un proceso iterativo sencillo en el método de mallas.

La resolución se lleva a cabo mediante la solución del sistema formado por ecuaciones diferenciales de la forma expresada por (4.67), donde C_i es la capacidad térmica en el nodo i , T_i es la temperatura en el nodo i , t es el tiempo, $R_{i,j}$ es la resistencia térmica entre el nodo i y el j y P_i son las pérdidas en el nodo.

$$C_i \cdot \frac{dT_i}{dt} = \frac{1}{R_{i,j}} \cdot (T_i - T_j) - P_i \quad (4.67)$$

La resolución en régimen permanente se lleva a cabo sin la utilización de las capacidades térmicas de los elementos ni de la derivada de la temperatura, pues al haberse alcanzado una temperatura constante, el producto de ambas será cero, quedando solamente un sistema lineal de ecuaciones. En la figura 4.11, se puede ver el diagrama de flujo de este proceso.

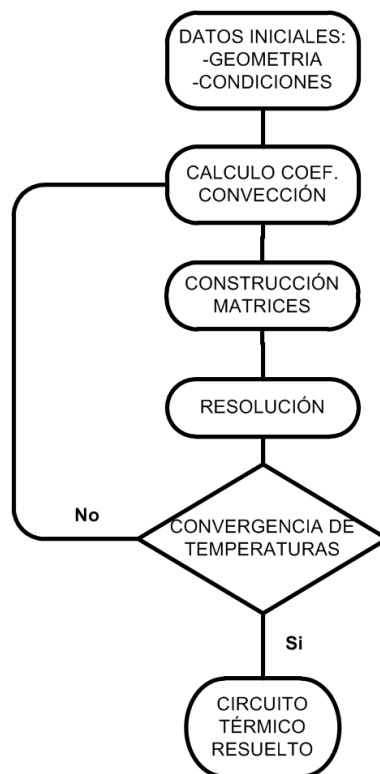


Figura 4.11: Diagrama de flujo del proceso de resolución del circuito térmico en régimen permanente.

Es un proceso iterativo, puesto que es necesario calcular los coeficientes de convección con las temperaturas finales, motivo por el cual se van recalculando en cada paso.

4.3. VALIDACIÓN DEL ESTUDIO ANALÍTICO

Tras la implementación de la formulación presentada en este análisis térmico, su validación se lleva a cabo comprobando los resultados obtenidos con un estudio con un programa de dinámica de fluidos computacional y con un prototipo.

4.3.1. DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO Y LOS EXPERIMENTOS

El prototipo de motor lineal construido es un motor síncrono con devanado concentrado y de imanes superficiales. Este prototipo está construido a partir de un bloque de acero, no de chapa magnética.

En la tabla 4.2 se presentan las características más significativas del prototipo.

Tabla 4.2: Características del prototipo utilizado para la validación del circuito térmico.

| CARACTERÍSTICAS DEL MOTOR | |
|-----------------------------|----------------------|
| Material | Acero SAE 1045 |
| Pares de polos | 2 |
| Tipo de devanado | Concentrado |
| Tipo de secundario | Imanes superficiales |
| Número de ranuras | 6 |
| Ranuras por polo y por fase | 0,5 |
| Número de espiras por fase | 400 |
| Número de bobinas por fase | 2 |
| Longitud total | 312,6mm |
| Anchura total | 30mm |
| Paso polar | 62,5mm |
| Altura de ranura | 24mm |
| Anchura de ranura | 20,7mm |
| Altura de yugo del primario | 20mm |

Se han realizado dos experimentos diferentes con este motor con el fin de validar el modelo. En la tabla 4.3 se pueden ver las características de estos

experimentos, y en la figura 4.12 se pueden observar los ciclos de posición de los experimentos. El primer experimento ha sido con el motor moviéndose a una velocidad máxima de $0,5m/s$, y el segundo a $0,8m/s$.

Tabla 4.3: Condiciones térmicas de los experimentos.

| | Experimento 1 | Experimento 2 |
|-----------------------------|---------------|---------------|
| Pérdidas en el cobre | $22W$ | $44,5W$ |
| Pérdidas en el hierro | $0,229W$ | $0,482W$ |
| Frecuencia eléctrica máxima | $4Hz$ | $8Hz$ |
| Velocidad máxima | $0,5m/s$ | $1m/s$ |
| Amplitud máxima | $0,4m$ | $0,4m$ |
| Velocidad media | $0,14m/s$ | $0,24m/s$ |
| Duración del experimento | $105min$ | $105min$ |
| Temperatura ambiente | $18^{\circ}C$ | $24^{\circ}C$ |

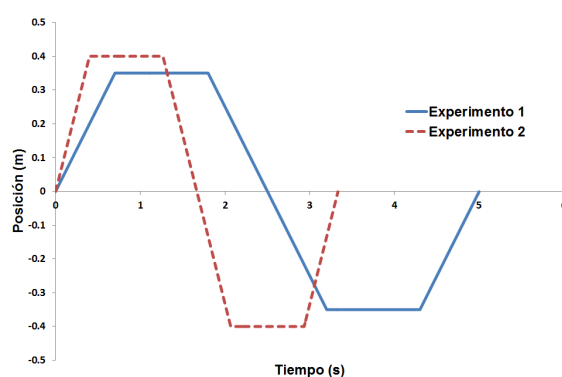


Figura 4.12: Ciclos de posición en los ensayos llevados a cabo.

En la figura 4.13 se muestra una imagen del prototipo, con los cinco puntos en los que se va a tomar temperaturas para la validación con sondas PT100, tres situadas en las cabezas de bobina 1, 2 y 6, otra entre las bobinas 3 y 4 y una última sobre los imanes en el entrehierro.

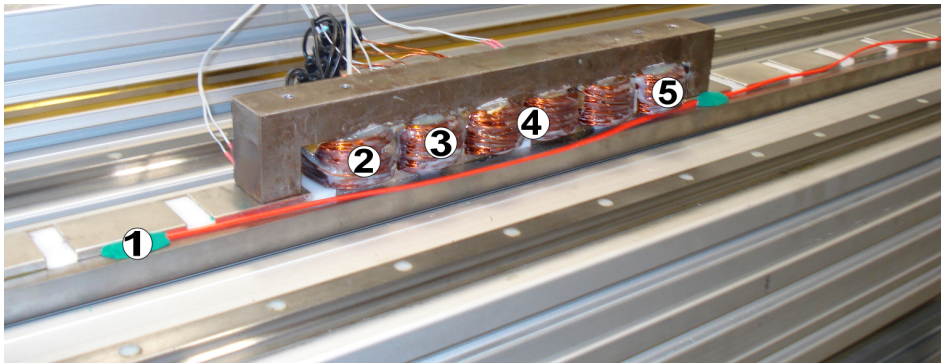


Figura 4.13: Prototipo para la validación del circuito térmico, con los 5 puntos de toma de temperaturas.

4.3.2. COMPORTAMIENTO DEL SECUNDARIO DEL MOTOR

El comportamiento térmico del secundario del motor se ha medido en estos experimentos con el fin de comprobar si la hipótesis de que su temperatura permanece constante se puede considerar como válida, y por ello, se puede considerar el secundario como una condición de contorno más sin necesidad de modelar resistencias para él.

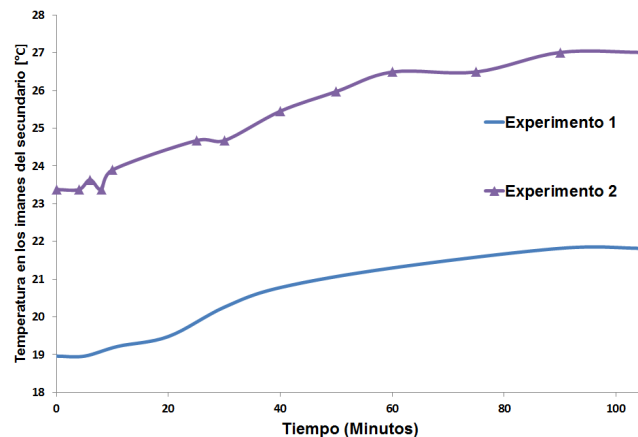


Figura 4.14: Evolución de la temperatura en los ensayos

En la figura 4.14 se puede observar la evolución de la temperatura en los ensayos. En el primer ensayo, se observa como la temperatura pasa de 19°C a 22°C, y en el segundo de 23°C a 27°C. Aunque se produce una variación de la temperatura, en términos globales es despreciable frente a la temperatura alcanzada por el primario del motor, motivo por el cual se da por válida la hipótesis considerada.

4.3.3. SIMULACIÓN CON CFD

Se han realizado unas simulaciones con el software de dinámica de fluidos computacional (CFD) Ansys Fluent. En estas simulaciones se han reproducido las condiciones de los dos ensayos planteados en los experimentos, tomando las siguientes consideraciones:

- El modelo es una simplificación bidimensional del motor, situando el modelo CFD en su plano medio.
- Se considera una distribución de temperaturas simétrica, por lo que solamente se representa medio motor.
- Al ser un modelo que representa a un ciclo de movimiento, se considera la velocidad de entrada del aire como la mitad de la velocidad media del ciclo.
- Las condiciones de contorno son una pared con temperatura constante en los imanes, y ambiente abierto el resto de paredes del modelo.
- Para la validación, al ser un modelo bidimensional, las cabezas de bobina se consideran como el punto medio de la ranura correspondiente.

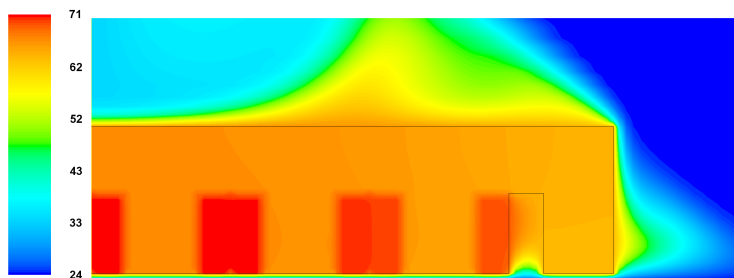
El objetivo de hacer estas simplificaciones ha sido simplificar el tiempo de resolución al máximo. Aún así, la convergencia de la simulación ha llevado aproximadamente 12 horas.

Los resultados de estas simulaciones se pueden ver en la figura 4.15. En ellas se puede ver como en la primera simulación, la temperatura alcanzada en las bobinas es cercana a los 70°C, mientras que en el hierro es algo menor, de en torno a 60°C.

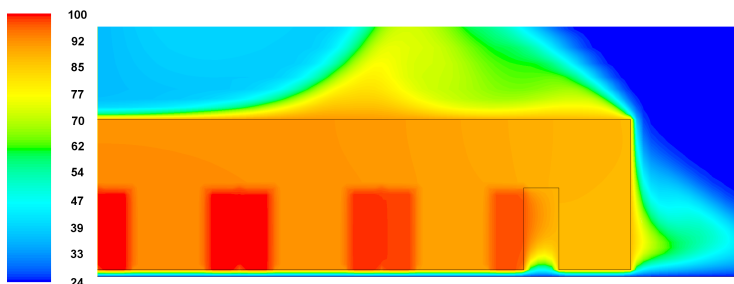
En la segunda simulación, las temperaturas resultan mayores de en torno a 100°C en el devanado y de 90°C en el hierro del primario.

4.3.4. RESULTADOS

Tras realizar las simulaciones, se valida el modelo mediante una comprobación de los resultados analíticos, de los resultados obtenidos en las



(a) Resultados del ensayo 1



(b) Resultados del ensayo 2

Figura 4.15: Distribución de temperaturas en los ensayos para la validación del circuito térmico

simulaciones y de los resultados obtenidos en los ensayos, tomando como puntos de referencia los cuatro puntos donde se han puesto las sondas de temperatura, indicados anteriormente. Los resultados de las simulaciones, al ser un modelo bidimensional y no disponer de cabezas de bobina, se toman en el interior de la ranura.

En la figura 4.16 se muestra la evolución de las temperaturas en un régimen transitorio en la primera bobina del motor. En los dos experimentos, las diferencias entre el modelo térmico y la simulación son mínimas, de 1 °C o menos, mientras que las mediciones realizadas en el prototipo dan unos resultados muy parecidos en ambos experimentos. En el segundo, aún siendo el error un poco mayor, es menor del 3%.

En la figura 4.17 las mediciones de temperatura se realizan sobre la cabeza de bobina de la segunda bobina del motor. Del mismo modo que en

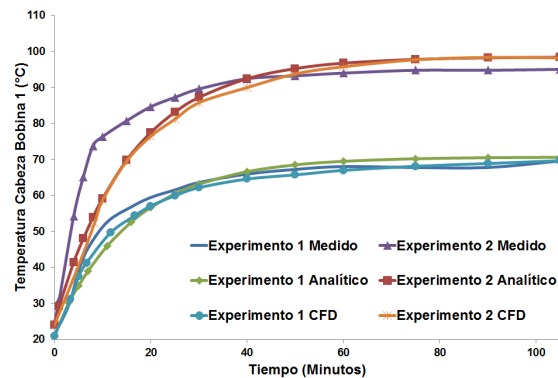


Figura 4.16: Evolución de temperatura en la sonda situada en la cabeza de la primera bobina para los dos ensayos

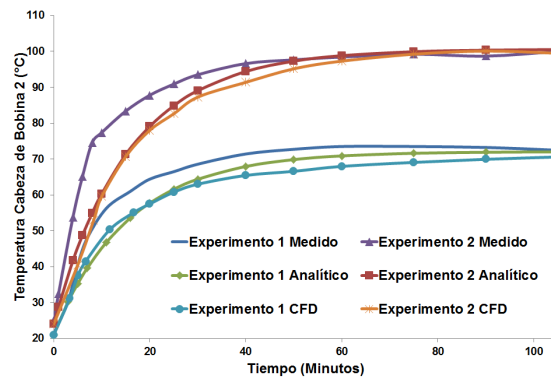


Figura 4.17: Evolución de temperatura en la sonda situada en la cabeza de la segunda bobina para los dos ensayos

el ensayo anterior, los resultados obtenidos ofrecen un variación del valor final del ensayo con un error muy pequeño, de en torno al 2% en el caso del experimento primero, y menor aun en el segundo.

En la figura 4.18 se presentan los resultados de la sonda situada entre las bobinas tercera y cuarta. Los resultados obtenidos tienen un error inferior al 7%, resultando mayores en el segundo experimento que en el primero. En ambos casos, el modelo y los resultados experimentales alcanzan valores muy similares.

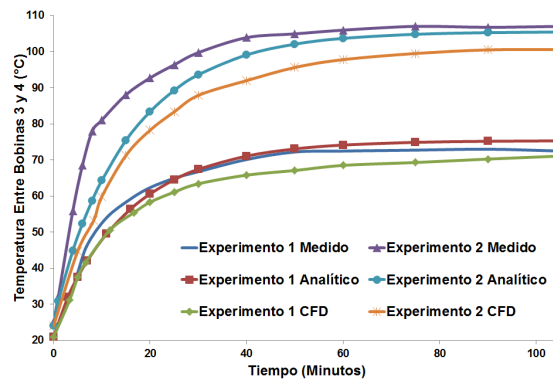


Figura 4.18: Evolución de temperatura en la sonda situada entre la tercera y la cuarta bobina para los dos ensayos

La última medición de temperatura se realiza sobre la sexta cabeza de bobina del motor. En este caso, en el segundo ensayo, se produce una diferencia notable entre la temperatura calculada y la temperatura tanto del ensayo como de la simulación con CFD. El error en esta situación es del 10,2 %, aunque sigue siendo un error aceptable.

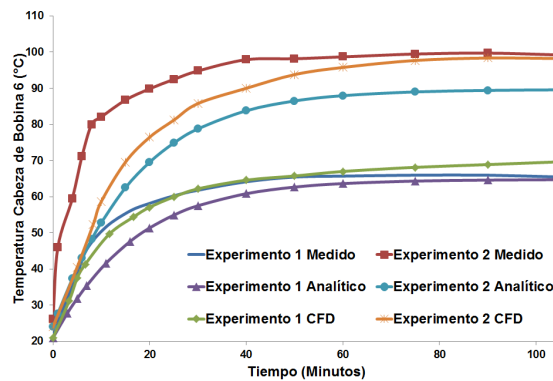


Figura 4.19: Evolución de temperatura en la sonda situada en la cabeza de la sexta bobina para los dos ensayos

Cabe destacar que durante la subida de la temperatura, puede haber diferencia entre los ensayos y las simulaciones o el cálculo, debido a las características propias del material, especialmente la capacidad térmica espe-

cífica, pero que pequeñas diferencias entre el modelo y la realidad provocan una evolución de la temperatura diferente.

En cualquier caso, en régimen permanente, las diferencias en la capacidad térmica del material no son relevantes puesto que, como se ha explicado anteriormente, al ser un régimen permanente, la pendiente de la temperatura será cero y la diferencia en las capacidades térmicas se anulará.

4.4. CONCLUSIONES

Junto con los circuitos magnéticos presentados en el capítulo anterior, los circuitos térmicos son una herramienta básica para el diseño de motores. Permiten conocer la temperatura en cada elemento del motor de una manera rápida y precisa, sin la necesidad de la utilización de programas de simulación complejos y caros, y que además presentan un coste computacional elevado.

En este capítulo se ha presentado un método de cálculo térmico para motores lineales que permite realizar un estudio térmico detallado de un motor lineal síncrono. Este modelo se ha presentado elemento a elemento, proporcionando un método analítico fácilmente reproducible para cualquier motor, independientemente del tamaño, del número de dientes o del bobinado de que disponga.

Además, el modelo presentado se ha validado mediante dos estudios diferentes, con simulaciones realizadas con el software de dinámica de fluidos computacional Ansys Fluent, y con un prototipo, en el que se han reproducido las condiciones impuestas en el cálculo térmico, obteniendo, en ambos casos, resultados muy similares, con errores del orden del 10 % o menores, que son muy buenos para un estudio analítico térmico.

En cuanto a tiempos de resolución, el estudio analítico térmico en régimen permanente es de muy rápida convergencia, puesto que tarda a penas unos segundos en resolverse. En régimen transitorio el tiempo de resolución es mayor, dependiendo del tiempo simulado y del paso de iteración que se disponga. En cualquier caso, es comparable al tiempo de resolución de un modelo con CFD, que tarda varias horas en proporcionar un resultado adecuado, además de la preparación de cada modelo simulado, que es compleja y también lleva su tiempo.

CAPÍTULO 5

Metodología de Diseño

Una vez explicados los circuitos magnéticos y térmicos de los motores lineales síncronos, el siguiente paso es su utilización para el diseño de los motores lineales síncronos. Para ello se ha diseñado una metodología completa para su dimensionamiento y cálculo que se expone en el presente capítulo. El proceso desarrollado dispone de dos etapas (figura 5.1). La primera es una etapa de dimensionamiento, en la que a partir de unos requisitos y unas variables inicialmente establecidas, se obtiene la geometría completa de un motor.

La segunda etapa es el cálculo de las prestaciones del motor. Al final de esta etapa, se pueden variar las dimensiones del motor obtenido con el fin de optimizar las prestaciones.

Finalmente, se puede analizar el motor con elementos finitos con el fin de realizar una optimización para mejorar las prestaciones. En el capítulo 6 se verá un ejemplo de como reducir el cogging.

El proceso realizado resultará en una geometría como la mostrada en el anejo A.

5.1. ETAPA DE DIMENSIONAMIENTO

La etapa de dimensionamiento es el primer paso del proceso del diseño de un motor lineal. En ella, a partir de unos parámetros básicos de funcionamiento del motor, se obtiene una geometría que cumpla con las especificaciones requeridas. Una vez obtenida, se puede modificar manualmente cualquiera de sus parámetros para optimizar el diseño o analizar la influencia de su variación en las prestaciones.

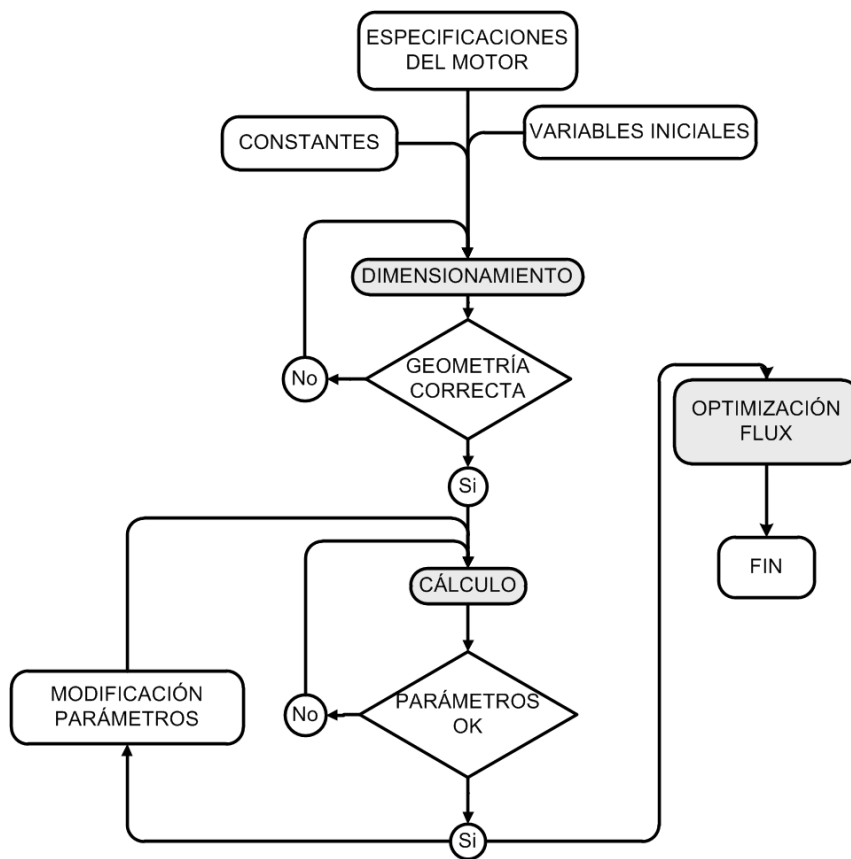


Figura 5.1: *Proceso de diseño de los motores lineales síncronos.*

Como especificaciones del motor se han definido cinco: la fuerza nominal del motor, su velocidad, el tipo de secundario deseado de los tres disponibles, la tensión de alimentación y el tipo de devanado. Por otra parte, habrá una serie de restricciones que se definen como criterios para el dimensionamiento, como inducciones objetivo en las distintas partes del motor o la carga lineal específica, pero que su valor final no coincidirá con el inicial.

La etapa de dimensionamiento sigue los pasos mostrados en la figura 5.2.

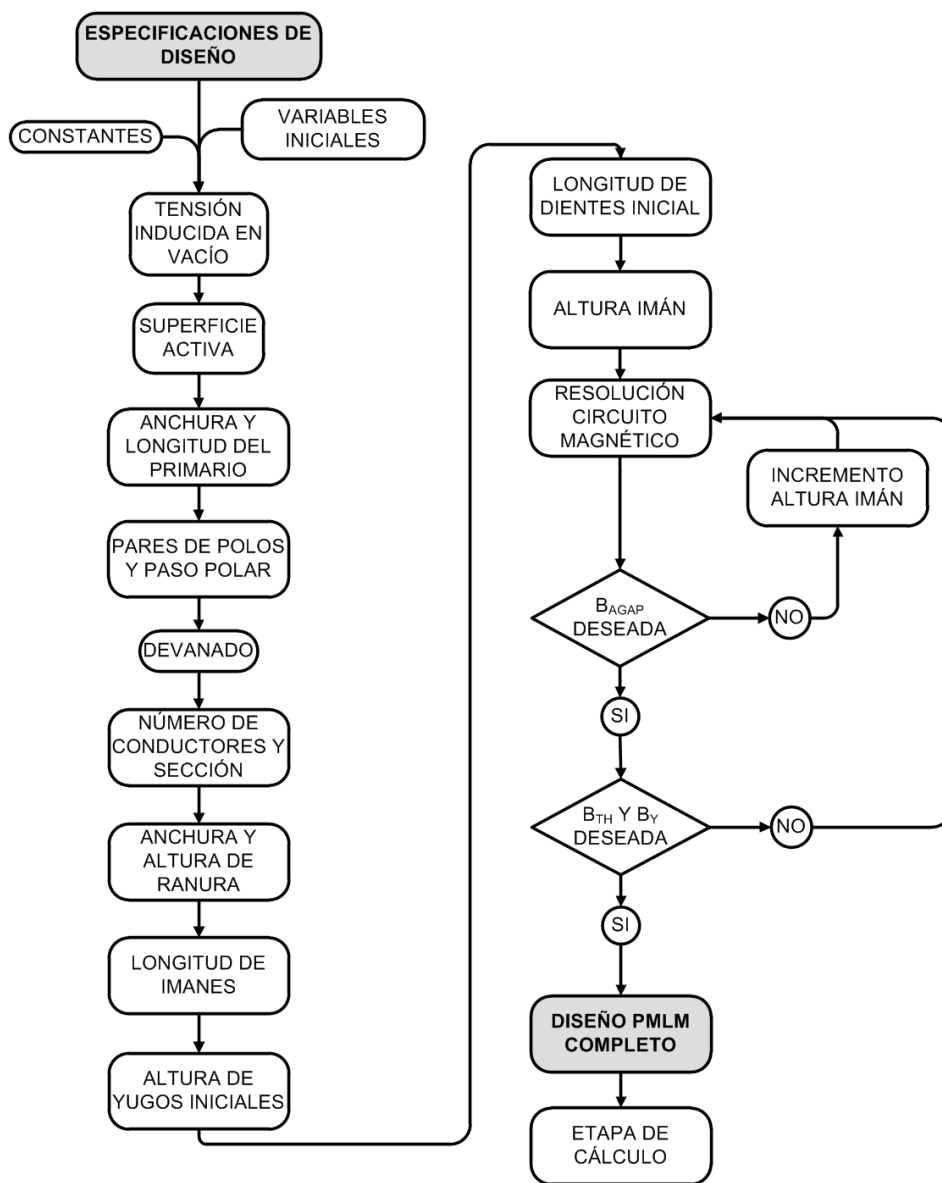


Figura 5.2: Proceso de dimensionamiento.

5.1.1. DATOS INICIALES

Los datos iniciales son las variables a partir de las cuales se dimensiona el motor. Son de tres tipos, las constantes, generalmente constantes físicas, las variables iniciales, que son variables pre-establecidas, que inicialmente toman un valor con el que se dimensiona el motor, pero que al final del proceso de diseño el valor será diferente, y las especificaciones de diseño, que son los datos introducidos por el diseñador como objetivo para el diseño del motor.

5.1.1.1. Datos Constantes

Estos datos son constantes en todo el proceso de diseño del motor.

μ_0 Es la permeabilidad del aire. Su valor es $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} [H/m]$.

ρ_{Cu} Es la densidad del cobre. Su valor será $\rho_{Cu} = 8,9 \cdot 10^3 [kg/m^3]$.

ρ_{Si} Es la densidad del acero al silicio típico de las chapas magnéticas.

$\lambda_{Cu,cold}$ Es la conductividad térmica del cobre a temperatura de 20°C. Su valor es $\sigma_{Cu,cold} = 56 \cdot 10^6 [S/m]$ [42].

λ_{Fe} Es la conductividad térmica del acero a utilizar.

c_{Cu} Es el calor específico del cobre, de valor $385 J/(Kg \cdot K)$.

c_{Fe} Es el calor específico del hierro, de valor $480 J/(Kg \cdot K)$.

5.1.1.2. Variables Iniciales

Estas variables se consideran constantes durante el proceso de dimensionamiento, y son los valores con los que se va a dimensionar el motor, es decir, variables objetivo, pero una vez realizado todo el proceso de diseño, lo normal es que su valor haya cambiado.

A Es la carga lineal específica. Su valor inicial se extrae de la expresión proporcionada por Corrales [42] (5.1). Sus unidades son Av/m .

$$A = 3 \cdot 18852 \cdot \left(\frac{P_{out}}{1000} \right)^{0,1634} \quad (5.1)$$

B_{agap} Es la inducción máxima en el entrehierro del motor. Se mide en T . Un valor inicial adecuado para el dimensionamiento del motor es $0,8T$.

\mathbf{B}_{th} , $\mathbf{B}_{y,pri}$, $\mathbf{B}_{y,sec}$ Son las inducciones en las partes ferromagnéticas del motor, es decir, en los dientes y en los yugos del primario y el secundario. Un valor típico inicial de diseño puede ser $1,4T$, pero depende del material que se vaya a utilizar para la fabricación del motor.

\mathbf{J}_w Es la densidad de corriente en A/m^2 . Un valor típico para motores de poca potencia es $3 \cdot 10^6 A/m^2$.

\mathbf{k}_r Es el factor de relleno de la ranura del primario inicial. Inicialmente toma un valor de 0,4.

\mathbf{C}_{Fe} y $\mathbf{C}_{Fe,sec}$ Estas variables indican el tipo de material del que está fabricado tanto el primario como el secundario del motor. Los materiales se eligen dentro de una serie de aceros previamente catalogados, bien sea chapa magnética o acero en bloque.

$\mathbf{k}_{\sigma,PM}$ Es el factor de dispersión inicial para el dimensionamiento. Inicialmente toma el valor unidad, pero una vez establecida la geometría del motor, su valor cambiará.

\mathbf{k}_{Fe} Es el factor de apilado del motor. Su valor suele oscilar entre 0,95 y 1.

α_{PM} Es la anchura relativa del imán respecto al paso polar. Toma un valor inicial de 0,75 para motores de imanes superficiales, 0,6 para motores de imanes embebidos y 0,5 para motores de imanes en Halbach.

\mathbf{B}_r Es la inducción remanente del imán. Se ha caracterizado para imanes de NdFeB de categoría N38 con valor de $1,2T$ [60], pero se puede cambiar para cualquier otro tipo de imán que interese. También se puede cambiar en la etapa de cálculo.

μ_{PM} Es la permeabilidad relativa del imán de NdFeB [16, 60]. Del mismo modo que la inducción remanente, queda definida por el tipo de imán.

\mathbf{H}_c Es la coercitividad del imán. Se calcula con la expresión (5.2).

$$H_c = \frac{B_r}{\mu_0 \cdot \mu_{r,PM}} \quad (5.2)$$

\mathbf{h}_{agap} Es la altura de entrehierro inicial.

5.1.1.3. Especificaciones de Diseño del Motor

Las especificaciones del motor son las prestaciones que se quieren exigir al motor. Describen el comportamiento general del motor, y junto a todas las variables anteriormente descritas, son suficientes para realizar el proceso de dimensionamiento.

F_{out} Es la fuerza nominal del motor en $[N]$, es decir, aquella que el motor es capaz de dar en régimen permanente.

v_n Es la velocidad nominal del motor en $[m/s]$. Los resultados se entregarán considerando esta velocidad como en régimen permanente.

U_n Es la tensión de línea.

Tipo de secundario Habrá que tener en cuenta el tipo de secundario que se desea utilizar para dimensionar el motor (de imanes superficiales, de imanes embebidos o de imanes en Halbach)

Tipo de devanado Se indica el tipo de devanado que se quiere utilizar. Puede ser concentrado, o distribuido de paso entero. En caso de devanado distribuido, será necesario definir el número de ranuras por polo y por fase.

Tipo de conexión Dos posibilidades, estrella o triángulo.

w_{Fe} Es la anchura del motor. Se podrá modificar más adelante si se necesita.

Con estos datos, se puede calcular la potencia nominal del motor (5.3).

$$P_{out} = F_{out} \cdot v_n \quad (5.3)$$

5.1.2. PROCESO DE DIMENSIONAMIENTO

Una vez obtenidos los datos de entrada, el siguiente paso es obtener una geometría de motor. El proceso, descrito en la figura 5.2 sigue los siguientes pasos:

5.1.2.1. Establecimiento de la Tensión Inducida en Vacío

El primer paso es establecer la tensión inducida en vacío para la realización de los cálculos. Se obtiene a partir de la tensión por fase introducida en las especificaciones iniciales. Si se ha introducido una conexión en estrella, la tensión por fase viene de la expresión (5.4), y si es en triángulo por (5.5). La tensión inducida se considerará menor que la tensión por fase con el fin

de poder tener un margen durante el control para poder pedir al motor más velocidad o más fuerza que las nominales.

$$U_{fase} = \frac{U_{n,\lambda}}{\sqrt{3}} \quad (5.4)$$

$$U_{fase} = U_{n,\Delta} \quad (5.5)$$

$$E_{ph,PM,pri} = k_v \cdot U_{fase} \quad (5.6)$$

5.1.2.2. Dimensionamiento de la Superficie Activa del Primario

Se define como superficie activa del primario al área del entrehierro útil, es decir, a aquella área en la que hay interacción entre los campos del primario y del secundario del motor.

El primer parámetro necesario para el cálculo será el factor de forma de la inducción en el entrehierro k_f , que establece una relación entre la tensión máxima en el entrehierro y la anchura relativa del imán α_{PM} . Para su cálculo (5.7), se ha de obtener previamente el factor relativo de forma, K_f .

$$k_f = \frac{1,11}{K_f} \quad (5.7)$$

El cálculo de la superficie activa se explica con detalle en el anejo B. La expresión resultante es (5.8).

$$S_{act} = w_{Fe} \cdot L_{pri} = \frac{F_{out} \cdot \pi \cdot k_f}{2,22 \cdot k_{w,pri} \cdot B_{agap} \cdot A} \quad (5.8)$$

El cálculo de la superficie activa se hace de manera iterativa, actualizando su valor una vez diseñado la configuración del devanado, puesto que su valor cambiará.

Una vez establecida la superficie del primario, el siguiente paso es el cálculo de su longitud, despejando esta variable de la expresión (5.8), puesto que la anchura del motor es una especificación de diseño previamente introducida.

Esta longitud es una longitud “ficticia”, puesto que los métodos de diseño de devanado proceden de la metodología propia de los motores rotativos. En el proceso de diseño de un motor lineal hay que añadir un número de dientes complementarios para alojar los devanados en los extremos y para poner los dientes del final de máquina. También se calcula la anchura efectiva del motor, teniendo en cuenta el factor de apilado.

$$w_{Fe,eff} = w_{Fe} \cdot k_{Fe} \quad (5.9)$$

El siguiente paso es la elección del número de pares de polos, p . Para ello con las expresiones (5.10) y (5.11) se obtiene la longitud del paso polar y la frecuencia. Una manera de decidir cual es el número de pares de polos adecuado, es comparando los diferentes pasos polares según los pares de polos (figura 5.3). A la hora de elegir los pares de polos, habrá que tener en cuenta que el paso polar debe ser suficientemente elevado para poder mecanizar las ranuras y para poder bobinar.

$$f_1 = \frac{p \cdot v_n}{L_{pri}} \quad (5.10)$$

$$\tau_p = \frac{L_{pri}}{2 \cdot p} \quad (5.11)$$

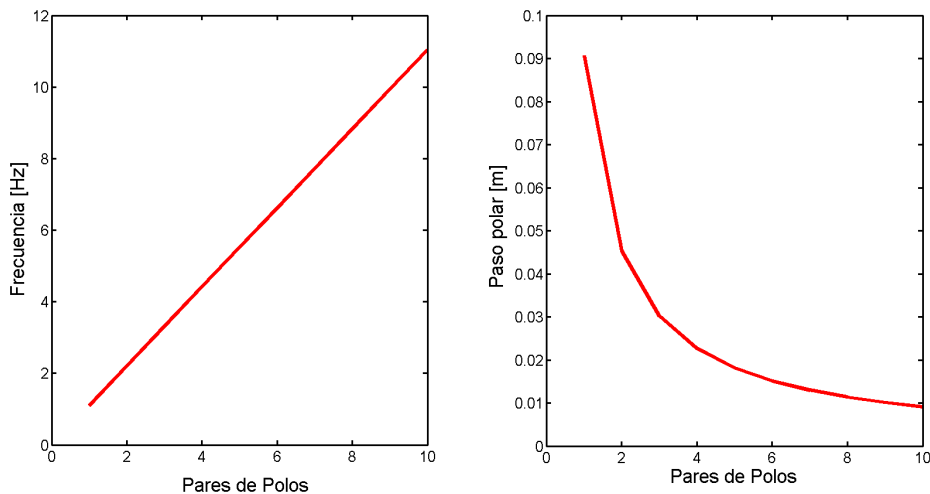


Figura 5.3: Elección de los pares de polos.

5.1.2.3. Diseño del Devanado

El siguiente paso en el proceso de diseño es la obtención del devanado a utilizar. Como se ha explicado, hay dos posibilidades, el devanado distribuido de paso entero y el devanado concentrado de doble capa. Según el

devanado especificado, el proceso de resolución cambia. A continuación se detallan los dos procesos.

5.1.2.3.1. Diseño de un Devanado Distribuido de Paso Entero

Para diseñar un devanado distribuido de paso entero, se parte de la “unidad básica de devanado”, es decir, de la secuencia $A^+ | C^- | B^+ | A^- | C^+ | B^-$, para devanados de una ranura por polo y por fase, por cada par de polos. Al ser de paso entero, si es de más de una ranura por polo y por fase, se repetiría cada elemento tantas veces como indique q_s . Esta secuencia se repite tantas veces como pares de polos tenga el motor.

El factor de devanado para esta configuración viene dado por Corrales [42], como el producto entre dos factores, el factor de distribución k_d y el factor de paso k_p (5.12).

$$k_{w,pri} = k_d \cdot k_p \quad (5.12)$$

Posteriormente se calcula el número de ranuras totales del primario y el número de ranuras por polo, con (5.13) y (5.14).

$$Q_s = q_s \cdot (2 \cdot p \cdot m) \quad (5.13)$$

$$Q_p = \frac{Q_s}{2 \cdot p} \quad (5.14)$$

5.1.2.3.2. Diseño de un Devanado Concentrado de Doble Capa

El cálculo del devanado concentrado de doble capa se realiza a partir del método presentado por Libert [34] para motores rotativos, pero es perfectamente adaptable a los motores lineales.

Para la elección del número de ranuras (Q_s) es adecuado poder comparar varias posibilidades de devanado. Los puntos de comparación son dos principalmente, el factor de devanado y el factor de cogging. El factor de devanado, $k_{w,pri}$, es necesario que sea lo mayor posible, pues indica la cantidad de flujo producido por los imanes que es aprovechado por las bobinas. Una cota inferior común en la bibliografía es de 0,866.

El factor de cogging nos establece la relación entre el número de polos y el número de ranuras. La elección correcta del número de ranuras provoca la eliminación del cogging debido a la ranura, quedando solamente el cogging de fin de máquina. Su expresión es (5.15). Cuando mayor sea su valor, mejor se comportará el motor, considerando que no existe cogging de ranura si su valor es mayor a 3.

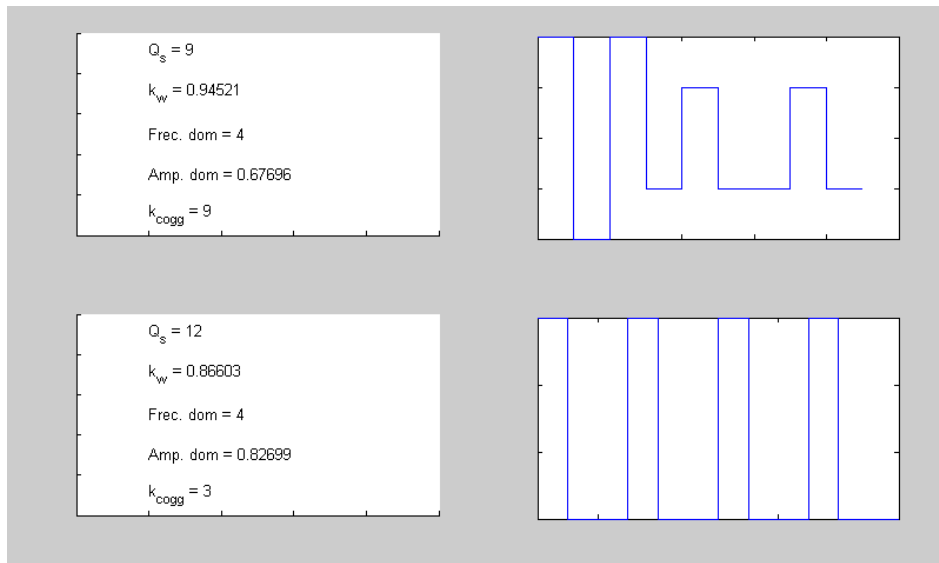


Figura 5.4: Elección del número de ranuras para un motor de 4 pares de polos.

$$k_{cogg} = \frac{mcm(2 \cdot p, Q_s)}{2 \cdot p} \quad (5.15)$$

Con estos dos parámetros, se elige la mejor configuración posible. Tras la elección, se obtiene la secuencia de devanado, que es de la forma vista de la expresión (5.16). Esta expresión corresponde a un motor de 4 pares de polos y 9 ranuras, correspondiente a la primera fila de datos de la figura 5.4, con un factor de devanado de 0,94 y un factor de cogging de 9, en ambos casos, mayores que las que ofrece la otra posibilidad de devanado para 4 pares de polos.

$$A^+|A^-A^-|A^+A^+|A^-B^+|B^-B^-|B^+B^+|B^-C^+|C^-C^-|C^+C^+|C^- \quad (5.16)$$

5.1.2.4. Cálculo de las Dimensiones de las Ranuras del Motor

Para el cálculo de las dimensiones de la ranura, primero hay que conocer el número de conductores que contiene. Para ello se calcula el cálculo del flujo generado por los imanes necesarios para llegar al nivel de inducción en

el entrehierro requerido, con (5.17). El valor de la dispersión sigue siendo el establecido como condición inicial, puesto que todavía no se tiene una geometría totalmente definida para calcular su valor.

$$\phi_{agap,PM} = B_{agap} \cdot \tau_p \cdot \alpha_{PM} \cdot w_{Fe} \cdot k_{\sigma,PM} \quad (5.17)$$

Tras ello se calcula el número de conductores totales del motor, partiendo de la tensión inducida en vacío y del flujo generado por los imanes. La expresión la proporciona Corrales [42].

$$N_{w,ph,pri} = \frac{E_{ph,PM,pri}}{4 \cdot k_f \cdot f_1 \cdot k_{w,pri} \cdot \phi_{agap,PM}} \quad (5.18)$$

Por último, se calculan las dimensiones globales de las ranuras. Dependiendo del tipo de devanado el cálculo se realiza de manera diferente.

5.1.2.4.1. Superficie de la Ranura para Devanado Distribuido

Para el cálculo de las dimensiones de la ranura, son necesarias dos variables importantes, el número de conductores que contiene la ranura y la corriente que circula por los conductores.

$$Z_{slot,ph,pri} = \frac{2 \cdot N_{w,ph,pri}}{\frac{Q_s}{m}} \quad (5.19)$$

$$I_1 = \frac{P_{out}}{3 \cdot U_f \cdot \eta \cdot \cos(\phi)} \quad (5.20)$$

El rendimiento y el factor de potencia son estimaciones iniciales, puesto que no se pueden conocer sin el diseño final del motor. En las expresiones (5.21) y (5.22) [42] se indica cómo se calcula su estimación.

$$\cos(\phi) = 1,07 \cdot P_{out}^{0,015} \cdot p^{-0,08} \cdot f^{-0,07} \quad (5.21)$$

$$\eta = 0,7 \cdot P_{out}^{0,03} \cdot p^{-0,025} \cdot f^{-0,01} \quad (5.22)$$

Una vez conocidas la corriente y el número de conductores, con la densidad de corriente se calcula la superficie de cobre del conductor necesaria (5.23), y a partir de ella el diámetro del hilo conductor (5.24).

$$S_{Cu,w,pri} = \frac{I_1}{J_w} \quad (5.23)$$

$$D_{Cu,w} = \sqrt{4 \cdot \frac{S_{Cu,w,pri}}{\pi}} \quad (5.24)$$

Por último, se calcula la superficie de la ranura necesaria (5.25), teniendo en cuenta el factor de relleno de la ranura inicial.

$$S_{slot,pri} = \frac{Z_{slot,ph,pri} \cdot S_{Cu,w,pri}}{k_r} \quad (5.25)$$

5.1.2.4.2. Superficie de la Ranura para Devanado Concentrado

El cálculo de la superficie de la ranura para devanado concentrado es muy similar al de devanado distribuido. Solamente hay que realizar alguna pequeña modificación para introducir en una ranura dos bobinas. Primero, se calcula el número de espiras de una bobina por ranura (5.26), y con ello se dispone del número de conductores totales por ranura (5.27).

$$Z_{slot,ph,pri} = \frac{N_{w,ph,pri}}{N_{bobinas,ph}} \quad (5.26)$$

$$Z_{slot} = Z_{slot,ph,pri} \cdot 2 \quad (5.27)$$

Una vez obtenido este valor, se calcula la sección del conductor ((5.20) a (5.24)) y la superficie de ranura (5.28).

$$S_{slot,pri} = \frac{Z_{slot} \cdot S_{Cu,w,pri}}{k_r} \quad (5.28)$$

5.1.2.4.3. Dimensiones de las Ranuras

Para el cálculo de las dimensiones de la ranura, se considera una ranura rectangular con la posibilidad de que tenga cuñas en la punta de los dientes. Este dimensionamiento es independiente del tipo de devanado utilizado.

El primer paso es el cálculo del paso de ranura, es decir, la longitud que ocupan un diente y una ranura juntas.

$$\tau_{slot} = \frac{L_{pri}}{Q_s} \quad (5.29)$$

Acto seguido, se calcula el espesor del diente inicial, partiendo de la inducción impuesta en las restricciones iniciales (5.30).

$$L_{th} = \frac{\tau_{slot} \cdot B_{agap} \cdot w_{Fe}}{B_{th} \cdot w_{Fe,eff}} \quad (5.30)$$

El siguiente paso es el cálculo de la anchura y la altura de la ranura. El cálculo de la anchura de la ranura se obtiene de la resta del paso polar y la longitud del diente (5.31).

$$L_{pri,1} = \tau_{slot} - L_{th} \quad (5.31)$$

La altura de ranura útil se obtiene a partir del área de la ranura necesaria para la introducción del devanado, previamente calculado.

$$h_{pri,3} = \frac{S_{slot,pri}}{L_{pri,1}} \quad (5.32)$$

En cuanto a la cuña, para su diseño lo que se ha planteado es la introducción de una cuña de dimensiones fijas para el dimensionamiento, pudiéndose modificar manualmente durante la etapa del cálculo. De esta manera, la altura total de la ranura, que depende tanto de la longitud del diente como de la cuña, se calcula como aparece en la expresión (5.33). En esta fórmula, $h_{pri,0}$ y $h_{pri,1}$ son las alturas de la cuña y del estrechamiento de la ranura respectivamente.

$$h_{slot,pri} = h_{pri,0} + h_{pri,1} + h_{pri,3} \quad (5.33)$$

5.1.2.5. Cálculo de la Longitud de los Imanes

La longitud de los imanes viene definida principalmente por tres aspectos, el paso polar, la longitud relativa del imán respecto al paso polar, y el tipo de secundario deseado, puesto que se calcula de diferentes maneras en cada caso.

El secundario de imanes superficiales es el más simple, puesto que simplemente se establece una relación directa entre ambos.

$$L_{PM} = \tau_p \cdot \alpha_{PM} \quad (5.34)$$

Para el caso de los motores con imanes embebidos, el parámetro de la longitud relativa del imán cambia de sentido, pues representa la longitud que ocupa el prisma ferromagnético, pues es la parte que tiene el flujo en dirección perpendicular al entrehierro. De esta manera:

$$L_{PM} = \tau_p \cdot (1 - \alpha_{PM}) \quad (5.35)$$

$$L_{parte,activa} = \tau_p - L_{PM} \quad (5.36)$$

Para el secundario con imanes en Halbach, hay dos tipos de imanes, los de magnetización horizontal y los de magnetización vertical. Estos últimos son los que están representados por el factor α_{PM} .

$$L_{PM,V} = \tau_p \cdot \alpha_{PM} \quad (5.37)$$

$$L_{PM,H} = \tau_p \cdot (1 - \alpha_{PM}) \quad (5.38)$$

5.1.2.6. Cálculo de la Altura de los Yugos

La altura de los yugos se calcula de manera similar a como se ha calculado la anchura de los dientes, considerando la inducción objetivo definida con anterioridad. El yugo del secundario solamente se calcula para motores de imanes superficiales, puesto que los motores de imanes embebidos y en Halbach no tienen yugo. La fórmula empleada es proporcionada por Corrales [42], pero es una fórmula diseñada para motores rotativos, que como se ha explicado anteriormente tienen simetrías por polo que los motores lineales no tienen. Lo que se plantea es utilizar las expresiones y corregirlas una vez dimensionado el motor utilizando el circuito magnético, como se verá en el apartado 5.1.2.9.

$$h_{y,pri,sup} = \frac{L_{PM} \cdot B_{agap} \cdot w_{Fe}}{2 \cdot B_{y,pri} \cdot w_{Fe,eff}} \quad (5.39)$$

$$h_{y,sec,sup} = \frac{L_{PM} \cdot B_{agap} \cdot w_{Fe}}{2 \cdot B_{y,sec} \cdot w_{Fe,eff}} \quad (5.40)$$

$$h_{y,pri,emb} = \frac{L_{parte,activa} \cdot B_{agap} \cdot w_{Fe}}{2 \cdot B_{y,pri} \cdot w_{Fe,eff}} \quad (5.41)$$

$$h_{y,pri,Hal} = \frac{L_{PM,V} \cdot B_{agap} \cdot w_{Fe}}{2 \cdot B_{y,pri} \cdot w_{Fe,eff}} \quad (5.42)$$

5.1.2.7. Cálculo del Factor de Carter

El factor de Carter cuantifica la disminución de la superficie útil del entrehierro debida a la presencia de las ranuras del primario. Es útil para los cálculos del flujo de dispersión. Su expresión se da en 5.43.

$$k_C = \frac{\tau_{slot}}{\tau_{slot} - \frac{\left(\frac{L_{pri,0}}{h_{agap}}\right)^2}{5 + \frac{L_{pri,0}}{h_{agap}}} \cdot h_{agap}} \quad (5.43)$$

5.1.2.8. Dimensionamiento de la Altura del Imán

El último parámetro del motor que falta para tener una geometría completa de un motor es la altura del imán. Su cálculo no se realiza mediante una expresión, sino mediante un proceso iterativo, en el que se va aumentando la altura del imán poco a poco, se resuelve el circuito magnético del motor y se obtiene la inducción en el entrehierro. El proceso se repite hasta que el valor de la inducción en el entrehierro sea igual al valor requerido inicialmente. Se puede ver un diagrama de flujo de este proceso en la figura 5.5.

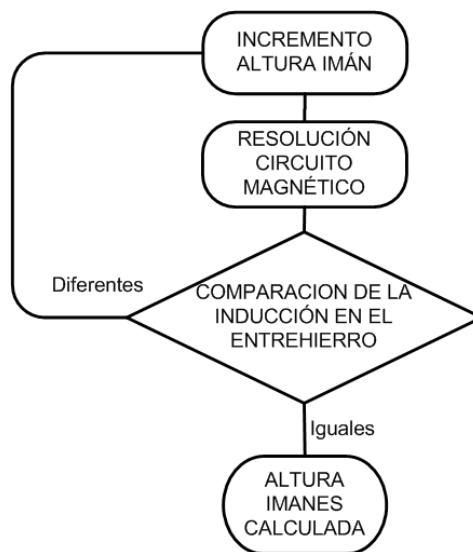


Figura 5.5: Proceso de dimensionamiento de los imanes.

En esta parte del dimensionamiento es donde se introduce por primera vez el circuito magnético presentado en el capítulo 3. Mediante su resolución se obtienen los valores de las inducciones en cada parte del motor, incluido el entrehierro, que es el parámetro en el que se busca convergencia para obtener un valor de altura de imán correcta.

5.1.2.9. Correcciones en los Dientes y los Yugos

Una vez obtenidos los imanes, ya se tiene una geometría completa del motor, pero como último paso antes de la etapa de cálculo, queda realizar una afinación en las inducciones ante posibles desviaciones de sus valores en los dientes y los yugos, que como se ha expresado, se dimensionan con expresiones propias de motores rotativos. Para ello nos servimos de un proceso iterativo similar al llevado a cabo para la altura de los imanes, con la diferencia que en vez de tener como variable objetivo B_{gap} , tendremos las inducciones en la parte a corregir, que son los dientes y los yugos del primario y del secundario: B_{th} , $B_{y,pri,sup}$, $B_{y,pri,emb}$, $B_{y,pri,Hal}$ o $B_{y,sec,sup}$.

Con la resolución del circuito magnético del motor se obtienen los valores de las inducciones en los dientes y yugos. Si no son iguales a los valores requeridos en las restricciones iniciales, se incrementarán o disminuirán sus dimensiones hasta que se tenga el valor de inducción previsto en cada parte del motor.

5.2. ETAPA DE CÁLCULO

Una vez dimensionado el motor, llega el momento de calcular las prestaciones de la geometría obtenida. Además, tras esta fase del cálculo, se pueden realizar cambios manuales en las variables geométricas y en alguna variable física para mejorar el comportamiento del motor o estudiar la influencia de los parámetros en las prestaciones. El proceso a seguir se ve en la figura 5.6. Primero se realiza un cálculo de las dimensiones del motor, después se calculan las variables del devanado para continuar con las variables electromagnéticas, y para terminar, las variables de comportamiento del motor.

5.2.1. CÁLCULO DE LAS VARIABLES GEOMÉTRICAS

Aunque pueda parecer repetitivo, el cálculo de las variables geométricas se realiza por si se han introducido cambios manualmente en la geometría del motor obtenido en el dimensionamiento. Muchas expresiones ya se han presentado con anterioridad por lo que solo se hará referencia a ellas.

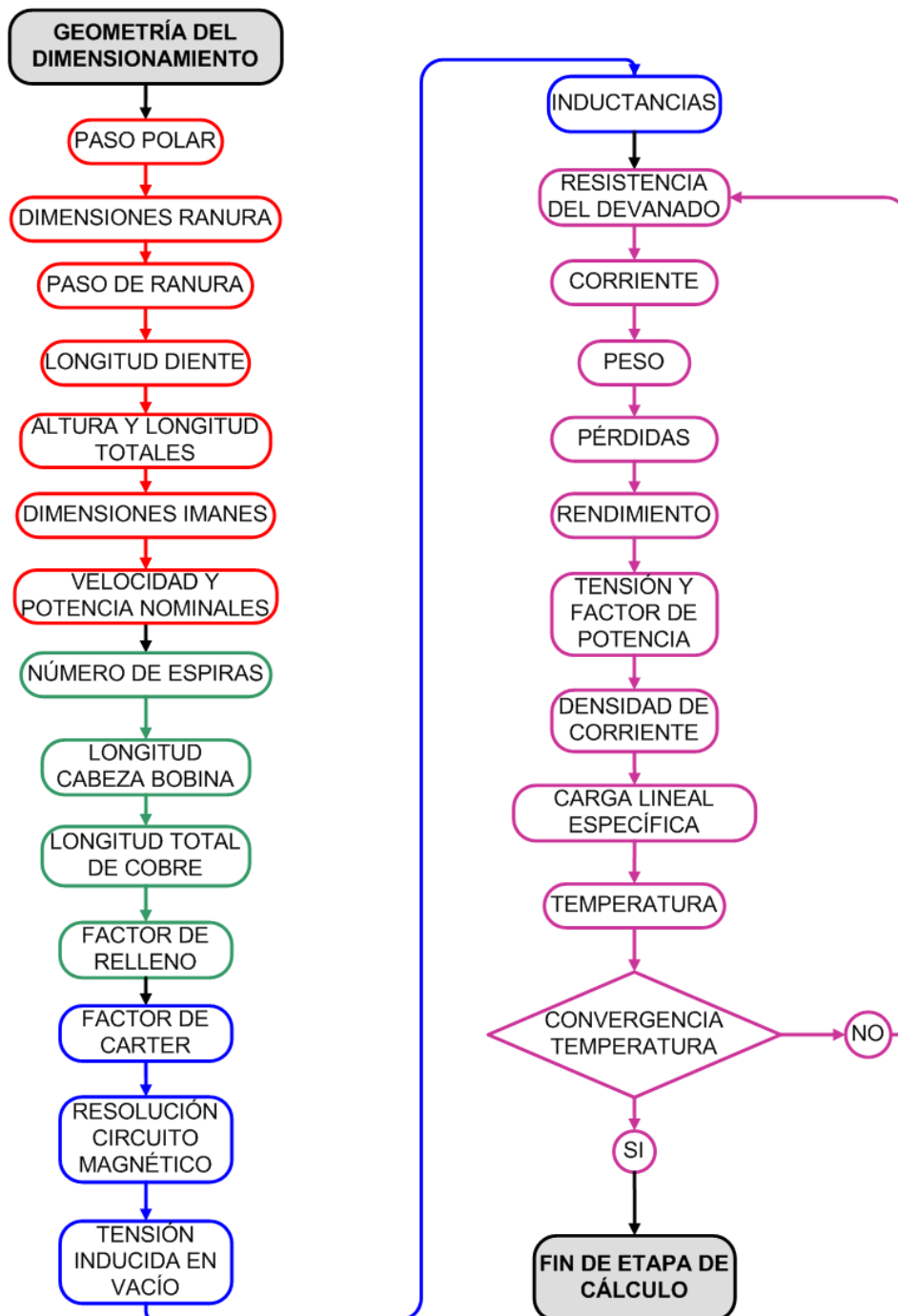


Figura 5.6: Diagrama de flujo del proceso de cálculo.

Anchura del motor y anchura efectiva Se realiza un simple cálculo por si hay variaciones del parámetro con la expresión (5.9).

Paso polar El paso polar se recalcula por si ha cambiado la longitud total del motor. Se utiliza la expresión (5.11).

Dimensiones de la ranura Si se han cambiado los valores, se actualizarán las dimensiones de la ranura. Se calculan $S_{slot,pri}$ (5.32) y $h_{slot,pri}$ (5.33).

Paso de ranura y longitud del diente El paso de ranura lo calcula con la expresión (5.29), y la longitud del diente por (5.44).

$$L_{th} = \tau_{slot} - L_{pri,1} \quad (5.44)$$

Altura total del motor Es un parámetro descriptivo. Su cálculo es la suma de todas las alturas de la máquina.

$$h_{tot} = h_{y,sec} + h_{PM} + h_{agap} + h_{slot,pri} + h_{y,pri} \quad (5.45)$$

Dimensiones de los imanes Las dimensiones de los imanes se recalculan pues se pueden haber introducido variaciones en el proceso de cálculo. Las expresiones a utilizar serán las mismas que en el proceso de dimensionamiento, es decir, las expresiones (5.34), (5.35), (5.37) y (5.38). Se utilizaran unas u otras según el tipo de secundario.

Longitud total real del primario Como se ha dicho anteriormente, para calcular la longitud real del motor hay que añadir un diente para devanado distribuido y una ranura y dos dientes para devanado concentrado. Por ello, la longitud real del motor se definirá con la expresión (5.46) para devanado distribuido y con (5.47) para devanado concentrado.

$$L_{tot,real} = (Q_s + 1) \cdot L_{th} + Q_s \cdot L_{pri,1} \quad (5.46)$$

$$L_{tot,real} = (Q_s + 2) \cdot L_{th} + (Q_s + 1) \cdot L_{pri,1} \quad (5.47)$$

Velocidad nominal y potencia útil

$$v_n = \tau_p \cdot 2 \cdot f_1; \quad (5.48)$$

5.2.2. CÁLCULO DE LAS VARIABLES DEL DEVANADO

El siguiente paso en el proceso de cálculo es la obtención de las variables geométricas del devanado. Según el tipo de devanado elegido, habrá maneras paralelas para calcular las variables, pero el proceso a seguir será el mismo.

Cálculo del número de espiras El cálculo del número de conductores por ranura se realiza con (5.49) para devanado distribuido y con (5.50) para devanado concentrado.

$$Z_{ph,pri} = \frac{Q_s}{m_s} \cdot Z_{slot,ph,pri} \quad (5.49)$$

$$Z_{ph,pri} = 2 \cdot N_{bobi,ph} \cdot Z_{slot,ph,pri} \quad (5.50)$$

El número de espiras totales será el resultado de dividir el número de conductores entre 2.

$$N_{w,ph,pri} = \frac{Z_{ph,pri}}{2} \quad (5.51)$$

Longitud de la cabeza de bobina Su cálculo depende de la geometría del motor y del tipo de devanado elegido, pues las conexiones de los conductores mediante las cabezas de bobina son diferentes. La expresión (5.52) [42] describe la longitud de la cabeza de bobina para devanado distribuido, y (5.53) para devanado concentrado.

$$l_{end,pri} = \frac{5 \cdot \tau_p}{\pi} \quad (5.52)$$

$$l_{end,pri} = L_{th} + \frac{\pi \cdot L_{pri,1}}{4} \quad (5.53)$$

Longitud total de cobre Para el cálculo de este parámetro, primero se calcula el de un conductor, entendiendo como conductor la parte de la espira que está en la ranura más una cabeza de bobina. Finalmente, se multiplicará este valor por el número de conductores de una fase para tener la longitud total cobre en la fase.

$$l_{z,pri} = w_{Fe} + l_{end,pri} \quad (5.54)$$

$$l_{Cu,ph} = Z_{ph,pri} \cdot l_{z,pri} \quad (5.55)$$

Factor de relleno de la ranura El factor de relleno se calcula con los datos de la ranura y el devanado obtenidos previamente. Primero se

calcula la superficie de un conductor de cobre con el diámetro (5.56), y posteriormente, se calcula el factor de relleno (5.57).

$$S_{Cu,w,pri} = \frac{\pi \cdot D_{Cu,w}^2}{4} \quad (5.56)$$

$$k_r = \frac{Z_{slot,ph,pri} \cdot n_{l,w,pri} \cdot S_{Cu,w,pri}}{S_{slot,pri}} \quad (5.57)$$

5.2.3. CÁLCULO DE VARIABLES ELECTROMAGNÉTICAS

A continuación se detallan las diferentes variables electromagnéticas que se calculan a lo largo del proceso.

Factor de Carter Se calcula por el posible cambio de geometría del motor. Se utiliza la misma expresión que en la etapa de dimensionamiento (5.43).

Factor de forma de la inducción en el entrehierro Del mismo modo que el factor de Carter, se realiza el cálculo del factor de forma por un posible cambio de los valores de las variables. Su expresión será la misma que la utilizada en la etapa de dimensionamiento (5.7).

Resolución del circuito magnético El circuito magnético del capítulo 3 se vuelve a resolver en este punto del proceso de calculo. El objetivo es obtener nuevamente los flujos y las inducciones ante posibles cambios en la geometría obtenida tras el proceso de diseño.

Con los valores actualizados de los flujos magnéticos y las inducciones presentes en el motor se pueden obtener los valores de la tensión inducida en vacío para la geometría actual, así como posteriormente las corrientes del motor o los parámetros de funcionamiento. Con la correcta solución del circuito magnético, los valores de funcionamiento obtenidos al final del proceso representarán fielmente el comportamiento del motor en cualquier circunstancia.

Tensión inducida en vacío La tensión inducida en vacío se calcula a partir del flujo producido por los imanes obtenido del circuito magnético.

$$E_{ph,PM,pri} = 4 \cdot k_f \cdot f_1 \cdot k_{w,pri} \cdot N_{w,ph,pri} \cdot \phi_{agap,PM} \quad (5.58)$$

Cálculo de las inductancias El cálculo de las inductancias se explica con más detalle en el apartado 5.2.5.

5.2.4. CÁLCULO DE VARIABLES DE FUNCIONAMIENTO

El último paso del proceso de cálculo es un proceso iterativo en el que se obtienen los parámetros de funcionamiento del motor. Es un proceso iterativo por la necesidad de realizar un cálculo preciso de la resistencia del conductor, que está fuertemente ligada a la temperatura del cobre y del motor, y que tiene una gran influencia en los resultados finales. Por ello, es en este punto donde se realiza la resolución del circuito térmico en régimen permanente para poder actualizar este valor de resistencia.

El proceso de cálculo de las prestaciones se realiza bajo la hipótesis de que el motor se está controlando mediante un control vectorial. El circuito eléctrico equivalente utilizado es el presentado por Chevailler [1], que se puede ver en la figura 5.7.

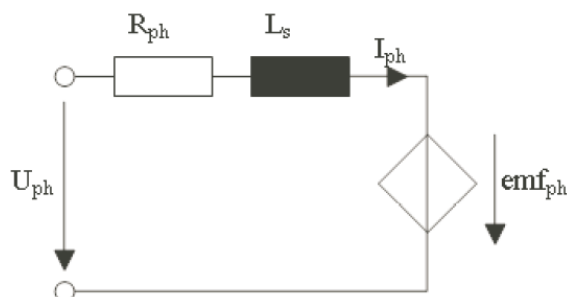


Figura 5.7: Circuito eléctrico monofásico equivalente [1]

Los pasos a seguir se detallan a continuación:

Cálculo de la resistencia del devanado Con el valor de la temperatura en caliente, se calcula la conductividad del material a esa temperatura con la expresión (5.59).

$$\sigma_{Cu,hot} = \frac{1}{\frac{1}{\sigma_{Cu,cold}} \cdot \frac{235+T_{w,max}}{235+20}} \quad (5.59)$$

Una vez calculada la conductividad, se calcula la resistencia por fase del motor en caliente con (5.60).

$$R_{ph,hot} = \frac{1}{\sigma_{Cu,hot}} \cdot \frac{l_{Cu,ph}}{S_{Cu,w,pri}} \quad (5.60)$$

Corriente del motor Bajo la hipótesis de control vectorial, la corriente del motor necesaria para que proporcione la fuerza requerida por las especificaciones viene dada por la expresión (5.61).

$$I_1 = I_q = \frac{P_{out}}{m_s \cdot E_{ph,PM,pri}} \quad (5.61)$$

Cálculo del peso del hierro del primario Para ello, se calcula el volumen de hierro del yugo del primario y de los dientes, y se multiplica por su densidad. Se utilizan posteriormente para la obtención de las pérdidas.

$$G_{Fe,y,pri} = Vol_{Fe,y,pri} \cdot \rho_{Si} \quad (5.62)$$

$$G_{Fe,th,pri} = Vol_{Fe,th,pri} \cdot \rho_{Si} \quad (5.63)$$

Pérdidas en el motor Hay dos tipos de pérdidas, las pérdidas en el cobre y las pérdidas en el hierro. Las pérdidas en el cobre son debidas al paso de la corriente por el devanado, y se calculan con (5.64).

$$P_{Cu,max} = 3 \cdot R_{ph,hot} \cdot I_1^2 \quad (5.64)$$

El cálculo de las pérdidas en el hierro es más complicado. Si se dispone de gráficas de pérdidas a la frecuencia adecuada, es conveniente utilizarlas. En caso contrario, las pérdidas habrá que estimarlas. El método propuesto por Grauers [72] es el que ha sido elegido para este estudio. Lo que se calcula son las pérdidas por unidad de masa para el yugo del primario y para los dientes, separando las pérdidas en el hierro en pérdidas por histéresis y pérdidas de Foucault. Las expresiones para el cálculo de las pérdidas en el yugo son de (5.65), a (5.67), y para el diente de (5.68), a (5.70).

$$P_{his,y,pri} = k_{his} \cdot k_{his,y,pri} \cdot \frac{f_1}{50} \cdot \left(\frac{B_{y,pri}}{1,5} \right)^2 \quad (5.65)$$

$$P_{Fou,y,pri} = k_{Fou} \cdot k_{Fou,y,pri} \cdot \left(\frac{f_1}{50} \right)^2 \cdot \frac{B_{y,pri}}{1,5} \quad (5.66)$$

$$P_{Fe,tot,y,pri} = P_{his,y,pri} + P_{Fou,y,pri} \quad (5.67)$$

$$P_{his,th,pri} = k_{his} \cdot k_{his,th,pri} \cdot \frac{f_1}{50} \cdot \left(\frac{B_{th,pri}}{1,5} \right)^2 \quad (5.68)$$

$$P_{Fou,th,pri} = k_{Fou} \cdot k_{Fou,th,pri} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^2 \cdot \frac{B_{th,pri}}{1,5} \quad (5.69)$$

$$P_{Fe,tot,th,pri} = P_{his,th,pri} + P_{Fou,th,pri} \quad (5.70)$$

Las constantes de estas expresiones se obtienen empíricamente y dependen del material utilizado. Grauers [72] da valores para chapa magnética.

$$k_{his,y,pri} = 2$$

$$k_{Fou,y,pri} = 1,8$$

$$k_{his,th,pri} = 1,22$$

$$k_{Fou,th,pri} = 2,5$$

$$k_{his} = 2,04$$

$$k_{Fou} = 0,76$$

Una vez obtenido las pérdidas en el hierro por unidad de masa, se multiplica por la masa del yugo y de los dientes, y se obtienen las pérdidas en el hierro totales.

$$P_{Fe,tot,pri} = G_{Fe,y,pri} \cdot P_{Fe,tot,y,pri} + G_{Fe,th,pri} \cdot P_{Fe,tot,th,pri} \quad (5.71)$$

De esta manera, las pérdidas totales en el motor se calcularán como la suma de todas las pérdidas.

$$P_{tot} = P_{Fe,tot,pri} + P_{Cu,max} \quad (5.72)$$

Rendimiento del motor El rendimiento del motor se calcula mediante el cociente entre potencia útil y la potencia consumida, como se ve en la expresión (5.73).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{tot}} \quad (5.73)$$

Tensión de alimentación y factor de potencia Para el cálculo de estos parámetros, se tienen en cuenta el circuito eléctrico monofásico equivalente de la figura 5.7.

$$V_{in} = | E_{ph,PM,pri} + I_q \cdot L_{tot} + I_q \cdot R_{ph,hot} | \quad (5.74)$$

$$\cos(\phi) = \cos(\arg(E_{ph,PM} + I_q \cdot L_{tot} + I_q \cdot R_{ph,hot})) \quad (5.75)$$

Densidad de corriente y carga lineal específica Se calculan estos parámetros con las expresiones siguientes:

$$J_w = \frac{I_q}{\pi \cdot \left(\frac{DC_{u,w}}{2}\right)^2} \quad (5.76)$$

$$A = Z_{slot,ph,pri} \cdot Q_s \cdot \frac{I_q}{L_{pri}} \quad (5.77)$$

Resolución del circuito térmico Una vez obtenidos los parámetros de funcionamiento del motor, el siguiente paso es resolver el circuito térmico para calcular su temperatura de funcionamiento, resolviendo el circuito magnético en régimen permanente. Con el dato de la temperatura en el devanado, se vuelve a calcular la conductividad en caliente de las bobinas, y después su resistencia. Ésto influirá en las pérdidas en el cobre y en la temperatura global, de ahí la necesidad de realizar un proceso iterativo.

Con la convergencia de la temperatura del motor se llega al final del proceso de cálculo, habiendo obtenido unos valores de prestaciones que representan al motor. En esta fase de cálculo, se pueden introducir variaciones en la geometría y en las fuerzas y velocidades que permiten realizar múltiples estudios de, por ejemplo, efectos producidos por la variación de parámetros, o estudio de ciclos de funcionamiento del motor, muy útiles por las características particulares de los motores lineales, cuyo movimiento es comúnmente cíclico en vez de en régimen constante por la longitud corta de la carrera.

5.2.5. CÁLCULO DE LAS INDUCTANCIAS

El cálculo de las inductancias del motor depende del tipo de devanado elegido, pero sigue una estructura similar para ambos devanados. El proceso se realiza por medio de las reactancias, y posteriormente se realiza la adecuación a inductancias mediante la expresión (5.78).

$$L = \frac{X}{2 \cdot \pi f} \quad (5.78)$$

La inductancia total para cada eje será la suma de la inductancia de devanado más la inductancia de dispersión, tanto para el eje d como para el eje q.

$$L_{tot_d} = L_{a,d} + L_{\sigma,tot} \quad (5.79)$$

$$L_{tot_q} = L_{a,q} + L_{\sigma,tot} \quad (5.80)$$

5.2.5.1. Cálculo de las Reactancias de Devanado

El cálculo de las reactancias de devanado de eje directo y de cuadratura se lleva a cabo de manera diferente para los dos tipos de devanados, pero la definición de los entrehierros equivalentes es común para los dos.

Reactancias de devanado para devanado distribuido Se calculan con las expresiones dadas por Gieras [16, 37]:

$$X_{a,d} = 4 \cdot m_s \cdot \mu_0 \cdot f_1 \cdot \left(\frac{Z_{ph,pri}}{2} \cdot k_{w,pri} \right)^2 \cdot \frac{\tau_p \cdot w_{Fe}}{\pi \cdot p \cdot h_{agap,d}} \quad (5.81)$$

$$X_{a,q} = 4 \cdot m_s \cdot \mu_0 \cdot f_1 \cdot \left(\frac{Z_{ph,pri}}{2} \cdot k_{w,pri} \right)^2 \cdot \frac{\tau_p \cdot w_{Fe}}{\pi \cdot p \cdot h_{agap,q}} \quad (5.82)$$

Reactancias de devanado para devanado concentrado Se calculan mediante las expresiones de Pyrhonen [25]:

$$X_{a,d} = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \frac{2 \cdot m_s \cdot \mu_0 \cdot \tau_{slot} \cdot w_{Fe} \cdot \left(\frac{Z_{ph,pri}}{2} \cdot k_{w,pri} \right)^2}{\frac{Q_s}{m_s} \cdot \pi^2 \cdot h_{agap,d}} \quad (5.83)$$

$$X_{a,q} = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \frac{2 \cdot m_s \cdot \mu_0 \cdot \tau_{slot} \cdot w_{Fe} \cdot \left(\frac{Z_{ph,pri}}{2} \cdot k_{w,pri} \right)^2}{\frac{Q_s}{m_s} \cdot \pi^2 \cdot h_{agap,q}} \quad (5.84)$$

Los entrehierros equivalentes dependen de la geometría del motor y del tipo de secundario. Se diseñan según los caminos de flujo magnético a través del entrehierro.

Entrehierro equivalente para imanes superficiales Se modela como el camino del flujo a través del entrehierro. Hay dos expresiones, una para el eje directo y otra para el eje de cuadratura. El valor del factor de saturación k_{sat} lo proporciona Corrales [42].

$$h_{agap,d} = \left(h_{agap} + \frac{h_{PM}}{\mu_{PM}} \right) \cdot k_C \cdot k_{sat} \quad (5.85)$$

$$h_{agap,q} = (h_{agap} + h_{PM}) \cdot k_C \cdot k_{sat} \quad (5.86)$$

Entrehierro equivalente para imanes embebidos En este caso, el entrehierro es más complicado de modelar, puesto que como se ve en la figura 5.8, los prismas de material ferromagnético favorecen la circulación de flujo cuando está enfrentado al eje q, al cerrarse el flujo por el prima de una manera directa. Cuando está enfrentado al eje d, el camino de flujo es más complicado, puesto que atraviesa el imán. Las expresiones de estos entrehierros son (5.87) y (5.88).

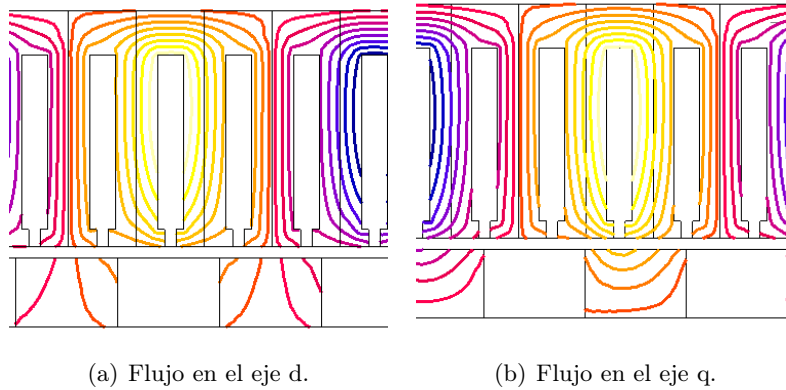


Figura 5.8: Caminos de flujo para el motor de imanes embebidos.

$$h_{gap,d} = \left(h_{gap} + (1 - \alpha_{PM}) \cdot \frac{\tau_p}{2} \right) \cdot k_C \cdot k_{sat} \quad (5.87)$$

$$h_{gap,q} = (1 - \alpha_{PM}) \cdot \frac{\tau_p}{4} \cdot k_C \cdot k_{sat} \quad (5.88)$$

Entrehierro equivalente para imanes en Halbach El modelado del entrehierro equivalente para los motores con secundario en Halbach es más sencillo, puesto que todo el secundario está formado por imán y la permeabilidad es constante. Sus expresiones son (5.89) y (5.90).

$$h_{gap,d} = \frac{\tau_p}{2} \cdot k_C \cdot k_{sat} \quad (5.89)$$

$$h_{gap,q} = \frac{\tau_p}{2} \cdot k_C \cdot k_{sat} \quad (5.90)$$

5.2.5.2. Cálculo de las Reactancias de Dispersión

Las reactancias de dispersión se calculan de dos maneras diferentes, bien sea con devanado distribuido o con devanado concentrado.

Con devanado distribuido, se utiliza el método propuesto por Gieras [16, 37], en el que divide la reactancia de dispersión en cuatro diferentes, que son la dispersión en ranura, la dispersión en la cabeza de bobina, la dispersión en zig-zag y la dispersión en la punta del diente. Realiza el cálculo con permeancias, y el valor de la reactancia total viene dado por la expresión (5.91).

$$X_{\sigma,tot} = 4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot p \cdot q \cdot \left(\frac{Z_{slot,ph,pri}}{2} \cdot \frac{Q_s}{m_s} \right)^2 \cdot w_{Fe} \cdot (\lambda_{slot} + \lambda_{end} + \lambda_{zz} + \lambda_{tt}) \quad (5.91)$$

Con devanado concentrado, el método utilizado ha sido el expuesto por Pyrhonen [25], que en vez de calcular las reactancias, calcula directamente las inductancias. En este caso divide la inductancia de dispersión en cuatro diferentes, que son la de ranura, la de entrehierro, la de cabeza de bobina y la de punta de diente. Viene dado por la expresión (5.92).

$$L_{\sigma,tot} = L_{agap} + L_{slot} + L_{tt} + L_{end} \quad (5.92)$$

5.3. CONCLUSIONES

Una vez introducidos los circuitos magnéticos y térmicos en los capítulos 3 y 4, en este capítulo se ha descrito una metodología de diseño que permite utilizar estos circuitos para diseñar motores lineales síncronos de una manera ágil y eficaz.

Con los pasos presentados en este capítulo se puede definir la geometría y el devanado completo de un motor lineal partiendo de unas especificaciones muy generales. Posteriormente se pueden ir modificando cada uno de los parámetros geométricos y del devanado obtenido, para analizar su influencia en las prestaciones del motor, con el objetivo de ajustar el diseño perfectamente con las especificaciones de la aplicación.

El proceso analítico aquí expuesto tiene dos partes diferenciadas: el dimensionamiento y el cálculo. El dimensionamiento es la parte del diseño en la que a partir de unas especificaciones se dimensiona un motor. Es un proceso rápido y sencillo que permite, si se quiere, definir muchos motores en muy poco tiempo y comparar resultados.

La segunda parte del proceso es la parte llamada de cálculo, en la que a partir de una geometría, se obtienen todos los parámetros de funcionamiento de un motor lineal. Tras esta parte, es donde se pueden realizar los cambios manualmente.

Una vez mostrada esta metodología de diseño, el siguiente paso será la validación mediante un software de elementos finitos.

En términos generales, con la metodología presentada se obtienen resultados óptimos en un tiempo muy reducido(de unos pocos minutos). En cambio, realizar este proceso de diseño directamente con elementos finitos llevaría varias horas, por lo que, con este método, solamente se utilizan para realizar una posible optimización del diseño.

CAPÍTULO 6

Consideraciones de Diseño de un Motor Lineal Síncrono de Reducidas Dimensiones

Uno de los grandes retos de los motores lineales es que, para sacar el máximo provecho del motor, éste ha de ser diseñado específicamente para la aplicación en la que se va a utilizar. Un motor comercial realizará las funciones, pero no será el adecuado, al no estar diseñado cumpliendo todos los requisitos necesarios, y muy probablemente estará sobredimensionado e infrautilizado.

Por ello, a la hora de diseñar el motor es necesario tener en cuenta todas las restricciones y definir correctamente las especificaciones propias de la aplicación, que en su conjunto proporcionarán el motor más adecuado.

En este capítulo se presentan las consideraciones necesarias para realizar el diseño de un motor miniaturizado para su aplicación en las puertas automáticas de un ascensor, desde la elección de las especificaciones iniciales que rigen la aplicación, hasta la modificación de las variables de diseño particulares que se pueden ir variando durante el proceso. Con la metodología presentada y las consideraciones que se darán a lo largo de este capítulo, se puede llevar a cabo un diseño eficiente que satisfaga todas las necesidades de la aplicación.

También se indica cómo realizar la optimización del diseño del último diente y ranura con elementos finitos para evitar el cogging del motor sin tener que inclinar los imanes.

Finalmente se mostrará el prototipo diseñado siguiendo los pasos aquí expuestos.

6.1. ESPECIFICACIONES Y RESTRICCIONES DE DISEÑO

La definición de las especificaciones es el paso previo para el diseño de un motor lineal síncrono. A partir de ellas se van a obtener las dimensiones globales del motor. Hay dos especificaciones principales, que son la velocidad y la fuerza, y además existen unas restricciones particulares para cada motor, como las dimensionales o las térmicas.

6.1.1. DEFINICIÓN DE LA VELOCIDAD

La definición de la especificación de un motor lineal no es tan simple como la de un motor rotativo. En estos, se define a la velocidad nominal de trabajo como su velocidad en régimen permanente, es decir, que la velocidad de giro se mantiene la mayor parte del tiempo.

En cambio, en los motores lineales no se puede hacer esta hipótesis, puesto que al ser un movimiento translacional sobre un raíl, tiene una carrera limitada, siendo su movimiento por ciclos, en los que hay fases de aceleración, de mantenimiento de la velocidad y de deceleración. También puede tener fases de parado.

A la hora de especificar una velocidad de diseño, habrá que tener en cuenta estos ciclos para elegir la velocidad adecuada en el proceso. La influencia de la velocidad no conlleva un incremento de tamaño ni una influencia directa en las dimensiones del motor. Sí que puede tener influencia en la configuración del devanado y en el diseño del inversor que alimente el motor.

En el caso de un ciclo donde el tiempo del movimiento del motor a velocidad máxima no es elevado, y además con paradas significativas, será conveniente diseñar un motor a la velocidad media del ciclo. Si se desplaza la mayor parte del tiempo a velocidad máxima, se podrá diseñar con la velocidad máxima como valor de diseño.

Para el motor que se va a diseñar para la aplicación, el ciclo de velocidad se puede ver en la figura 6.1. El ciclo tiene una velocidad máxima en módulo de $0,8m/s$, pero es solamente un pico de velocidad. El signo no es significativo para el proceso de diseño, simplemente indica el sentido de movimiento del motor. En el sentido contrario la velocidad máxima es de $0,4m/s$. Como se puede ver, en este caso los tiempos de reposo son elevados, de 5 segundos en cada extremo del movimiento.

En este caso, lo más adecuado es tomar como velocidad de referencia la velocidad media (en módulo, sin tener en cuenta el sentido), puesto que

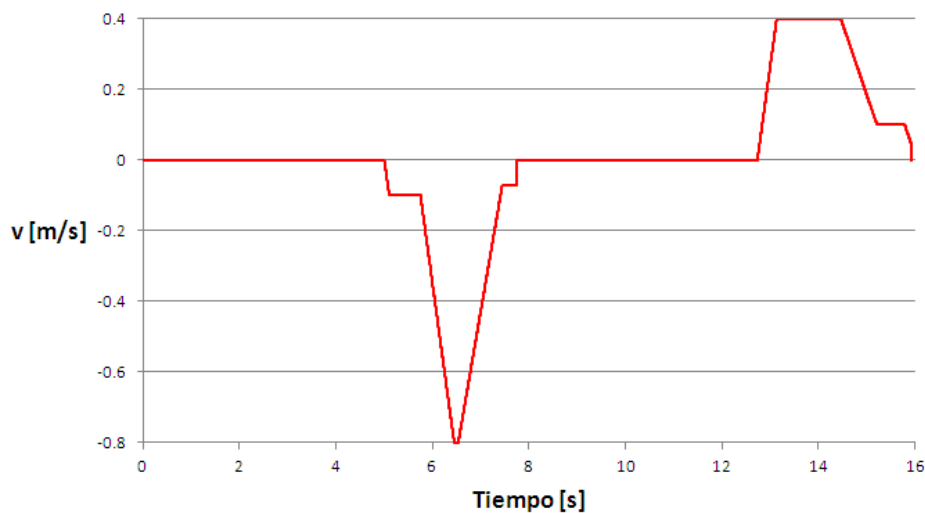


Figura 6.1: Ciclo de velocidad para la apertura y cierre de la puerta del ascensor.

será la velocidad de referencia para el cálculo de los coeficientes medios de convección del motor. Para este ciclo, el valor será de $0,2m/s$.

Solamente queda comprobar que el motor pueda llegar a velocidad máxima en el peor de los casos, que es en el que la fuerza también es máxima. La velocidad máxima está limitada por la tensión de bus del convertidor, que en este caso al provenir de una toma monofásica de 230V es varios órdenes de magnitud mayor que las tensiones inducidas previstas.

6.1.2. DEFINICIÓN DE LA FUERZA

Del mismo modo que la velocidad, la fuerza de un motor lineal se define mediante ciclos. Para nuestro caso, la fuerza presenta picos en los momentos de aceleración y frenadas, y es más sostenida en los momentos de velocidad constante. Se ve el ciclo en la figura 6.2.

A la hora de elegir un dato para la especificación de fuerza, existe el mismo interrogante que para la velocidad: se elige la fuerza media o un valor de pico. En este caso, la solución más adecuada es la elección del valor de pico para el dimensionamiento, puesto que la influencia de la fuerza sí que es directa en el tamaño del motor, y una fuerza elevada conlleva un motor de tamaño mayor.

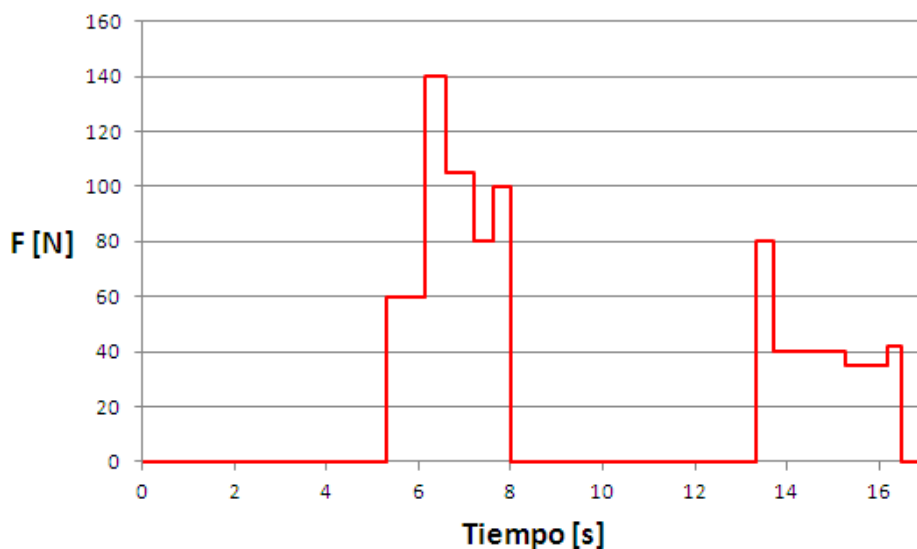


Figura 6.2: *Ciclo de fuerza para la apertura y cierre de la puerta del ascensor.*

La elección del valor de pico, o un valor cercano a él, es la correcta puesto que la fuerza es proporcional a la corriente, y para introducir un pico de fuerza, sería necesaria la introducción de una corriente muy superior a la nominal, provocando una carga térmica muy elevada al motor por el incremento de las pérdidas del cobre.

Al igual que en el ciclo de velocidad, el signo no es significativo, pues solamente indica el sentido de la fuerza que realiza el motor. Por tanto, se elegirá como valor máximo de fuerza un valor próximo al pico de mayor módulo. Para nuestro ciclo, la fuerza máxima prevista será de $140N$, pero se elegirá como valor de diseño $110N$, para dimensionar un motor de dimensiones más reducidas. El incremento de la carga térmica quedará compensado por los momentos de reposo en el ciclo.

6.1.3. RESTRICCIONES DE DISEÑO

Existen dos restricciones de diseño principales que están fuertemente relacionadas, que son el tamaño y la temperatura máxima admisible del motor. Una reducción del tamaño conlleva un aumento de la temperatura que puede provocar que el motor no cumpla con las especificaciones o incluso su deterioro si no se tiene en cuenta a la hora de diseñar.

En cuanto a la restricción de la temperatura, puede haber varios puntos críticos en el motor, como son la temperatura máxima de trabajo de los imanes, que es aquella en la que pierden capacidad de generar campo magnético o incluso deteriorarse permanentemente. Pero como se ha demostrado en el capítulo 4, en los motores lineales no es un factor muy preocupante, puesto que su temperatura prácticamente no varía con su funcionamiento.

Otro punto relevante es el devanado, que tiene una temperatura máxima de funcionamiento para no dañar la capa de esmalte que recubre los hilos del devanado. Siempre se puede elegir un hilo de cobre de mayor clase térmica, pero al final repercute en el coste.

También pueden existir restricciones en la aplicación que impidan una temperatura elevada en el motor, como por ejemplo normativa de manipulación por averías. En el caso del motor a diseñar para la aplicación de la apertura y cierre de las puertas del ascensor, existe una restricción de 70°C de temperatura máxima que se tendrá en cuenta a la hora de dimensionar.

También pueden existir restricciones de tamaño a la hora de dimensionar el motor. En el caso de la aplicación para la que se está diseñando el motor, la altura máxima no puede ser mayor de 18mm con una altura de secundario máxima de 2mm , una anchura máxima de 48mm , incluido el bobinado, y finalmente una longitud máxima del primario de 130mm .

Éstas restricciones son bastante severas, pues al disminuir el tamaño del motor, aumenta la densidad de corriente o la carga lineal específica, que son dos parámetros fuertemente relacionados y que tienen gran influencia en la carga térmica que se aplica al motor, provocando un aumento de su temperatura de funcionamiento.

Por todo esto, es necesario realizar un estudio térmico que permita un diseño adecuado cumpliendo todas las especificaciones y restricciones.

6.2. INFLUENCIA DE LAS VARIABLES DE DISEÑO

En este apartado se explican cómo se eligen las variables de diseño del motor más significativas y que más influyen en el diseño del motor.

6.2.1. INFLUENCIA DEL PASO POLAR

El paso polar es la variable del motor que más influencia tiene en el resultado final obtenido. Su elección correcta es fundamental para obtener un motor de reducidas dimensiones, y además, su elección condiciona a la definición del resto de variables del motor.

La longitud del paso polar tiene influencia directa en la longitud de los dientes y en la altura de los yugos. Cuanto mayor es el paso polar, mayores serán sus dimensiones. En este apartado se presentan resultados de unos motores dimensionados con el fin de demostrar como es esta influencia. El diseño de los motores de las comparaciones se ha realizado dando a todos los motores las mismas especificaciones generales, variando solamente el número de pares de polos, para cambiar la longitud del paso polar.

El primer punto donde se va a ver la influencia del paso polar es en el flujo por polo. Un paso polar elevado genera más flujo por polo que un paso polar corto, como se puede ver en la figura 6.3. Esto es debido a que el imán permanente será de una longitud mayor. Este incremento de flujo provocará que las dimensiones de los dientes y los yugos sean de secciones mayores.

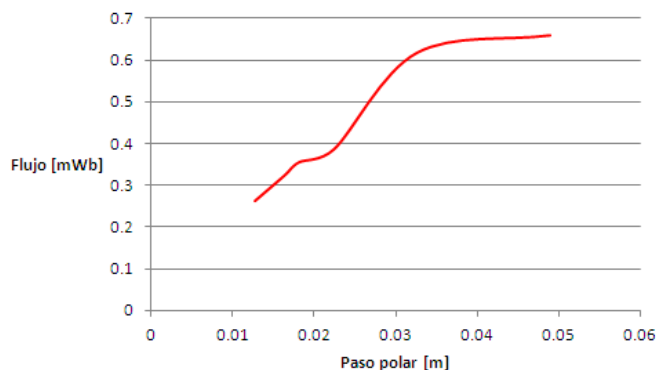


Figura 6.3: Variación del flujo magnético frente al paso polar.

En la figura 6.4 se puede ver al influencia del aumento del paso polar en los dientes y los yugos en los motores diseñados para el estudio. El aumento de flujo hace necesario unos dientes y yugos más grandes, por lo que sus longitudes y alturas se incrementarán con el paso polar.

Otro aspecto relevante afectado directamente por esta magnitud es el flujo disperso, que, en general, disminuirá al aumentar el paso polar. En la figura 6.5 se aprecia como es este efecto, a través del factor k_{σ} . Esto es debido a que al tener un paso polar muy pequeño, todas las dimensiones del motor son de un tamaño muy parecido, y al flujo le cuesta lo mismo atravesar el entrehierro que pasar directamente al imán siguiente, al ser sus reluctancias de un valor parecido.

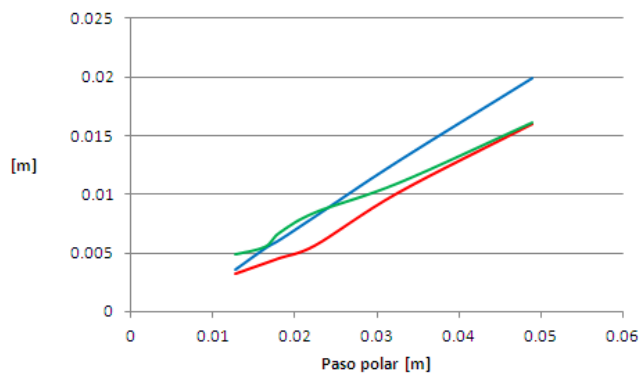


Figura 6.4: Variación de los yugos y los dientes frente al paso polar: Rojo-Yugo del primario; Azul-Yugo del secundario; Verde-Dientes.

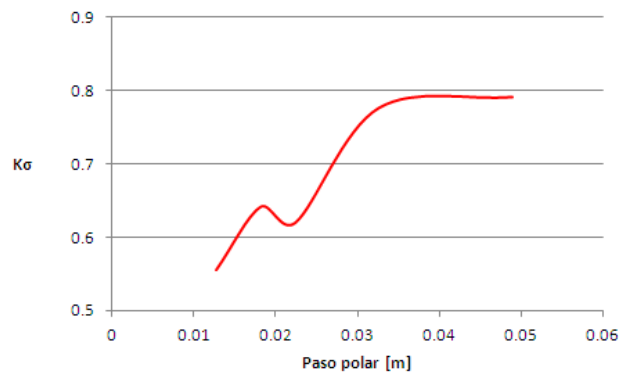


Figura 6.5: Variación del factor de dispersión de flujo con el paso polar.

Al final, con un paso polar mayor, las alturas globales del motor serán mayores, puesto que el aumento de las longitudes de los yugos es significativo. Ésto se muestra en la figura 6.6.

Para un motor con unas restricciones dimensionales tan severas como las impuestas por la puerta del ascensor, la altura global del motor deberá ser lo menor posible, pero el incremento del flujo disperso al final es perju-

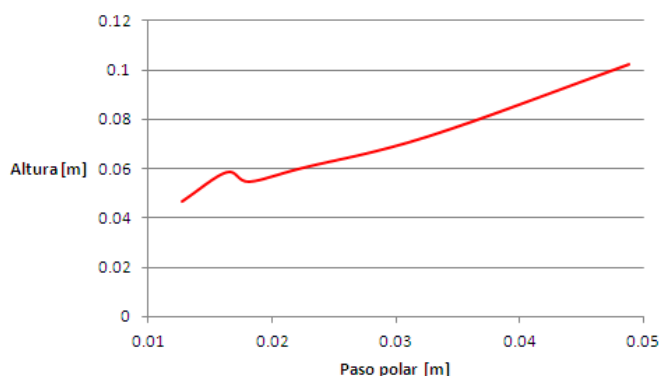


Figura 6.6: Variación de la altura con el paso polar.

dicial para el comportamiento global del motor. Por eso, lo más adecuado es la elección de un paso polar corto, pero sin olvidar que su elección debe permitir tener unos dientes y unas ranuras suficientemente cómodas para poder bobinar el motor. En el apartado siguiente se dará un valor para el paso polar conjuntamente con el número de pares de polos y la definición de las ranuras y los dientes, pues una elección conjunta facilita el proceso de diseño.

6.2.2. ELECCIÓN DE LA ANCHURA DEL MOTOR, NÚMERO DE PARES DE POLOS Y DE RANURAS

La elección de estas tres variables es fundamental para el diseño del motor pues definen sus dimensiones globales. La primera de ellas es la anchura del motor, w_{Fe} , que es una especificación del diseño que se introduce manualmente acorde con las restricciones de diseño dimensionales explicadas anteriormente. Esta dimensión tiene influencia en la longitud del motor, puesto que al ser constante la superficie activa, al aumentar la anchura disminuirá la longitud del motor. El espacio disponible en la puerta del ascensor para albergar el motor es de $48mm$, en los que habrá que albergar tanto el motor como su devanado. Por este motivo se ha elegido una anchura de $35mm$, que deja un margen de $13mm$ para las cabezas de bobina.

Una vez elegida la anchura, el siguiente paso es la elección del número de pares de polo del motor. En este momento es donde entra en juego el paso polar. En la figura 6.7 se aprecia como varía el paso polar con el número de

pares de polos. Esta gráfica es análoga a la figura 5.3, y se calcula con la expresión (5.11).

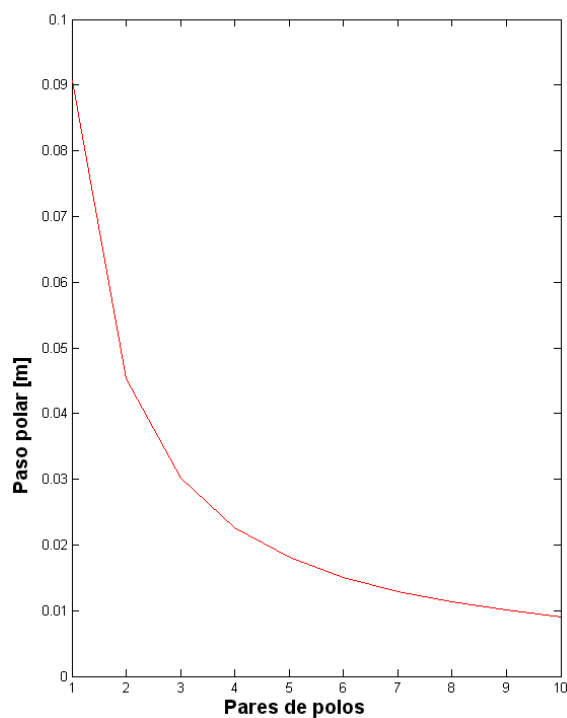


Figura 6.7: Variación del paso polar con los pares de polos.

A la hora de elegir el número de pares de polos habrá que tener en cuenta que el paso polar ha de ser suficientemente amplio para que las ranuras y los dientes sean practicables, porque una ranura muy estrecha dificulta el bobinado de sobremanera, o un diente muy largo y estrecho puede generar problemas en el troquelado de las chapas de material ferromagnético. La figura resulta de gran ayuda para tomar esta decisión. Se han elegido 7 pares de polos, puesto que generan un paso polar muy pequeño pero suficiente. El paso polar resultante al final del proceso de diseño ha sido de $8,5\text{mm}$.

Tras la elección de los pares de polos se realiza la elección del número de ranuras. Suponiendo devanado concentrado, se necesitan una serie de parámetros para realizar la elección. En la figura 6.8, se ven las diferentes posibilidades con 7 pares de polos. Hay tres: con 15 ranuras, con 18 y con 21.

La elección se realiza teniendo en cuenta tanto el factor de devanado como el factor de cogging, siendo en ambas lo mayor posible. En este caso, con 15 ranuras se cumplen las dos condiciones. En la columna de la derecha de la figura se muestra la distribución de fuerza magnetomotriz en el entrehierro generada por el devanado.

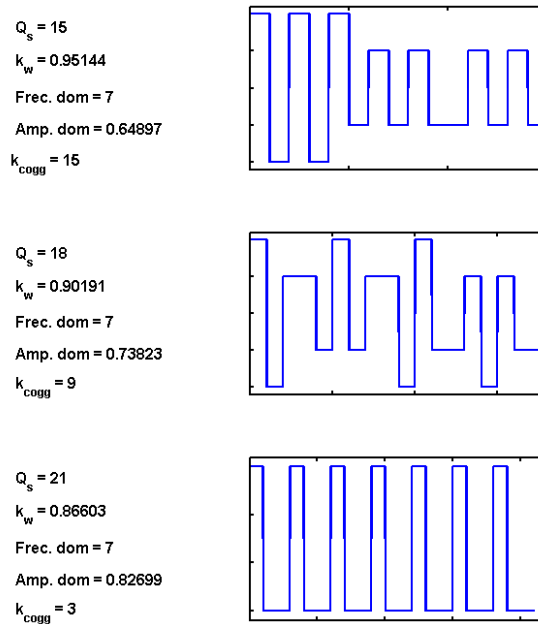


Figura 6.8: Posibilidades de ranuras para un motor de 7 pares de polos.

En la tabla 6.1 se muestran las diferentes combinaciones entre los pares de polos y el número de ranuras. En ella se ve como con un número de pares de polos múltiplos de 3, solo hay una combinación adecuada de ranuras, pero esta combinación siempre tiene un factor de devanado bajo y un factor de cogging de valor 3, lo que hace que sean unas combinaciones a evitar si es posible. El resto de combinaciones siempre tienen una posibilidad con factor de cogging de 3, que no será adecuada.

En un motor de reducidas dimensiones como el previsto, puede parecer que un número de pares de polos pequeño es lo más adecuado. Pero como se ha demostrado, no es así. Pocos pares de polos conllevan un paso polar de longitud elevada, provocando que otras variables del motor no sean

Tabla 6.1: Tabla de las posibilidades de elección de los números de pares de polos y de ranuras para devanado concentrado.

| Pares de polos p | Número de ranuras N_s | Factor de devanado k_w | Factor de cogging k_{cogg} |
|--------------------|-------------------------|--------------------------|------------------------------|
| 2 | 6 | 0.866 | 3 |
| | 9 | 0.866 | 3 |
| 4 | 9 | 0.945 | 9 |
| | 12 | 0.866 | 3 |
| 5 | 12 | 0.933 | 12 |
| | 15 | 0.866 | 3 |
| 6 | 18 | 0.866 | 3 |
| | 15 | 0.951 | 15 |
| 7 | 18 | 0.901 | 18 |
| | 21 | 0.866 | 3 |
| 8 | 18 | 0.945 | 9 |
| | 21 | 0.889 | 21 |
| | 24 | 0.866 | 3 |
| 9 | 27 | 0.866 | 3 |
| | 21 | 0.953 | 21 |
| 10 | 24 | 0.933 | 12 |
| | 27 | 0.877 | 27 |
| | 30 | 0.866 | 3 |

adecuadas para cumplir las restricciones dimensionales impuestas. Por todo esto, la elección de estos parámetros no se puede realizar de una manera independiente, sino que se han de tener en cuenta entre ellos para obtener un valor adecuado de las dimensiones del motor.

6.2.3. ELECCIÓN DEL TIPO DE SECUNDARIO

En cuanto a la elección del tipo de secundario a utilizar, cada tipo presenta ventajas e inconvenientes, y habrá que tener en cuenta todos ellos a la hora de su elección.

El secundario de imanes superficiales es el más sencillo, y además el más utilizado en los motores lineales comerciales. Su montaje más simple consiste en el pegado o atornillado de los imanes sobre el material ferromagnético del yugo del secundario.

El secundario de imanes embebidos presenta una distribución de flujo magnético en el entrehierro más sinusoidal, y con un diseño adecuado, se puede incluso reducir la altura del secundario para obtener el mismo flujo magnético en el entrehierro que con imanes superficiales. También se puede llegar a reducir la cantidad de imán presente, que con la subida de precio actual, es un parámetro muy importante a tener en cuenta.

Por contra, presenta varios inconvenientes severos que hacen imposible su aplicación en la puerta del ascensor. El primero de ellos es la necesidad de que el material donde se sitúan los imanes no sea ferromagnético, que en este caso no es posible.

El segundo inconveniente, y más importante, es la presencia de fuerzas en dirección perpendicular al entrehierro en los prismas de material ferromagnético presente entre los imanes. Estas fuerzas pueden provocar que estos prismas se descoloquen e invadan el entrehierro, provocando una avería en el motor. En la imagen 6.9 se puede observar como, en un prototipo construido, se ha dado este problema.

Con un diseño del secundario, en el que la sujeción mecánica de los imanes y los segmentos de material ferromagnéticos sea sólida, no solamente pegados entre si y al yugo, este tipo de motores sería aplicable, pero su fabricación se complicaría, y su coste aumentaría, lo que hace que este motor no sea adecuado para la aplicación, sobre todo pensando en un prototipo semi-industrial.

En el caso de los motores con secundario en Halbach, la situación es parecida a los motores de imanes embebidos. Su distribución de flujo es aún más sinusoidal que en los imanes embebidos, y la altura global de secundario se puede reducir ampliamente al no presentar necesariamente un yugo en el secundario, aunque necesitan algún tipo de sujeción.

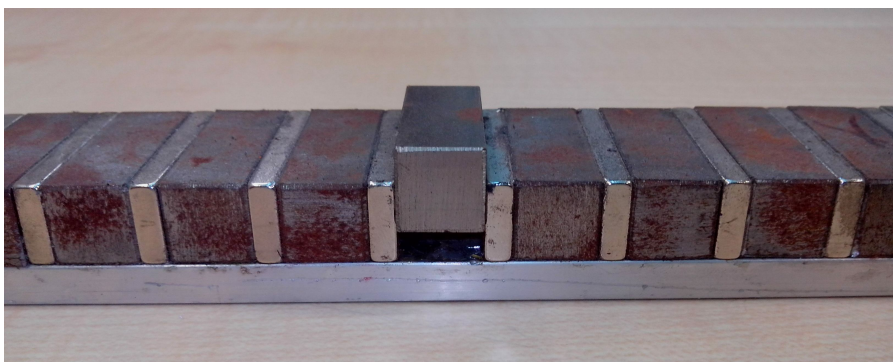


Figura 6.9: Problemas en el secundario con imanes embebidos.

El principal inconveniente que presentan son las fuerzas presentes sobre los imanes con magnetización vertical que provocan su despegue. Estas fuerzas son en dirección perpendicular al entrehierro, y en sentido hacia él, provocando que los imanes salten fácilmente. En la figura 6.10 se puede apreciar este efecto en un prototipo construido de este tipo de secundario.



Figura 6.10: Problemas en el secundario con imanes en Halbach.

El diseño mecánico de una sujeción suficientemente resistente para evitar el movimiento indeseado de los imanes podría hacer muy interesante este tipo de motores, pero este diseño conllevaría un coste elevado que hace que pierda el interés para esta aplicación.

Por todo esto, se ha elegido el motor de imanes superficiales para el desarrollo del motor en miniatura para esta aplicación, por ser el más usual, sencillo y económico.

6.2.4. DISEÑO DE LA CABEZA DE DIENTE

A la hora de bobinar, sobre todo con devanado concentrado, el diseño de unos dientes rectos sin estrechamiento en el extremo de la ranuras es fundamental para facilitar el trabajo. Permite la conformación de las bobinas por separado del motor y en un proceso automatizado, e introducir las bobinas en los dientes de forma sencilla. Pero esto no siempre es posible.

Como se ha comentado al explicar los efectos del paso polar, en el diseño de motores miniaturizados, la dispersión presente en el entrehierro es muy elevada. Para ello, la mejor manera de transformar una parte de ese flujo disperso en flujo útil es la utilización de las cabezas de diente con estrechamiento en los extremos de ranura. En la figura 6.11 se puede ver como varía el factor de dispersión con la presencia o no de un estrechamiento de ranura.

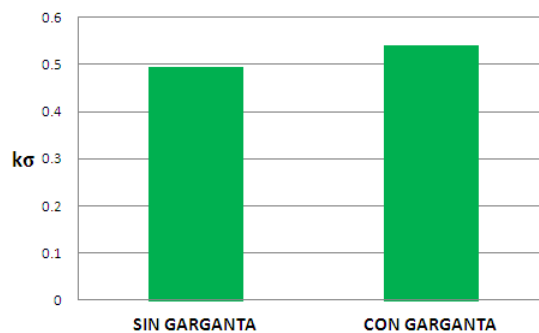


Figura 6.11: Variación del factor de dispersión frente a la apertura de ranura.

Aunque la variación parezca mínima, del orden del 8% su influencia la influencia sobre el comportamiento del motor es elevada. Se consigue aumentar la inducción en el entrehierro (figura 6.12), disminuyendo la corriente necesaria y aumentando el rendimiento del motor.

En estos niveles de miniaturización, una disminución del flujo en el entrehierro de un 8% conlleva una disminución de la tensión inducida en vacío también del 8%, y por tanto, un aumento de la corriente de un 12,5%, al ser inversamente proporcional a la tensión inducida en vacío, y como conse-

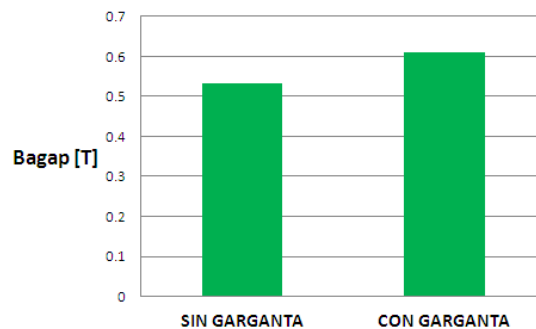


Figura 6.12: Variación de la inducción en el entrehierro frente a la apertura de ranura.

cuencia, las pérdidas en el cobre serán mayores al 26 %, aumentando la temperatura del motor por encima de los límites establecidos por la aplicación. Estos datos se obtienen directamente de las expresiones de la metodología presentada.

Por este motivo, se ha diseñado la ranura del motor con estrechamiento de garganta, con una apertura de $2mm$ y una altura de estrechamiento de $0,4mm$.

6.2.5. ALTURA DEL ENTREHIERRO Y ALTURA DE IMANES

La altura del entrehierro es un parámetro fundamental para el diseño de cualquier motor. Cuanto menor sea el entrehierro, mayor será el nivel de inducción en el entrehierro o menor será la altura de imán necesaria para conseguir un nivel de inducción previsto.

Pero el principal problema es que hay que conseguir que esta altura de entrehierro sea constante. Al ser el primario un material ferromagnético, se produce una atracción hacia los imanes que si no se impide mecánicamente, provocará el choque entre el primario y el secundario y la destrucción del motor. Además se produce un pandeo en el secundario por la acción de esta fuerza que es perjudicial para el motor. En la figura 6.13 se puede ver una simulación de como se deforma el secundario del motor sometido a una fuerza de $400N$, que es el valor de atracción previsto con un entrehierro de $1mm$, resultando en una deformación máxima de $1,42mm$, superior al entrehierro.

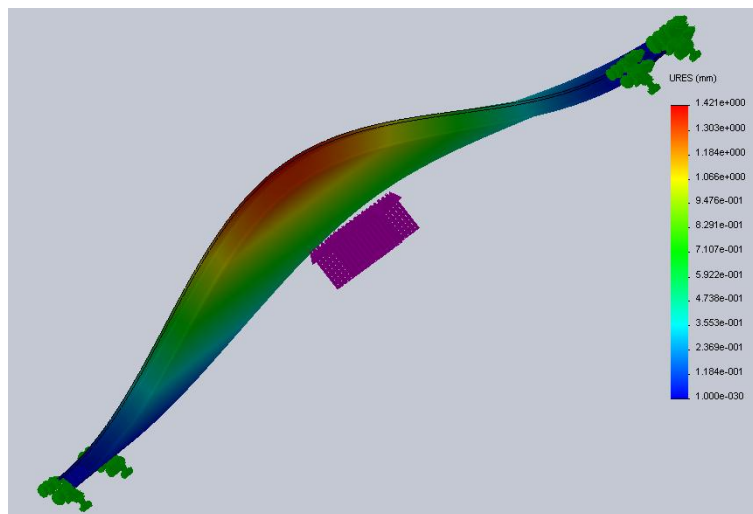


Figura 6.13: Simulación de la deformación del secundario sometido a la fuerza magnética de atracción con el primario.

Para evitar este pandeo y asegurar el entrehierro, se ha diseñado un sistema de sujeción del primario del motor con patas que apoya directamente sobre el secundario del motor, evitando estos dos problemas. Su montaje se ve en el anejo C.

En cuanto a la altura de los imanes, cuanto mayor sea, mayor será el flujo en el entrehierro, subiendo el nivel de inducción en el mismo, y disminuyendo la corriente necesaria para su funcionamiento, aumentando a su vez el rendimiento del motor. Habrá que tener en cuenta que lo interesante es tener la menor altura de imanes para tener un menor volumen de material magnético, que tiene precio elevado.

Pero por las restricciones geométricas impuestas impiden que la altura de los imanes sea mayor a 2mm , por lo que se va a tomar este valor como parámetro de diseño.

6.2.6. ELECCIÓN DE LOS MATERIALES

Es muy importante la elección correcta de los materiales para la construcción del motor. En cuanto a los imanes, lo más común hoy en día es la utilización de imanes de NdFeB, pues entregan el mayor nivel de inducción remanente y tiene un producto B-H mayor. Dados los requisitos de miniatu-

rización impuestos, es necesario que estas dos características sean elevadas para minimizar en la medida de lo posible el tamaño de los imanes.

Los imanes han sido elegidos de grado N38, con una inducción remanente de $1,21T$ y de grado térmico normal, puesto que como se ha explicado con anterioridad, no se espera un incremento de temperatura significativo en los imanes, no siendo necesaria la utilización de imanes especiales.

En cuanto a los materiales ferromagnéticos, el material elegido para el primario ha sido chapa magnética M-400 50A, de $0,5mm$ de espesor.

El material utilizado para el secundario del motor es acero $DX51D + Z275$, que tiene un buen comportamiento magnético. Para el secundario del motor lineal, y de los motores síncronos en general, se puede utilizar bloque de acero en vez de chapa magnética, puesto que las pérdidas en el hierro del secundario son despreciables frente a las pérdidas en el primario. Esto facilita el montaje y reduce los costes.

La utilización de este acero se debe a que la puerta del ascensor presenta una guía de este material, que se puede utilizar para situar sobre ella directamente los imanes del motor. Así, esta pieza se aprovecha como yugo del secundario. Y de esta manera, la restricción geométrica de que el secundario tenga una altura menor a $2mm$ se cumple, siendo toda la altura disponible para los imanes.

Las curvas B-H de estos materiales se ven en la figura 6.14.

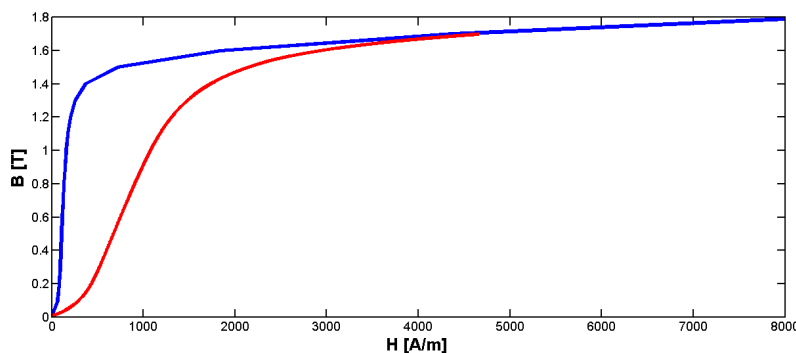


Figura 6.14: Curvas B-H de los materiales elegidos: Azul-M400 50A; Rojo- DX51D+Z275.

6.2.7. ELECCIÓN DE LAS VARIABLES DE DEVANADO

La modificación de las variables del devanado tiene repercusión tanto en las variables geométricas, en las características de funcionamiento o en el comportamiento térmico del motor.

Dos son las variables del devanado que se pueden variar, el número de conductores y su diámetro. En cuanto al número de conductores, disminuyendo su número (sin cambiar el diámetro), la tensión inducida en vacío disminuirá, y la corriente necesaria para conseguir una fuerza determinada aumentará. En términos generales, al subir la corriente, aumentan las pérdidas en el cobre, aumenta la temperatura de funcionamiento y disminuye el rendimiento del motor. En cambio, al disminuir el número de conductores, también se puede dimensionar una ranura de menor altura. En la figura 6.15 se puede ver como varían las pérdidas en el cobre al variar el número de conductores en motores diseñados específicamente para esta comparación, en los que se ha realizado una variación del número de conductores manteniendo las mismas especificaciones de fuerza y velocidad, así como el factor de relleno.

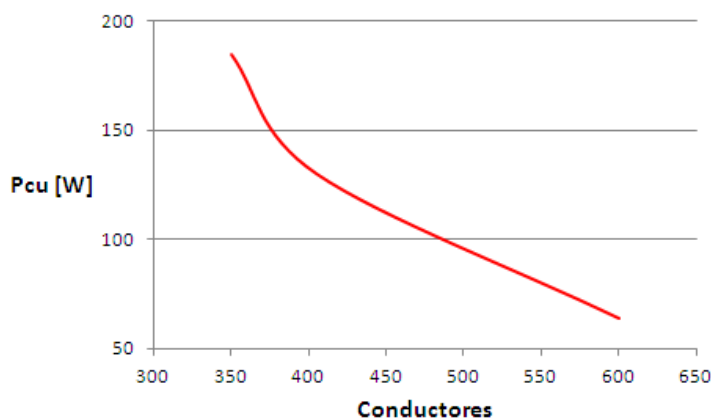


Figura 6.15: Variación de las pérdidas en el cobre con el número de conductores.

En cuanto al diámetro del conductor, un aumento del diámetro conlleva una disminución de la resistencia del devanado, por tanto una disminución de las pérdidas en el cobre, una disminución de la temperatura y, por consiguiente, un aumento del rendimiento. En cambio, para un mismo número de

conductores, aumentar el diámetro conlleva un aumento de la altura de la ranura y de la altura global del motor. En la figura 6.16 se puede ver como varían las pérdidas en el cobre con el diámetro del conductor, en motores diseñados manteniendo las especificaciones y el factor de relleno.

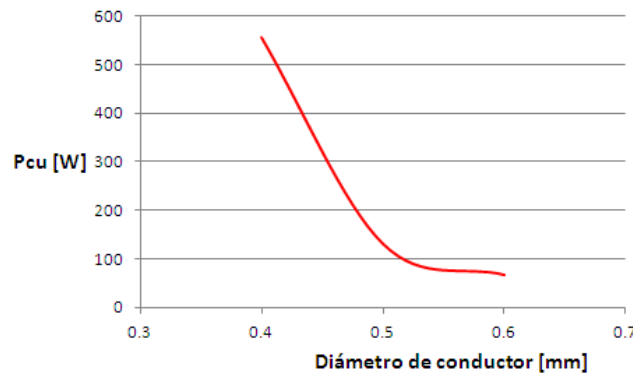


Figura 6.16: Variación de las pérdidas en el cobre con el diámetro del conductor.

En el caso de la aplicación de puerta del ascensor, con las restricciones dimensionales impuestas será necesario llegar a un compromiso entre la altura de la ranura, el número de conductores y su diámetro, puesto que no se va a poder obtener un motor con muchos conductores y pocas pérdidas sin perjudicar a la altura total.

Al final se han considerado 81 conductores de diámetro de $0,4\text{mm}$, resultando una ranura de 13mm de altura y un factor de relleno de $0,4$, que es suficiente para realizar un bobinado sin grandes dificultades, sobre todo teniendo en cuenta que ha sido conveniente un diseño de ranura con estrechamiento para aumentar el flujo útil del motor.

6.3. OPTIMIZACIÓN DE LAS RANURAS Y LOS DIENTES DE LOS EXTREMOS

Una vez dimensionado el motor, es necesario realizar un estudio por elementos finitos para minimizar el cogging del motor. Como se ha explicado anteriormente, la elección del número de ranuras junto al número de pares de polos adecuada elimina por completo la fuerza de cogging debida a la

ranura, por lo que el cogging resultante solamente se deberá a la presencia de los extremos del primario del motor.

En un estudio preliminar con la geometría tal cual se obtiene del proceso de cálculo, se ve como la variación de la fuerza tiene una oscilación de $\pm 15N$ sobre un valor nominal de $110N$. Se ve en la figura 6.17, donde se representan la amplitud y sus armónicos de la fuerza del motor en una simulación en carga a corriente nominal constante. El rizado se aprecia con detalle en el espectro de armónicos de la fuerza, donde el segundo armónico tienen una amplitud de $15N$ aproximadamente. Este es el armónico a reducir.

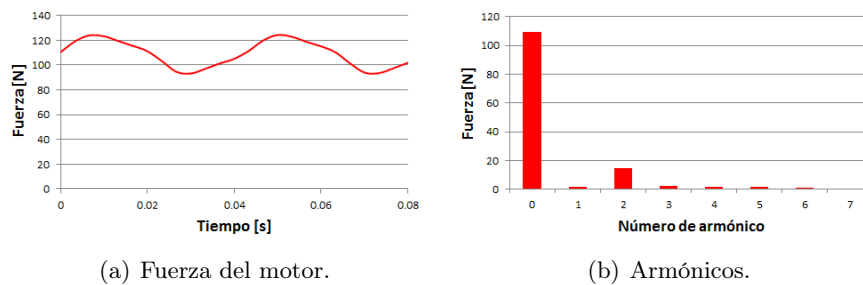


Figura 6.17: Amplitud de la fuerza proporcionada por el motor tal cual se ha obtenido del proceso de diseño.

El estudio se va a realizar variando tres parámetros:

- λ_1 Acortamiento de la anchura del diente final
- λ_2 Acortamiento de la altura del diente final.
- λ_3 Acortamiento de la anchura de la ranura final.

En la figura 6.18 se muestran la representación esquemática de estas variables. Se representa un solo lado del motor, pero las modificaciones se realizan simultáneamente en ambos extremos del motor. También se elimina el estrechamiento de ranuras para el último diente del motor.

La anchura de la ranura se varía teniendo en cuenta que la ranura tiene que tener suficiente espacio para albergar una bobina. Su efecto sobre el resultado final se obtiene combinando con la anchura del diente final, por la influencia sobre la longitud total del motor.

En una primera simulación, se mantiene fijo λ_3 con un valor de $2mm$ de acortamiento de ranuras, y se varía λ_1 entre $0mm$ y $2mm$ de acortamiento

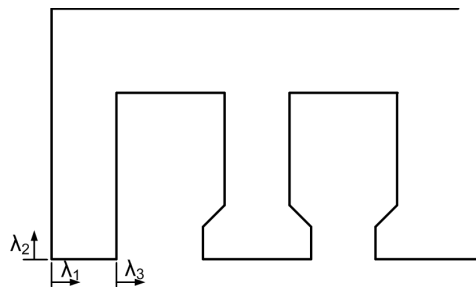


Figura 6.18: *Parámetros para el estudio de la reducción del cogging.*

para obtener valores de fuerza en la simulación de carga. En la figura 6.19 se ven los resultados de este estudio. Se aprecia como el rizado de fuerza es menor en torno a 1,5mm de acortamiento del diente.

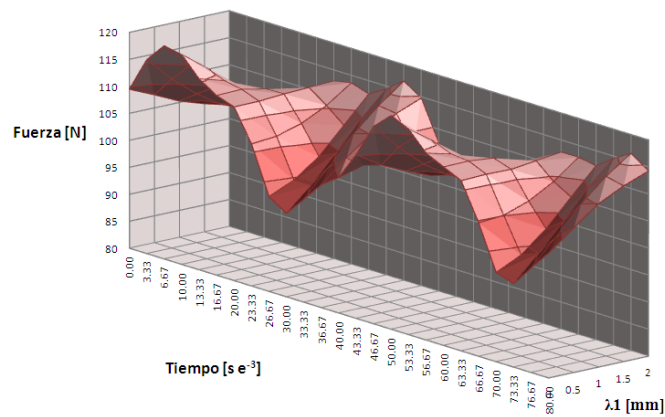


Figura 6.19: *Resultados de fuerza con la variación de la anchura del diente final, λ_1 .*

Con más detalle, en la figura 6.20 se observa la amplitud de la fuerza para el valor concreto de acortamiento de 1,5mm. En el espectro de armónicos se observa como la variación de la fuerza en el segundo armónico a disminuido a 3N, mientras que el armónico 0, correspondiente al valor continuo de fuerza, a penas sufre una variación de 1N.

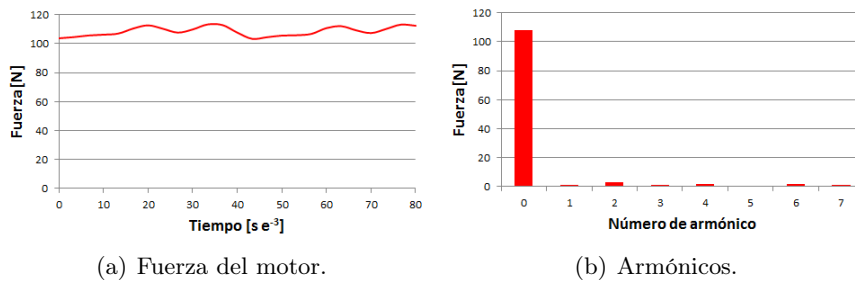


Figura 6.20: Fuerza proporcionada con λ_1 de valor 1,5mm.

Una vez llegado a este valor, el siguiente paso es afinar cuál es el valor preciso del acortamiento de la anchura de diente. Para ello, en vez de realizar un estudio transitorio del motor en funcionamiento, se va a realizar una simulación en magnetostático con el fin de ver directamente la fuerza de atracción en la dirección del movimiento entre el primario y el secundario. En la figura 6.21 se muestra la variación de la fuerza de cogging con con el valor de λ_1 décima a décima de milímetro. Se aprecia como el valor de $\lambda_1 = 1,2mm$ de acortamiento es el punto donde se da menor amplitud.

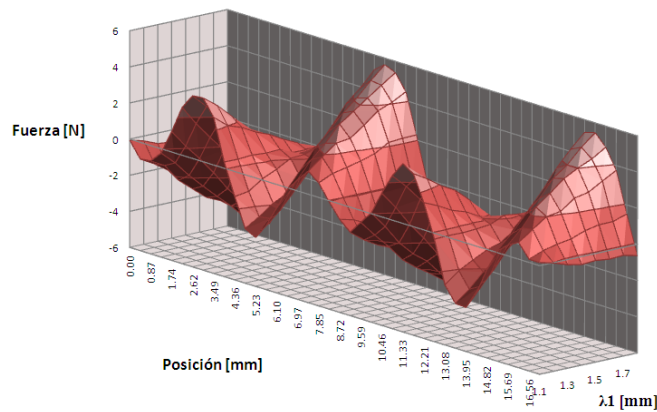


Figura 6.21: Resultados de fuerza con la variación de λ_1 con una resolución pequeña.

Para este valor concreto de $\lambda_1 = 1,2mm$, se muestran tanto la amplitud como su espectro de armónicos en la figura 6.22.

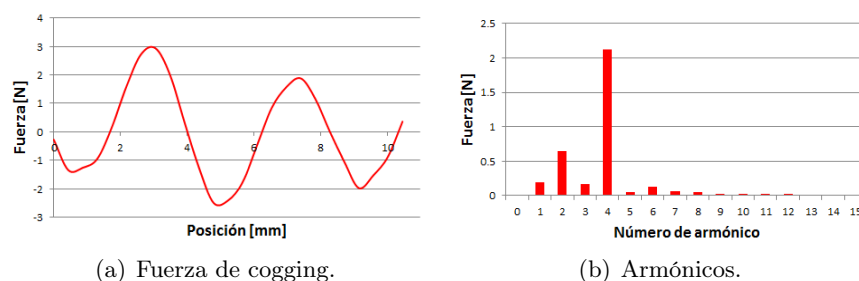


Figura 6.22: Fuerza de cogging con λ_1 de valor 1,2mm.

En este caso, el armónico de mayor amplitud es el cuarto. Dado que en la simulación se han recorrido dos polos, el hecho de que sea de frecuencia cuatro es coherente con el doble de frecuencia del movimiento. Ésto se debe a que la longitud total del motor es muy próxima a un número impar de medios pasos polares, situación que se ha comprobado crea un cogging de menor amplitud en su armónico primero (es esta simulación sería el armónico 2, correspondiente a un par de polos), pero mayor en el segundo armónico (el cuarto), es decir del doble de frecuencia que el movimiento. Si el primario fuese de una longitud aproximada de un múltiplo del paso polar, el armónico dominante sería el primero, y el segundo tendría un valor menor. Esta segunda situación genera rizados de mayor amplitud, motivo por el cual no se ha buscado.

Una vez seleccionado un valor de $\lambda_1 = 1,2mm$ y $\lambda_3 = 2mm$ como parámetros de diseño, el siguiente paso es la modificación de la altura del último diente para reducir la fuerza de cogging. En la siguiente simulación magnetostática se varía el parámetro λ_2 entre $0mm$ y $2mm$ para ver su influencia en el rizado del cogging. En la figura 6.23 se puede ver el rizado con el acortamiento de la altura del diente. Se observa como con un valor de $\lambda_2 = 1mm$ el valor del rizado en la fuerza es mínimo.

Viendo en detalle la fuerza obtenida en la simulación, se ve en la figura 6.24 como la amplitud de la fuerza de cogging disminuye. Su espectro demuestra que aunque el armónico de orden 2 ha crecido un poco respecto al ensayo anterior, el de orden cuatro prácticamente se ha reducido por completo.

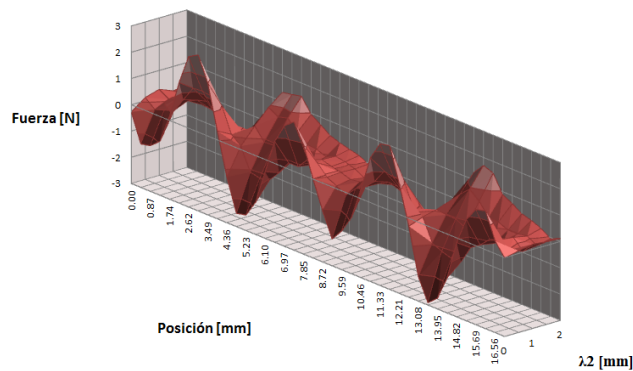


Figura 6.23: Resultados de fuerza de cogging con la variación de λ_2 .

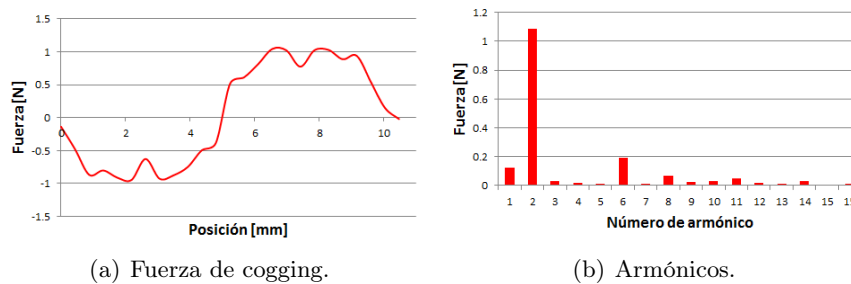


Figura 6.24: Fuerza de cogging con λ_1 de valor 1,2mm, λ_2 de valor 1mm y λ_3 de valor 2mm.

Finalmente, en la figura 6.25 se muestra el efecto de la reducción de cogging sobre la fuerza, en una simulación en carga con la corriente nominal. En la figura se ve como el rizado de fuerza ha disminuido de 15N a apenas 2N, siendo un valor aceptable para un motor de 110N de fuerza nominal. El valor del armónico 0 es de 108,47N, muy próximo a los 110N previstos.

La geometría final de la ranura se muestra en la figura 6.26, donde se observa el resultado de las reducciones de los espesores de la última ranura y del último diente y de su altura.

Cabe destacar que otra manera de reducir la fuerza de cogging del motor es inclinando los imanes o las ranuras, pero con esta optimización basada en

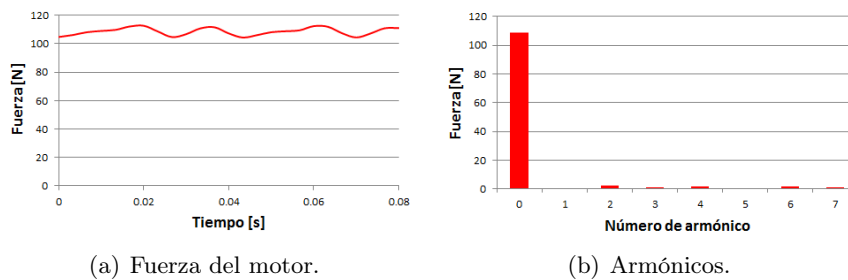


Figura 6.25: Fuerza del motor con el diseño final de ranura.

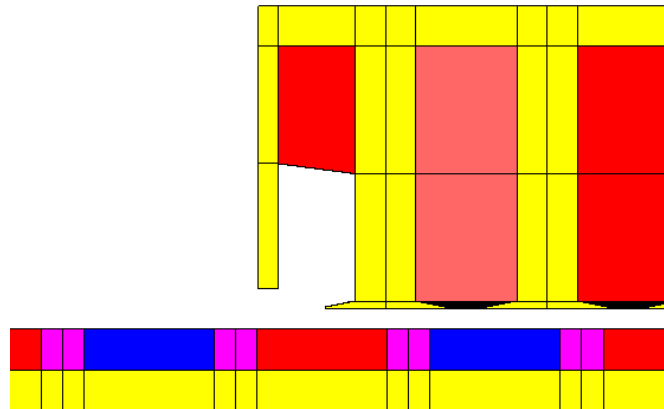


Figura 6.26: Ranura resultante del proceso de reducción de cogging.

elementos finitos, se consiguen buenos resultados sin la necesidad de reducir el flujo útil, que es lo que pasaría con una inclinación de los imanes.

6.4. PROTOTIPO RESULTANTE DEL PROCESO DE DISEÑO

Una vez realizado el proceso de diseño, se presentan los resultados obtenidos del prototipo diseñado para su aplicación en las puertas del ascensor. Los datos se muestran en las siguientes tablas, separándolos por partes: las dimensiones del primario se ven en la tabla 6.2, las del secundario en la

tabla 6.3, las características del devanado en la tabla 6.4 y los parámetros de funcionamiento en las condiciones de trabajo de la puerta, en la tabla 6.5.

Tabla 6.2: *Tabla de las características dimensionales del primario del motor.*

| Magnitud | Variable | Valor | Unidades |
|---|----------------|----------|----------|
| Parámetros generales | | | |
| Material | C_{Fe} | M400 50A | - |
| Longitud total | $L_{tot,real}$ | 124,6 | mm |
| Altura del primario | - | 15 | mm |
| Anchura del primario | w_{Fe} | 35 | mm |
| Número de pares de polos | p | 7 | - |
| Número de dientes | Q_s | 15 | - |
| Parámetros de los dientes y las ranuras centrales | | | |
| Altura total de ranura | - | 13 | mm |
| Altura de ranura útil | $h_{pri,3}$ | 12,6 | mm |
| Altura de la cuña | $h_{pri,1}$ | 0,3 | mm |
| Altura del estrechamiento | $h_{pri,0}$ | 0,1 | mm |
| Anchura de la ranura útil | $L_{pri,1}$ | 5 | mm |
| Anchura del estrechamiento | $L_{pri,0}$ | 2 | mm |
| Anchura del diente | L_{th} | 3 | mm |
| Paso de ranura | τ_{slot} | 8 | mm |
| Parámetros de los dientes y las ranuras laterales | | | |
| Anchura de la ranura lateral | - | 3,8 | mm |
| Anchura del diente lateral | - | 2 | mm |
| Longitud del diente lateral | - | 12 | mm |
| Parámetro del yugo del primario | | | |
| Altura del yugo del primario | $h_{y,pri}$ | 2 | mm |

Una imagen del motor diseñado se puede ver en la figura 6.27.

Tabla 6.3: Tabla de las características dimensionales del secundario del motor.

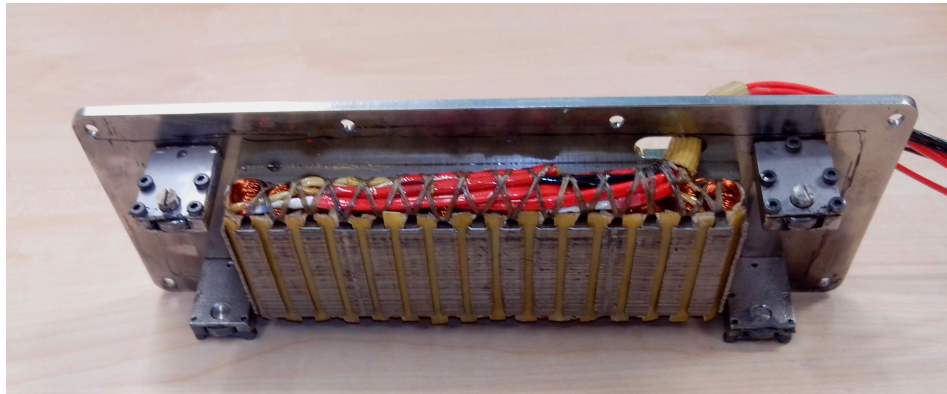
| Magnitud | Variable | Valor | Unidades |
|------------------------------------|-----------------|----------------|----------|
| Parámetros generales | | | |
| Entrehierro | h_{agap} | 1 | mm |
| Paso polar | τ_p | 8,5 | mm |
| Tipo de secundario | - | Superficiales | - |
| Anchura del secundario | w_{Fe} | 35 | mm |
| Paso relativo del imán | α_{PM} | 75 % | - |
| Parámetros de los imanes | | | |
| Material de los imanes | - | N38 | - |
| Inducción remanente | B_r | 1,2 | T |
| Coercitividad | H_c | 909456,8 | A/m |
| Anchura del imán | w_{Fe} | 35 | mm |
| Longitud del imán | L_{PM} | 6,5 | mm |
| Altura del imán | h_{PM} | 2 | mm |
| Coefficiente de dispersión | $k_{\sigma,PM}$ | 54 % | - |
| Parámetros del yugo del secundario | | | |
| Material del yugo | $C_{FE,sec}$ | $DX51D + Z275$ | - |
| Altura del yugo | $h_{y,sec}$ | 2 | mm |
| Longitud total | - | 1200 | mm |

Tabla 6.4: Tabla de las características del devanado.

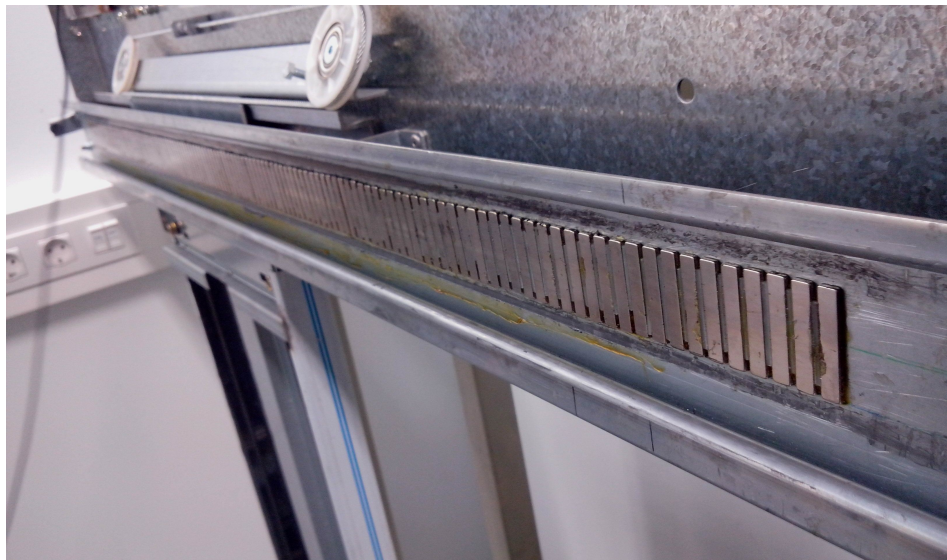
| Magnitud | Variable | Valor | Unidades |
|------------------------|---------------|-------------|----------|
| Tipo de devanado | - | Concentrado | - |
| Conductores por ranura | Z_{slot} | 162 | - |
| Diámetro del conductor | D_{Cu} | 0,4 | mm |
| Factor de relleno | k_r | 0,4 | - |
| Capas de devanado | $n_{l,w,pri}$ | 2 | - |
| Conductores por fase | Z_{ph} | 810 | - |

Tabla 6.5: *Tabla de las características funcionales del motor.*

| Magnitud | Variable | Valor | Unidades |
|---------------------------------------|------------------|--------|-------------|
| Parámetros generales | | | |
| Fuerza nominal | F_{out} | 38 | N |
| Velocidad nominal | v_n | 0,1054 | m/s |
| Frecuencia nominal | f_1 | 6,14 | Hz |
| Flujos e inducciones | | | |
| Flujo en el entrehierro | ϕ_{agap} | 0,15 | mWb |
| Inducción en el entrehierro | B_{agap} | 0,6 | T |
| Inducción en el diente | B_{th} | 1,5 | T |
| Inducción en el yugo del primario | $B_{y,pri}$ | 1,17 | T |
| Inducción en el yugo del secundario | $B_{y,sec}$ | 1,17 | T |
| Características eléctricas | | | |
| Resistencia en caliente | $R_{ph,hot}$ | 5,45 | Ω |
| Reactancia de dispersión | $X_{\sigma,tot}$ | 0,35 | Ω |
| Reactancia síncrona eje directo | $X_{a,d}$ | 0,42 | Ω |
| Reactancia síncrona eje de cuadratura | $X_{a,q}$ | 0,419 | Ω |
| Tensión inducida en vacío | $E_{ph,PM,pri}$ | 1,6 | V |
| Corriente por fase | I_1 | 0,83 | A |
| Rendimiento | η | 26 % | - |
| Factor de potencia | $\cos(\phi)$ | 0,99 | - |
| Densidad de corriente | J_w | 6,6 | A/mm^2 |
| Carga lineal específica | A | 8414 | Av/m |
| Pérdidas en el cobre | P_{Cu} | 11,29 | W |
| Pérdidas en el hierro | $P_{Fe,tot}$ | 0,031 | W |
| Temperatura de funcionamiento | $T_{w,max}$ | 52 | $^{\circ}C$ |



(a) Primario del motor diseñado.



(b) Secundario del motor diseñado.

Figura 6.27: Prototipo de motor diseñado para su aplicación en la puerta del ascensor.

6.5. CONCLUSIONES

A la hora de diseñar el motor, hay que tomar en una serie de decisiones que llevan a un diseño correcto del mismo. Para llevar a cabo un diseño correcto del motor es necesario seguir unas pautas y conocer la influencia de los parámetros en el diseño final.

El punto de partida es la definición de las especificaciones del motor. Este aspecto es muy dependiente de los ciclos de funcionamiento de la aplicación tal y como se ha mostrado en este capítulo. Por otro lado, hay que tener en cuenta las diferentes restricciones que se pueden presentar en la aplicación, pues son éstas las que dificultan el proceso de diseño. En el caso de la puerta del ascensor, las restricciones dimensionales y térmicas son suficientemente restrictivas como para condicionar el diseño de manera clara.

A lo largo del capítulo se ha explicado cómo afectan las variables fundamentales al diseño de los motores. La primera variable relevante es la longitud del paso polar, que es la variable que más influye en el resto de parámetros. Cuanto mayor sea, más altura tendrá el motor, lo que va en contra de los requisitos establecidos por la aplicación. Por esta razón, se ha diseñado el motor con un paso polar pequeño, con el consecuente elevado número de pares de polos.

También se han analizado otras variables relevantes, como el número de ranuras, el flujo disperso o la apertura de ranura. Al final, el objetivo es maximizar el flujo, puesto que al ser un motor miniaturizado, el flujo magnético tiende a dispersarse.

Conocer las relaciones expuestas facilita el proceso de diseño de los motores de pequeño tamaño, y lleva a realizar un diseño de motor adecuado para la aplicación.

El último aspecto del estudio ha sido la variación de la geometría de la última ranura del motor para realizar una reducción del cogging. Los resultados obtenidos con elementos finitos llevan a una reducción casi completa con la variación solamente de tres parámetros. Este es un estudio muy importante y muy sencillo de realizar que lleva a un comportamiento dinámico del motor óptimo sin la necesidad de realizar una inclinación de imanes, que complica la construcción del secundario y provoca una pérdida de flujo útil.

CAPÍTULO 7

Resultados Experimentales del Prototipo Diseñado

A lo largo de la tesis se ha presentado un método de diseño de motores lineales síncronos que permite, analíticamente, realizar el diseño de motores de una manera rápida y eficaz. Siguiendo este proceso, en el capítulo anterior se ha diseñado de un motor lineal síncrono con secundario de imanes superficiales y devanado concentrado de reducidas dimensiones para su aplicación en las puertas automáticas de un ascensor.

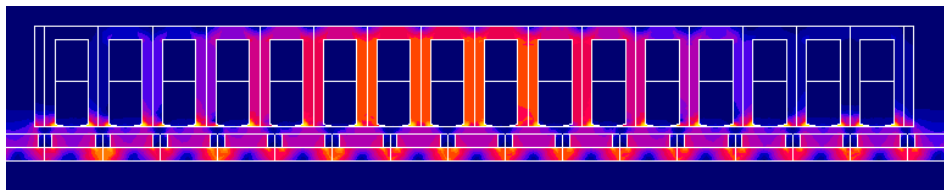
En este capítulo, primero se realiza la validación del motor con elementos finitos y después se presentan los resultados obtenidos en los ensayos.

7.1. VALIDACIÓN MEDIANTE ELEMENTOS FINITOS ELECTROMAGNÉTICOS

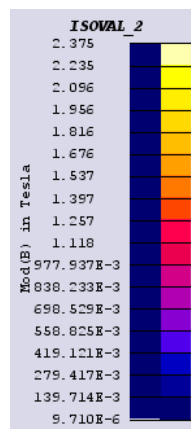
Para la validación del motor mediante elementos finitos electromagnéticos, se han realizado simulaciones con el programa Flux. Se realizan simulaciones para validar las inducciones y flujos, la tensión inducida en vacío y el comportamiento del motor en carga.

7.1.1. VALIDACIÓN DE LAS INDUCCIONES EN EL MOTOR

En un proceso similar al llevado a cabo en el capítulo 3, se realiza una validación de las inducciones y los flujos por polo. Para ello se realiza una simulación magnetostática en la que se pueden ver los niveles de inducción en las diferentes partes del motor. En la figura 7.1 se puede ver el mapa de inducciones global. Tal y como se ha explicado anteriormente, hay dientes que presentan una cantidad de flujo elevada, mientras que otros casi no están utilizados.



(a) Inducciones en el prototipo.



(b) Escala.

Figura 7.1: Inducciones globales en el prototipo.

En la tabla 7.1 se muestran las inducciones en cada parte del motor y los errores cometidos con el valor calculado en el proceso de diseño.

En cuanto al flujo por polo, en la tabla 7.2 se pueden ver los valores calculados, los obtenidos en la simulación y el error cometido.

7.1.2. VALIDACIÓN DE LA TENSIÓN INDUCIDA EN VACÍO

La tensión inducida en vacío se puede comprobar con una simulación transitoria en la que se representa el bobinado del motor con un circuito eléctrico en el que sus terminales se encuentran en circuito abierto. De esta manera se obtiene la tensión generada en el motor al arrastrarle a la velocidad nominal de diseño, que es de $0,2m/s$.

En la figura 7.2 se observa la tensión inducida en vacío obtenida en la simulación. Su valor RMS es de $2,75V$. En la tabla 7.3 se ve la comparación de resultados.

Tabla 7.1: Inducciones en el prototipo obtenidas en la simulación.

| INDUCCIÓN MÁXIMA EN EL ENTREHIERRO | | |
|--|-------|---------|
| Cálculo | FLUX | Error |
| 0,6T | 0,64 | 6,25 % |
| INDUCCIÓN MÁXIMA EN EL DIENTE | | |
| 1,5T | 1,39T | -7,9 % |
| INDUCCIÓN MÁXIMA EN EL YUGO DEL PRIMARIO | | |
| 1,17T | 1,05T | -11,4 % |
| INDUCCIÓN MÁXIMA EN EL YUGO DEL SECUNDARIO | | |
| 1,17T | 1,31T | 10,6 % |

Tabla 7.2: Flujo en el entrehierro en el prototipo.

| FLUJO EN EL ENTREHIERRO | | |
|-------------------------|----------|---------|
| Cálculo | FLUX | Error |
| 0,157mWb | 0,155mWb | -1,29 % |

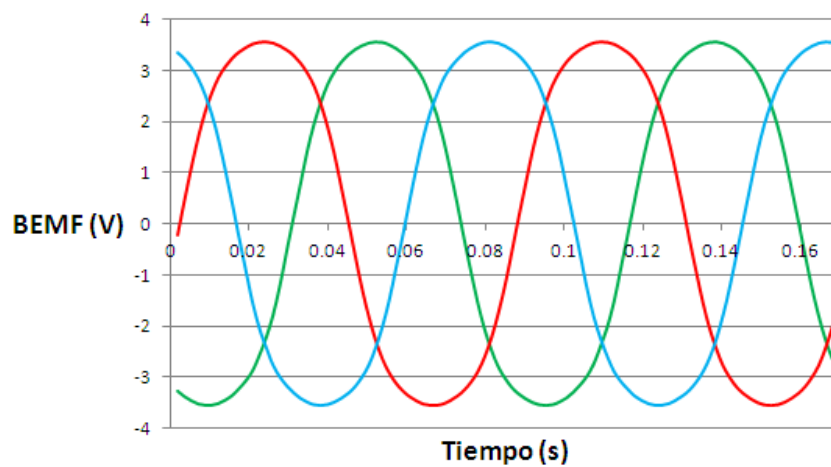
**Figura 7.2:** Tensión inducida en vacío a 0,2m/s obtenida en la simulación.

Tabla 7.3: Comparación de la tensión inducida en vacío.

| Tensión inducida en vacío | | |
|---------------------------|-------|--------|
| Cálculo | FLUX | Error |
| 3,04V | 2,78V | 9,35 % |

7.1.3. VALIDACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR EN CARGA

Finalmente, el último tipo de ensayo que se realiza es el del motor funcionando en carga. En ella, se introduce la corriente prevista obtenida del cálculo, y se obtiene la fuerza proporcionada del motor.

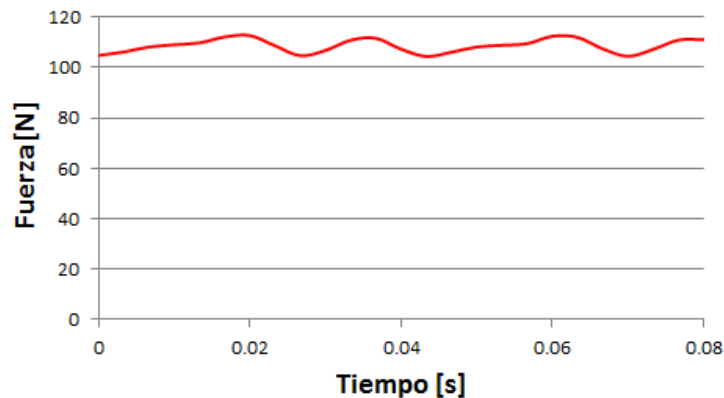


Figura 7.3: Fuerza proporcionada por el prototipo en condiciones nominales.

En la figura 7.3 se ve el resultado de la fuerza obtenida por el motor. El rizado que se obtiene es pequeño, como consecuencia de la optimización de la última ranura que se ha llevado a cabo en el diseño.

En la figura 7.4 se ven los armónicos de la fuerza de la figura 7.3. La amplitud del armónico 0, el correspondiente a la fuerza en continua, tiene un valor de 108,47N, 1,53N menor que la fuerza prevista en el cálculo, que era de 110N de valor.

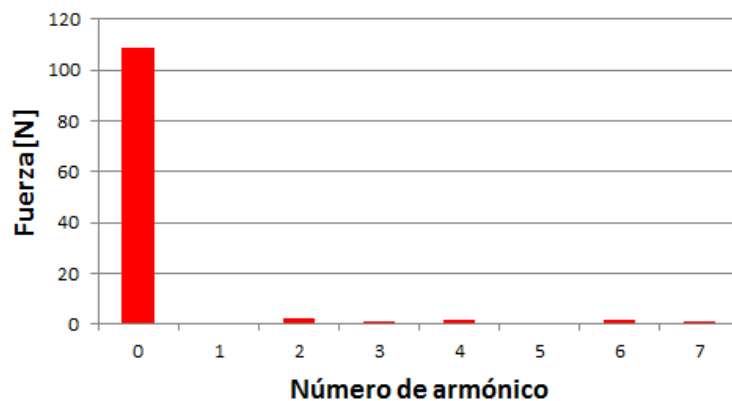


Figura 7.4: Armónicos de la fuerza proporcionada por el prototipo.

7.2. ENSAYOS REALIZADOS CON EL PROTOTIPO

Con el prototipo presentado se han realizado ensayos para validar el diseño realizado y su idoneidad en la aplicación. En el apartado siguientes se muestran los resultados obtenidos en los ensayos, y posteriormente se comprueban con los datos calculados con el código analítico.

7.2.1. RESULTADOS DE LOS ENSAYOS

El motor ha sido sometido a un ciclo de velocidad como el que se ve en la figura 7.5.

En él se muestra en rojo la velocidad de referencia, y en azul, la velocidad medida con el encoder. En la zona correspondiente a la puerta completamente abierta, hay un error de velocidad llamativo. Este error es debido a la presencia del muelle de seguridad que intenta cerrar la puerta, provocando un desplazamiento y por consiguiente, un error y una corriente continua que mantiene la puerta abierta. El tiempo de reposo con la puerta abierta y cerrada es de 5 segundos.

El ciclo es más sencillo que el presentado en el capítulo 6. Aquel ciclo proviene de las especificaciones del motor rotativo en una puerta completa, mientras que éste es utilizable solamente en este prototipo (que es de la mitad de altura), pues al estar el motor integrado en la puerta, no se puede generar el movimiento del patín. Por ello, al abrir la puerta se produce

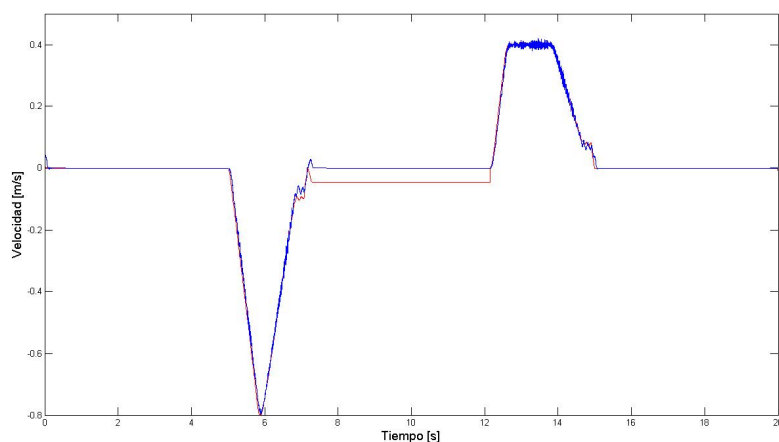


Figura 7.5: Ciclo de velocidad del motor. Rojo: Velocidad de referencia; Azul: Velocidad medida.

directamente la aceleración máxima y al final del cierre, la velocidad de aproximación se aplica durante un tiempo menor.

Las medidas de tensión tomadas en el ensayo se pueden ver en la figura 7.6. Se muestran los datos filtrados para eliminar en la medida de lo posible los pulsos del inversor y ver así una gráfica con las ondas de forma sinusoidal. El valor del bus de corriente continua elegido para los ensayos ha sido de $150V$. Como se ve en la gráfica, los picos de tensión son de $50V$, por lo que no hay problema de sobrepasar el límite. El valor RMS de las tensiones es $7,25V$.

Se observan también unos picos de frecuencia $0,5Hz$ en las ondas de tensión. Estos picos son introducidos por el inversor de manera inesperada y no se han podido eliminar. En cualquier caso, prácticamente no afectan a los resultados globales.

En la figura 7.7 se muestran las medidas de corriente realizadas durante el ciclo. Del mismo modo que las de tensión, han sido filtradas para apreciar mejor los resultados. Se observa con detalle el efecto del muelle, puesto que cuando la puerta se encuentra abierta, introduce una corriente continua en las fases que la mantiene estática.

Cuando la puerta está cerrada, la corriente es nula, como cabría esperar. Los picos de corriente tienen un valor de $4A$ durante la fase de apertura de

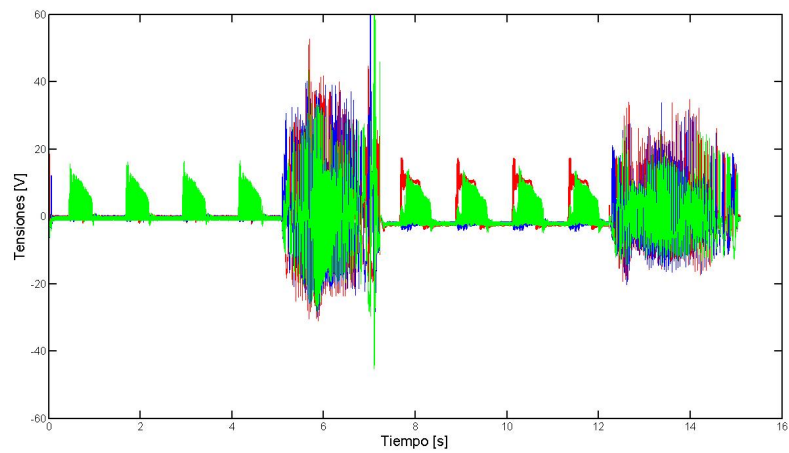


Figura 7.6: *Medidas de tensión durante un ciclo tomadas en el ensayo en las tres fases del motor.*

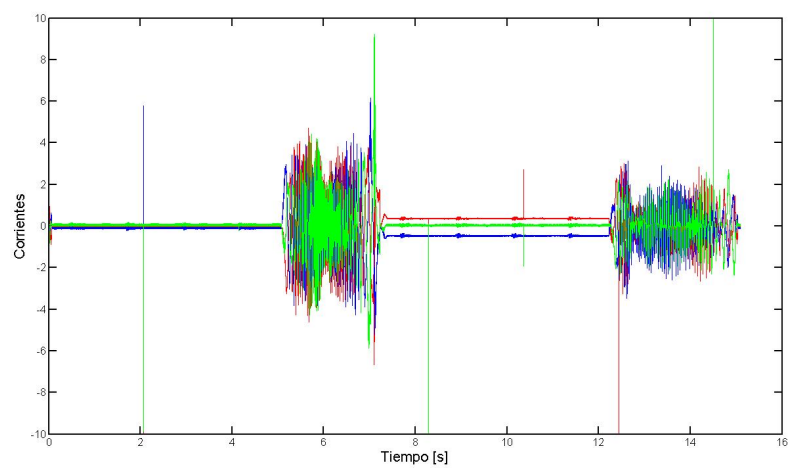


Figura 7.7: *Medidas de corriente durante un ciclo tomadas en el ensayo en las tres fases del motor.*

la puerta, y de en torno a $2A$ durante el cerrado. Es menor por la ayuda del muelle, que realiza una fuerza en la dirección de cerrado. El valor RMS obtenido en el ensayo es de $0,85A$.

También se aprecian los pulsos de frecuencia $0,5Hz$, pero el efecto sobre la corriente es mucho menor que en la tensión.

En la figura 7.8 se muestra la potencia eléctrica consumida por el motor durante el ensayo. Esta potencia tiene un valor máximo de alrededor de $300W$ durante la apertura, sin considerar los picos debidos al ruido. Su valor medio es de $14,41W$.

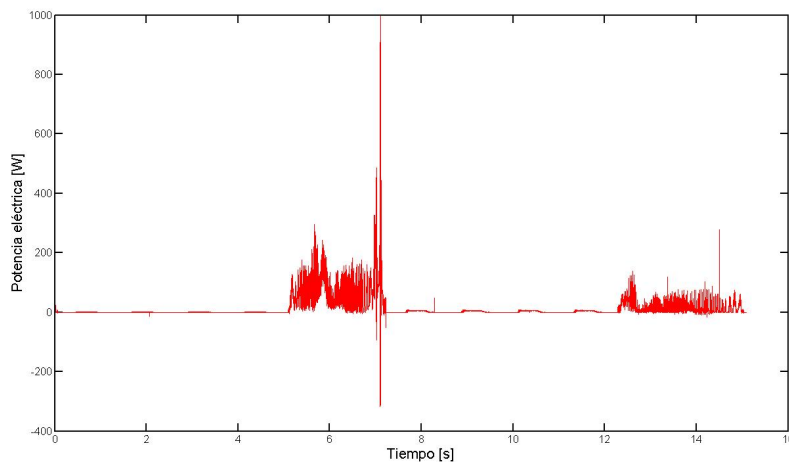


Figura 7.8: Medidas de potencia durante un ciclo tomadas en el ensayo.

Se han calculado las pérdidas en el cobre para obtener la potencia real del motor. El valor de estas pérdidas, que se puede considerar que son todas las pérdidas del motor, se observa en la figura 7.9. El valor máximo de estas pérdidas es de $282W$, y el valor medio es de $11,47W$.

Finalmente, se calcula la potencia mecánica entregada por el motor durante un ciclo de funcionamiento. Se puede ver en la figura 7.10. El valor medio de esta potencia es $2,959W$.

Durante la realización de los ensayos, se ha tomado medidas de temperatura en las cabezas de bobina de las tres fases. En la figura 7.11 se muestran las mediciones del calentamiento del motor hasta llegar a régimen estacionario.

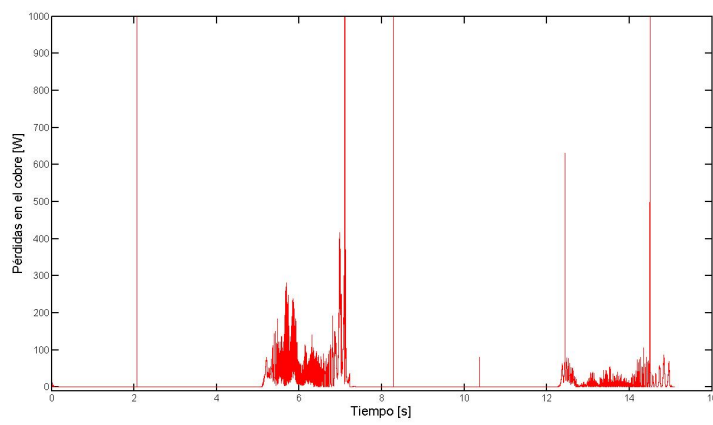


Figura 7.9: Pérdidas en el cobre durante el ensayo.

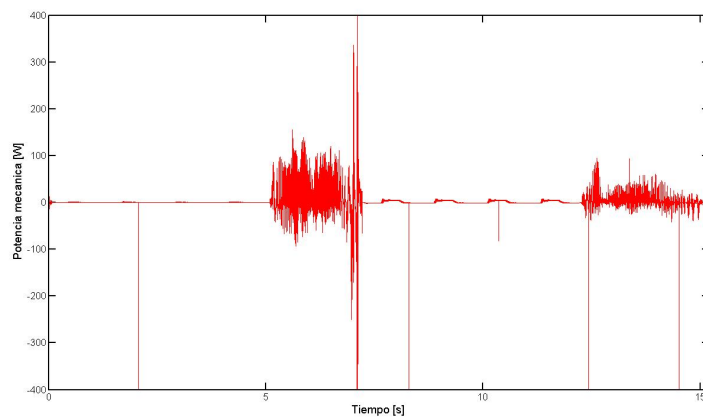


Figura 7.10: Potencia mecánica entregada por el motor durante el ensayo.

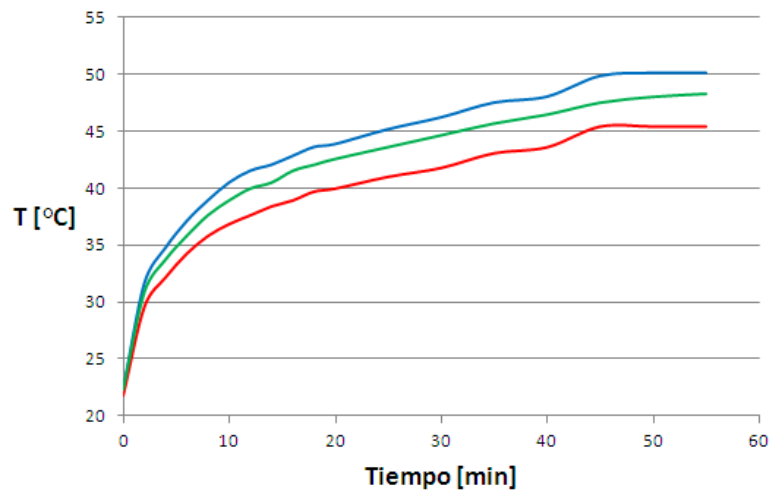


Figura 7.11: Medidas del ensayo de calentamiento durante el ensayo.

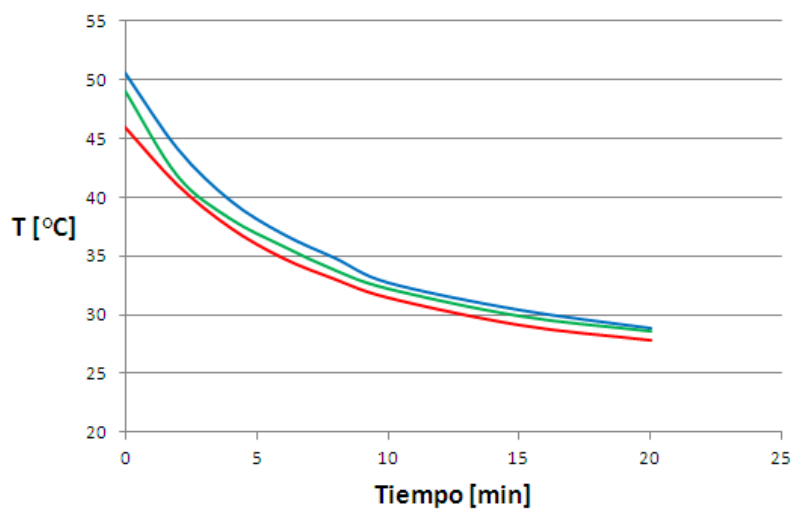


Figura 7.12: Medidas de temperatura tomadas durante el enfriamiento del motor.

La temperatura máxima obtenida en el ensayo es de 50°C , inferior a la cota superior impuesta en las restricciones iniciales.

En la figura 7.12 se muestra el enfriamiento del motor una vez terminado el ensayo. Al ser un motor de muy poca masa, la inercia térmica es muy pequeña, y el enfriamiento es muy rápido, enfriándose de 50°C a 40°C en apenas 4 minutos. En caso de avería, esperando muy poco tiempo se podría manipular sin peligro alguno.

En la tabla 7.4 se muestran los resultados finales de este ensayo.

Tabla 7.4: Resultados globales del ensayo.

| RESULTADOS DE LOS ENSAYOS | | |
|---------------------------|--------------|-------------|
| Variable | Valor Máximo | Valor RMS |
| V_1 | 50V | 8,11V |
| V_2 | 40V | 6,92V |
| V_3 | 34V | 6,72V |
| I_1 | 4A | 0,85A |
| I_2 | 4A | 0,88A |
| I_3 | 4A | 0,83A |
| Variable | Valor Máximo | Valor medio |
| v | 0,8m/s | 0,1054m/sV |
| F_{media} | 38N | |
| P_{elec} | 300W | 14,41W |
| P_{Cu} | 282W | 11,45W |
| P_{mec} | 150W | 2,959W |
| T | 50°C | |
| η | 20,54% | |

7.2.2. COMPARACIÓN CON EL ESTUDIO ANALÍTICO EN CONDICIONES TEÓRICAS

Del motor analíticamente calculado para el ciclo del ensayo (es decir, de media puerta), se esperan unos resultados parecidos a los obtenidos experimentalmente. Sin embargo, tal y como se puede observar en la tabla 7.5, estos resultados difieren de manera importante.

Estas diferencias tienen su explicación lógica. A continuación se detallan las consecuencias de las diferencias obtenidas en el ensayo.

Tabla 7.5: Resultados previstos en el ensayo.

| RESULTADOS PREVISTOS | |
|----------------------|------------|
| Variable | Valor |
| V | 4,62V |
| I | 0,5994A |
| F | 25,97V |
| v | 0,1054m/sV |
| P_{Cu} | 5,12W |
| T | 42,83°C |
| η | 34,68 % |

En primer lugar, se aprecia un rizado significativo en la potencia mecánica obtenida en el ensayo, llegando incluso a dar valores negativos en algunos puntos. Estos picos son debidos al cogging del motor, que aunque no es un cogging significativo por la optimización realizada durante el diseño, su efecto se ve incrementado con las inercias las puertas, que actúan como amplificadores de las vibraciones.

También se observa como la fuerza y las corrientes son mayores a lo previsto. Esto es debido a las condiciones particulares del montaje de la bancada. Las especificaciones originales están tomadas de ensayos realizados a una puerta accionada con un motor rotativo. Al añadir el motor lineal a la puerta, con los cuatro soportes y sus rodamientos para asegurar el entrehierro, se ha producido un incremento significativo de la resistencia al avance por la atracción magnética que se ejerce sobre el primario.

Este incremento de la resistencia al avance, hace necesaria una corriente mayor en los devanados, y por consiguiente, se produce un aumento significativo de las pérdidas en el cobre, que pasan de 5,12W a 11,5W.

Este aumento de las pérdidas en el cobre, que pasan a ser más del doble, deberían representar un aumento significativo de la temperatura del motor, pero como se ha comprobado en los ensayos, no es así, pues la temperatura máxima alcanzada ha sido de 50°C. Esto es debido a que el motor se ha montado en la puerta con una placa metálica, como está mostrado en el anejo C, favoreciendo a la refrigeración del motor. La convección en la superficie superior del yugo del primario aumenta 2,2 veces sobre la convección original.

7.2.3. COMPARACIÓN CON EL ESTUDIO ANALÍTICO EN CONDICIONES REALES

Teniendo en cuenta las condiciones especiales de la bancada expuestas en el apartado anterior, se han introducido en el código analítico las modificaciones en la convección necesarias para obtener unos resultados correctos.

En la tabla 7.6 se muestran los resultados globales obtenidos en los ensayos y su comparación con el código analítico con condiciones reales. Se ha realizado la comparación en régimen permanente, considerando la fuerza media aproximada del ciclo, que es de $38N$ y una velocidad media de $0,1054m/s$, considerando el módulo de las velocidades.

Tabla 7.6: Comparación entre los ensayos y el estudio analítico.

| RESULTADOS FINALES | | | |
|--------------------|-----------|-----------|--------|
| Variable | Ensayo | Analítico | Error |
| V | 7,25V | 6,18V | 17,3 % |
| I | 0,85 | 0,83A | 2,4 % |
| v | 0,1054m/s | | |
| F_{media} | 38N | | |
| P_{Cu} | 11,5W | 11,36W | – |
| T | 50°C | 52°C | – |
| η | 20,54 % | 25,97 % | – |

En la figura 7.13 se muestra la evolución de las temperaturas en régimen transitorio obtenidas con el cálculo analítico (en línea discontinua) tomando como puntos de medida las cabezas de bobina del motor, comparándola con la obtenida en los ensayos (con línea continua). Se observa como la temperatura obtenida es un poco mayor en el estudio analítico, pero aún así, el error es pequeño, inferior al 6 % en el valor de régimen permanente.

También se observa como la evolución de las temperaturas no es igual en los dos casos. Esto puede ser debido a desajustes en los datos de los materiales introducidos. En la figura 7.14 se muestra la distribución de temperaturas en el motor obtenida en el estudio analítico.

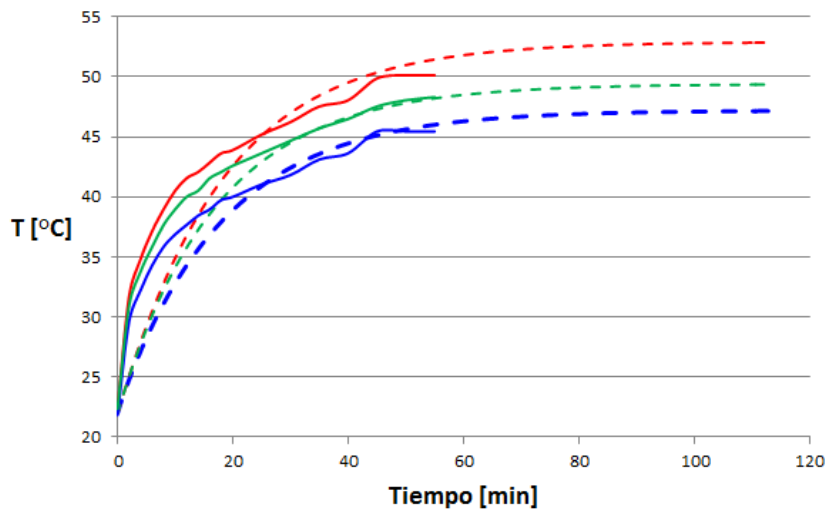


Figura 7.13: Evolución de las temperaturas en las cabezas de bobina en los ensayos (línea continua), y en el estudio analítico (línea discontinua).

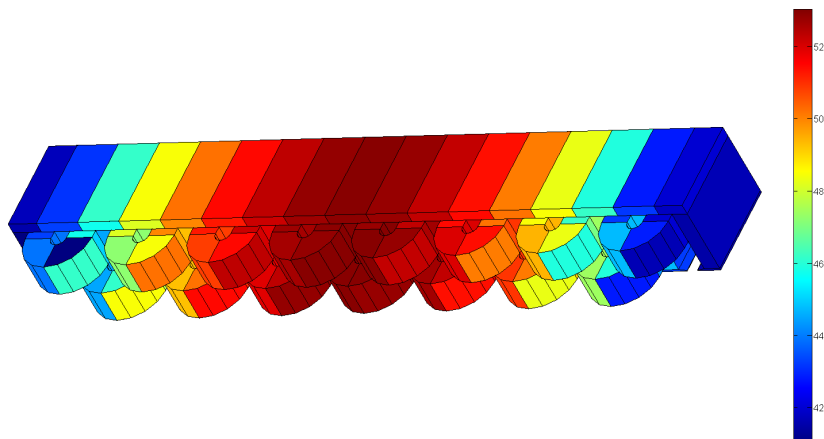


Figura 7.14: Distribución de temperaturas en el motor obtenidas con el estudio analítico.

7.3. CONCLUSIONES

En el capítulo anterior se realizó el diseño de un motor lineal miniaturizado para su introducción en las puertas de un ascensor, y en este capítulo se ha validado el diseño con elementos finitos y se han realizado los ensayos en la puerta del ascensor.

La validación con elementos finitos se ha realizado de manera similar a la llevada a cabo en el capítulo 3, con unas simulaciones para conocer el nivel de inducciones, la tensión inducida en vacío y una simulación en carga. En cuanto a las inducciones, los errores cometidos han sido del orden del 10 % y en el flujo por polo del motor, ha sido menor, del orden del 2 %. La simulación de tensión inducida en vacío ha entregado resultados corrector, con un error menor al 10 %, y la simulación en carga prácticamente no presenta error, solo de 1,5N, y con un rizado de par pequeño debido a la optimización realizada para disminuir el cogging del motor.

En cuanto a los ensayos realizados, se ha validado perfectamente el comportamiento del motor en la aplicación. Tal y como se ha diseñado la bancada, introduce un rozamiento inesperado por la presencia de las patas con rodamientos, pero esto no produce un incremento de temperatura significativo, debido a la mayor refrigeración presente en el motor por la presencia de la placa de montaje y de la puerta, que ayudan en la refrigeración.

Una de las conclusiones importantes que se ha obtenido del proceso de validación es la necesidad del estudio del rozamiento del sistema de guiado que se vaya a utilizar. Del mismo modo que hay que tener en cuenta el incremento de convección debida a la puerta. Ambos modifican los resultados de manera significativa, pero teniéndolos en cuenta, se obtienen unos resultados correctos.

Para finalizar, la aplicación del motor lineal síncrono en la aplicación de las puertas de ascensor queda perfectamente validada, y para su aplicación definitiva solamente sería necesario un estudio de la viabilidad de la integración en la aplicación, tanto económicamente, como mecánicamente, para eliminar en la manera de lo posible los rozamientos presentes en este prototipo.

CAPÍTULO 8

Conclusiones y Líneas Futuras de Investigación

En este capítulo se recogen las principales conclusiones a las que se ha llegado en el trabajo de investigación realizado. Resume las tareas que se han llevado a cabo así como los logros obtenidos en cada una de ellas. Además se proponen futuras líneas de investigación que se pueden seguir para continuar el trabajo aquí realizado.

El objetivo global de la investigación ha sido la obtención de una metodología de diseño de motores lineales síncronos miniaturizados de imanes con vistas a su integración en los mecanismos de apertura y cierre en puertas automáticas.

A continuación se exponen las conclusiones a las que se ha llegado con cada etapa de la investigación. Las conclusiones globales se encuentran al final.

8.1. CONCLUSIONES SOBRE LA INVESTIGACIÓN

8.1.1. CON RESPECTO A LAS DIFERENTES TOPOLOGÍAS DE MOTORES LINEALES Y SOBRE LOS MÉTODOS DE DISEÑO EXISTENTES

En el Estado del Arte se ha realizado una comparación de las diferentes topologías de los motores lineales síncronos, con el fin de definir el tipo de motor más adecuado para la aplicación. También se han comparado motores lineales comerciales y las patentes sobre motores en puertas de ascensor. Esta comparación se ha realizado con el fin de obtener información sobre

cuáles pueden ser la topologías más adecuadas para el prototipo del motor a diseñar y estudiar. De este estudio, merece la pena destacar los siguientes puntos:

- Las patentes sobre los accionamientos de puertas basados en motores lineales se centran principalmente en los motores de inducción, de los que incluso hay un modelo comercial. Con motores lineales síncronos hay menos productos registrados, uno con un motor de flujo transversal, otro con un motor lineal tubular, y el último un motor en el que los imanes están insertados en una placa metálica, por lo que no habrá problemas con la aplicación propuesta.
- El motor lineal síncrono con topología plana es el más adecuado, por tener una densidad volumétrica de fuerza mayor, frente a los motores tubulares, que presentan problemas de pandeo en el secundario con carreras largas, o a los motores de flujo transversal, que aportan gran densidad másica, pero no volumétrica, y además son muy complejos. Esto se corrobora con los motores comerciales, donde se han comparado las diferentes posibilidades que ofrece el mercado y se ha visto como el de mayor densidad de fuerza es el motor plano.
- En cuanto a los métodos de excitación de los motores lineales síncronos, se ha visto como lo más adecuado es un secundario de imanes, puesto que aportan una gran densidad de fuerza y un rendimiento mayor que el resto de motores presentados. Dentro de éstos, se han considerado como los más adecuados para la aplicación a los de imanes superficiales, que además son los utilizados en motores comerciales, los de imanes embebidos y los de imanes en Halbach.
- Se ha presentado dos tipos de devanado para el motor lineal síncrono, que son el devanado distribuido de paso entero y el devanado concentrado de doble capa, introduciendo los métodos de diseño y cálculo de ambos, así como una serie de parámetros para poder elegir el más adecuado en cada situación. Al final, el devanado más adecuado para realizar un bobinado de motores lineales de pequeña potencia y miniaturizados, como el necesario para la aplicación, es el devanado concentrado de doble capa, dado que genera motores de menor volumen gracias a su reducción de cabezas de bobina. Además una elección correcta del número de ranuras y de polo lleva a una eliminación de la fuerza de cogging producida por la ranura, quedando solamente la pro-

ducida por los finales de máquina, que es posible minimizar durante el proceso de diseño.

También se ha presentado el estudio bibliográfico referente al diseño de motores tanto electromagnético como térmico, mostrando la escasez de referencias que solucionen los problemas más específicos de motores lineales, como pueden ser los efectos del final de máquina o un cálculo térmico detallado. En los siguientes puntos se especifican las conclusiones al respecto.

- La herramienta más utilizada para el estudio analítico de motores lineales son los circuitos magnéticos de reluctancias equivalentes. Los elementos finitos ofrecen resultados más precisos, pero tienen un coste computacional mayor. Los efectos de final de máquina son muy relevantes para la obtención de unos resultados correctos, pero es necesario realizar un modelado propio al no haber una bibliografía amplia sobre este fenómeno.
- Para realizar un estudio térmico analítico de motores lineales, lo más adecuado es la utilización de un método de resistencia térmicas equivalentes. Se ha expuesto con mayor detalle al ser un modelado con multitud de variables y elementos.

8.1.2. CON RESPECTO A LOS ESTUDIOS ANALÍTICOS DE MOTORES LINEALES SÍNCRONOS

En los capítulos 3, 4 y 5 se ha presentado una metodología de diseño analítico electromagnético y térmico, así como de dimensionamiento y cálculo de motores lineales síncronos de secundario de imanes superficiales, embebidos o en Halbach. Igualmente se ha mostrado la posibilidad de la utilización de devanado distribuido de paso entero o concentrado de doble capa. A continuación se exponen las conclusiones de estos apartados.

- Se ha desarrollado un circuito magnético de reluctancias completo para el diseño de motores lineales síncronos, permitiendo tener en cuenta los efectos provocados por los finales de máquina en los flujos del motor. Estos flujos generan una asimetría en los polos que hacen que un circuito equivalente simplificado a un solo polo, como en los motores rotativos, no sea adecuado.
- El circuito magnético presentado es sencillo de implementar y resolver. A partir del mismo circuito se pueden estudiar los tres tipos de motores con la introducción de unos pequeños cambios en la definición de las reluctancias. Es el mismo circuito para los tres tipos de

secundario, y su implementación es similar en los tres casos, solamente realizando unos pequeños cambios en la definición de las matrices del sistema.

- El circuito se resuelve mediante un proceso iterativo, mediante el cual se tiene en cuenta aspectos tan relevantes como la saturación del material debida a la no linealidad de la chapa magnética, obteniendo una mayor precisión en los resultados.
- Los resultados obtenidos en el diseño dan información sobre los flujos y las inducciones por polo para los motores de devanado distribuido. Para los motores de devanado concentrado la información proporcionada es el valor máximo de las inducciones y de los flujos en cada parte del motor.
- El circuito térmico equivalente desarrollado proporciona las temperaturas en las diferentes zonas del motor, aspecto clave para poder realizar un diseño eficiente, dado que la miniaturización prevista en la aplicación conlleva un aumento de la carga térmica significativo.
- Se ha expuesto detalladamente cada elemento térmico del motor, de manera que la construcción de un circuito térmico completo para un motor es sencilla teniendo en cuenta las pautas aportadas.
- Dada la particularidad del movimiento del motor lineal, tampoco es adecuado una reducción a un circuito térmico que represente un solo polo del motor, por lo que se ha realizado la implementación de un circuito del motor completo. Este circuito se ha preparado elemento a elemento del motor de tal manera que pueda ser utilizado para el estudio de cualquier motor independientemente de su tamaño.
- Se han validado tanto el circuito de reluctancias como el térmico, obteniendo unos resultados correctos, mostrando su correcta adecuación para el diseño de los motores lineales síncronos.
- Se ha presentado un método de dimensionamiento y cálculo de motores lineales síncronos que, utilizando los circuitos presentados, permite obtener el diseño de un motor síncrono, conociendo todas sus características, como son sus datos magnéticos, térmicos y de funcionamiento. Este método parte de unas especificaciones sencillas, como son la fuerza y la velocidad del motor, y al final se obtiene una geometría, que se puede optimizar al máximo hasta conseguir un motor que cumpla

a la perfección con las especificaciones previstas en la aplicación. El proceso completo de diseño con los métodos analíticos presentados es rápido y eficaz. Entrega resultados en unos pocos minutos.

8.1.3. RESPECTO AL DISEÑO Y ENSAYOS DEL PROTOTIPO

En esta parte del trabajo de investigación se ha realizado el diseño de un motor lineal síncrono utilizando las herramientas expuestas con anterioridad. En el capítulo 6 se ha explicado la influencia de las diferentes variables en el proceso de diseño de un motor miniaturizado. En el capítulo 7 se han expuesto los resultados obtenidos en los ensayos del prototipo fabricado. A continuación se exponen las conclusiones a las que se han llegado en esta parte.

- El diseño de un motor lineal síncrono empieza por la definición de las especificaciones básicas y de las restricciones propias de la aplicación. Se ha mostrado como elegir correctamente las especificaciones partiendo de los ciclos de velocidad y fuerza propios de la aplicación de la puerta del ascensor. También se han definido las restricciones térmicas y dimensionales de la aplicación que condicionan todo el proceso de diseño.
- La elección del paso polar es fundamental para un diseño adecuado en el motor. Cuanto mayor sea, mayor será el flujo por polo, lo que repercutirá en unas dimensiones de dientes y yugos inadecuadamente grandes. Por contra, cuanto menor sea, mayor será el flujo disperso por polo. Al final habrá que llegar a un compromiso que optimice el tamaño del paso polar para conseguir unas dimensiones y unas prestaciones correctas.
- La definición de los parámetros básicos del motor, que son el número de pares de polos y el número de ranuras, no puede hacerse independientemente del paso polar. Todos ellos están fuertemente ligados y su elección adecuada llevará al diseño del motor correcto.
- El secundario de imanes superficiales es el más adecuado para la aplicación, dado que entrega unas prestaciones óptimas unidas a una sencillez que los otros tipos de secundario no ofrecen. La utilización de un motor con secundario de imanes embebidos o en Halbach necesita de un diseño mecánico que asegure la integridad del secundario del motor.

- El devanado concentrado de doble capa es el más adecuado y el que se ha utilizado para el prototipo. Se ha presentado un estudio sobre la variación del número de conductores y de su diámetro, los dos parámetros del devanado que se pueden variar para optimizar el diseño del motor. A mayor número de conductores, mejor rendimiento global, pero en cambio, el motor tendrá mayor altura. Lo mismo pasa con su diámetro. También se ha explicado como diseñar la punta de diente para mejorar el flujo disperso. En el estudio, aunque pueda parecer que la variación de flujo disperso es mínima, tiene una gran influencia sobre las corrientes y el rendimiento final del motor.
- Se ha visto necesario la utilización del software de elementos finitos para realizar un estudio sobre la optimización de la fuerza de cogging del motor, cambiando la geometría de la última ranura. Con ello se mejora el comportamiento global del motor provocando un comportamiento dinámico más suave. El proceso realizado es muy sencillo dado que solamente es necesaria la variación de tres parámetros.
- En el último capítulo de esta investigación se ha presentado el prototipo diseñado, realizando una validación de elementos finitos tanto electromagnéticos como térmicos de su diseño. También se muestran los resultados experimentales del motor en una puerta automática, quedando demostrado que el motor lineal se puede aplicar correctamente en un sistema de puertas automáticas de ascensor.

8.1.4. CONCLUSIONES GLOBALES

Como conclusión global de la tesis doctoral se puede decir que el método de diseño de motores lineales síncronos miniaturizados presentado, que consta de un estudio magnético, de un estudio térmico y de una metodología de dimensionamiento y cálculo, ha quedado validado para su utilización en el diseño de estos motores. Las principales conclusiones de este estudio son:

- Tanto el circuito magnético como el térmico, aunque requiere un trabajo de implementación laborioso, son fácilmente parametrizables, y por ello, utilizables con cualquier geometría. Ésto permite realizar el diseño de motores de una manera rápida al poder realizar cambios de variables y observar los resultados obtenidos en muy poco tiempo.
- El circuito magnético presentado permite realizar el estudio y diseño de los motores teniendo en cuenta aspectos como la saturación

magnética o los finales de máquina, que otros métodos estudiados no consideran, y cuyo conocimiento lleva a un diseño más preciso.

- El circuito térmico permite obtener una distribución detallada de las temperaturas en todas las partes del motor, lo que hace a esta herramienta imprescindible para el diseño de un motor en condiciones de máxima eficacia ante restricciones severas.
- El método de dimensionamiento y cálculo de motores mostrado permite realizar un diseño global del motor con unos resultados fiables.
- Se han entregado unas pautas de diseño de motores lineales miniaturizados para su aplicación en las puertas de ascensor, teniendo en cuenta las severas restricciones térmicas y dimensionales, que son necesarias tener en cuenta a la hora de dimensionar un motor de estas características.
- El prototipo diseñado cumple perfectamente con las expectativas, siendo válido para su aplicación en el accionamiento de las puertas de ascensor.

8.2. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

En este trabajo de investigación se ha presentado una metodología de diseño de motores lineales síncronos de imanes permanentes miniaturizados. Sin embargo, existen varios aspectos por estudiar a más largo plazo con el fin de completar este método de diseño.

- En primer lugar, sería muy interesante convertir el circuito magnético en un circuito electromagnético, de tal manera que tenga en cuenta el devanado del motor presente y permita el cálculo de ciertos parámetros que ahora, tal y como está el circuito, no se pueden calcular con él, como son la tensión inducida en vacío o las inductancias del motor.
- En cuanto a los aspectos del cálculo, no se ha investigado con profundidad sobre la obtención de las inductancias del motor lineal síncrono. Dado que es un parámetro fundamental en el comportamiento del motor, convendría realizar un estudio que permitiese obtener unas expresiones para su cálculo.
- En esta tesis no se ha tratado el tema del control, pero para la obtención de unos resultados experimentales correctos, convendría realizar

el diseño de un control de motores apropiado. El utilizado para los ensayos ha sido muy básico y no se ha profundizado en ello.

- Después de realizar los ensayos, hemos comprobado que los rozamientos producidos por la bancada eran mayores de lo previsto. El modelado de los rozamientos y su introducción en el código de diseño llevaría a la obtención de unos resultados mucho más precisos.
- Desde el punto de vista industrial, sería muy interesante realizar un estudio económico y de viabilidad sobre la introducción del motor diseñado en las puertas automáticas y de ascensor comerciales.
- Uno de los grandes problemas de los motores lineales síncronos de imanes es el alto precio de éstos, por lo que sería muy adecuado realizar un estudio sobre como reducir el coste de los imanes. Para ello, se podría estudiar poner menos imanes en el motor, introducir en el motor imanes de ferrita, mucho más baratos que los de neodimio, o, lo que es mucho más interesante, el estudio de los motores de reluctancia variable, que permitirían rebajar el coste considerablemente.

Bibliografía

- [1] S. Chevailler. *Comparative study and selection criteria of linear motors*. PhD thesis, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suiza, 2006.
- [2] D.W. Barret. Linear motor door system for elevators, 1994.
- [3] J.F. Jaminet. Elevator cab floor drive system, 1995.
- [4] D.W. Barret. Linear motor door system for elevators, 1997.
- [5] Piech. Elevator door drive using dual secondary linear induction motor, Abril 1998.
- [6] R.E. Kulak. Elevator car door system, 1998.
- [7] Richard N Fargo, Thomas M Kowalczyk, James A Rivera, Michael J Tracey, Garnett Thompson, Bruce P Swaybill, James P Towey Jr, Bennie Murah, and Narasimha K Reddy. Elevator car door system, May 13 1998. EP Patent 0,841,285.
- [8] T.M. Kowalczyk. Double linear motor and elevator dorrs using same, 1999.
- [9] K. Yamamoto. Door system including linear motor driving mechanism.
- [10] S. Grundmann. Secondary part of a linear motor and method for producing the same, 2005.
- [11] B.N. Morris. Tubular linear synchronous motor control for elevator doors, 2007.
- [12] G. Martinez Diez. *Optimización del comportamiento dinámico de motores lineales síncronos de imanes permanentes*. PhD thesis, TECNUN, Universidad de Navarra, 2005.
- [13] Xiao Liu, Yunyue Ye, Zhuo Zheng, and Qinfen Lu. A novel tubular permanent magnet linear synchronous motor used for elevator door. In *Proc. ICEMS Electrical Machines and Systems Int. Conf*, pages 801–804, 2007.
- [14] Do Hyun Kang, Jong Bo Ahn, Ji Won Kim, and Soo Jin Jung. Design of pm excited transverse flux linear motor with inner mover type. In *Proc. Sixth Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS 2003*, volume 1, pages 242–245, 2003.

- [15] Do Hyun Kang and Herbert Weh. 3d-fem analysis versus test results for three transversal flux linear motor topologies. *Electric Power Components and Systems*, 36(1532-5008 4):345–358, 2008.
- [16] J.F. Gieras and Z.J. Piech. *Linear Synchronous Motors: Transportation and Automation Systems*. Number ISBN: 0-8493-1859-9. CRC Press, 2000.
- [17] L Kolomeitsev, D Kraynov, S Pakhomin, F Rednov, E Kallenbach, V Kireev, T Schneider, and J Bocker. Linear switched reluctance motor as a high efficiency propulsion system for railway vehicles. In *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on*, pages 155–160. IEEE, 2008.
- [18] Shuanghong Wang, Qionghua Zhan, Zhiyuan Ma, and Libing Zhou. Implementation of a 50-kw four-phase switched reluctance motor drive system for hybrid electric vehicle. *Magnetics, IEEE transactions on*, 41(1):501–504, 2005.
- [19] OMRON-YASKAWA. Catálogo comercial de motores lineales, 2003.
- [20] Copley.Contorls.Corp. Catálogo comercial de motores lineales tubulares.
- [21] P.M. Sancho. *121 devanados de motores trifásicos*. Serie apaisada. Gustavo Gili, 1980.
- [22] Duane Hanselman. *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. Number ISBN 1-932133-63-1. The Writers' Collective, Cranston, Rhode Island, 2003.
- [23] D. Ishak, ZQ Zhu, and D. Howe. Comparison of pm brushless motors, having either all teeth or alternate teeth wound. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 21(1):95–103, 2006.
- [24] I. Boldea and S.A. Nasar. Linear electric actuators and generators. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 14(3):712–717, 1999.
- [25] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcová. *Design of rotating electrical machines*. Wiley, 2009.
- [26] J. F. Gieras and M. Wing. *Permanent Magnet Motor Technology. Design and Applications*. Number ISBN 0-8247-0739-7. Marcel Dekker, Inc. Madison Av. New York, 2002.

-
- [27] I. Boldea and S.A. Nasar. *The induction machine handbook*. CRC, 2001.
- [28] J. Cros and P. Viarouge. Synthesis of high performance pm motors with concentrated windings. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 17(2):248–253, 2002.
- [29] J. Cros and P. Viarouge. New structures of polyphase claw-pole machines. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 40(1):113–120, 2004.
- [30] F. Magnussen and C. Sadarangani. Winding factors and joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings. In *Proc. IEMDC'03 Electric Machines and Drives Conf. IEEE Int*, volume 1, pages 333–339, 2003.
- [31] F. Magnussen, P. Thelin, and C. Sadarangani. Performance evaluation of permanent magnet synchronous machines with concentrated and distributed windings including the effect of field-weakening. In *Proc. Power Electronics, Machines and Drives Second Int. Conf. (Conf. Publ. No. 498)*, volume 2, pages 679–685, 2004.
- [32] AG Jack, BC Mecrow, and SA Evans. Low cost smc brushless dc motors for high volume applications in the automotive sector. In *Power Electronics, Machines and Drives, 2004.(PEMD 2004). Second International Conference on (Conf. Publ. No. 498)*, volume 1, pages 356–360. IET, 2004.
- [33] GM Pellegrino, F. Villata, P. Guglielmi, and A. Vagati. Design of direct-drive, low-speed pm machines. In *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, volume 2, pages 1421–1428. IEEE, 2003.
- [34] Florence Libert. *Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer*. PhD thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2004.
- [35] J.F. Gieras. *Linear induction drives*. Clarendon Press, 1994.
- [36] J.F. Gieras, R.J. Wang, and M.J. Kamper. *Axial flux permanent magnet brushless machines*. Springer, 2008.

- [37] J.F. Gieras, E. Santini, and M. Wing. Calculation of synchronous reactances of small permanent-magnet alternating-current motors: Comparison of analytical approach and finite element method with measurements. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 34(5):3712–3720, 1998.
- [38] Hanne Jussila. *Concentrated Winding Multiphase Permanent Magnet Machine Design And Electromagnetic Properties Case Axial Flux Machine*. PhD thesis, Lappeenranta University of Technology, 2009.
- [39] Pia Salminen. *Fractional slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications*. PhD thesis, Lappeenranta University of Technology, December 2004.
- [40] H. Polinder, J. G. Sloopweg, M. J. Hoeijmakers, and J. C. Compter. Modeling of a linear pm machine including magnetic saturation and end effects: maximum force-to-current ratio. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(6):1681–1688.
- [41] B. Sheikh-Ghalavand, S. Vaez-Zadeh, and A. Hassanpour Isfahani. An improved magnetic equivalent circuit model for iron-core linear permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(1):112–120, 2010.
- [42] Juan Corrales Martín. *Cálculo Industrial de Máquinas Eléctricas, Tomo I*. Number ISBN 84-267-0439-5. Marcombo, 1982.
- [43] Juan Corrales Martín. *Cálculo Industrial de Máquinas Eléctricas Tomo II*. Number ISBN 84-267-0440-9. Marcombo, 1982.
- [44] Ibon Elósegui Simón. *Máquinas Síncronas Multipolares de Imanes Permanentes para Aplicaciones Industriales: Dimensionamiento, Cálculo y Criterios de Diseño*. PhD thesis, TECNUN, Universidad de Navarra, Diciembre 2009.
- [45] R. Qu and T.A. Lipo. Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet machine. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 40(1):121–127, 2004.
- [46] R. Qu and TA Lipo. Sizing Equations and Power Density Evaluation of Dual-Rotor, Radial-Flux, Toroidally Wound, Permanent-Magnet Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(2), 2004.

-
- [47] L. Zhu, SZ Jiang, ZQ Zhu, and CC Chan. Analytical modeling of open-Circuit air-Gap field distributions in multisegment and multilayer interior permanent-magnet machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(8):3121–3130, 2009.
- [48] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, M. Shanel, M. Mueller, and C. Mejuto. Evolution and modern approaches for thermal analysis of electrical machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3):871–882, 2009.
- [49] P. H. Mellor, D. Roberts, and D. R. Turner. Lumped parameter thermal model for electrical machines of tefc design. *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, 138(5):205–218, 1991.
- [50] A. Bousbaine. Thermal modelling of induction motors based on accurate loss density distribution. *Electric Machines & Power Systems*, 27(3):311–324, February 1999.
- [51] A. M. EL-Refaie, N. C. Harris, T. M. Jahns, and K. M. Rahman. Thermal analysis of multibarrier interior pm synchronous machine using lumped parameter model. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(2):303–309, 2004.
- [52] D. Gerling and G. Dajaku. Novel lumped-parameter thermal model for electrical systems. In *Proc. European Conf. Power Electronics and Applications*, 2005.
- [53] Liu Yuan-Jiang, Tang Chester, and S.Y. Ho. A novel network topological method. In *Proceedings of the 5th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA 2005)*, pages 49–52, 2005.
- [54] Frank P. Incropera, David P. DeWitt, Theodore L. Bergman, and Adrienne S. Lavine. *Fundamentals of Heat and Mass Transfer*. John Wiley & Sons, 6th edition, 2007.
- [55] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Parvis, and A. Vallan. Evaluation of radiation thermal resistances in industrial motors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 42(3):688 – 693, may-june 2006.
- [56] D. Staton, A. Boglietti, and A. Cavagnino. Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis in small and medium size industrial induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(3):620–628, 2005.

- [57] Acebsa. Catálogo comercial de conductores de cobre.
- [58] JA Haylock, UM Hofer, and AG Jack. Predicting and preventing demagnetisation in permanent magnet motor drives. In *Power Electronics, Machines and Drives, 2006. The 3rd IET International Conference on*, pages 474–478. IET, 2006.
- [59] IMA. Catálogo comercial de imanes.
- [60] Chen.Yang.Magnets. Catálogo comercial de imanes.
- [61] Bakker Magnetic. Catálogo comercial de imanes.
- [62] www.ndfeb info.com.
- [63] Cedrat. *Cedrat FLUX 10.3 User Guide*, 2009.
- [64] D. A. Staton and E. So. Determination of optimal thermal parameters for brushless permanent magnet motor design. In *Proc. Thirty-Third IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. The 1998 IEEE*, volume 1, pages 41–49, 1998.
- [65] Hossein Rouhani, Jawad Faiz, and Caro Lucas. Lumped thermal model for switched reluctance motor applied to mechanical design optimization. *Mathematical and Computer Modelling*, 45(5-6):625 – 638, 2007.
- [66] Gurakuq Dajaku and Dieter Gerling. An improved lumped parameter thermal model for electrical machines. Institute for Electrical Drives, University of Federal Defense Munich.
- [67] C. Mi, M. Filippa, W. Liu, and R. Ma. Analytical method for predicting the air-gap flux of interior-type permanent-magnet machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(1):50–58, 2004.
- [68] Chang-Chou Hwang and YH Cho. Effects of leakage flux on magnetic fields of interior permanent magnet synchronous motors. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 37(4):3021–3024, 2001.
- [69] Jack P. Holman. *Heat Transfer*. McGraw-Hill, New York, 10th edition, 2010.
- [70] A.J. Chapman and E.M. TOMÁS. *Transmisión de calor*. Librería editorial Bellisco, 1990.

-
- [71] J. Sesták and F. Rieger. Laminar heat transfer to a steady couette flow between parallel plates. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 12(1):71 – 80, 1969.
- [72] A. Grauers. *Design of direct-driven permanent-magnet generators for wind turbines*. PhD thesis, School of Electrical and Computer Engineering, Chalmers University of Technology, 1996.
- [73] J Jimenez, J. A. Malumbres, and M Martinez-Iturralde. Analytical computation of asymmetrical magnetic circuits of surface-mounted permanent-magnet linear motors with distributed and concentrated-winding. *LDIA 2011, Eindhoven*, 2011.
- [74] J.A. Malumbres, J Jimenez, and M Martinez-Iturralde. Thermal analysis of surface-mounted permanent-magnet linear motors using a lumped parameter thermal model. *LDIA 2011, Eindhoven*, 2011.

Glosario

| | | |
|-------------------|---|------------------|
| α | Coficiente de temperatura del material | K |
| β | Coficiente de expansión cúbica del fluido | $1/K$ |
| ϵ | Emisividad | — |
| η | Rendimiento | — |
| λ | Conductividad térmica | $W/(m \cdot K)$ |
| $\lambda_{Cu,ir}$ | Conductividad térmica de la impregnación | $W/(m \cdot K)$ |
| λ_{Cu} | Conductividad térmica del cobre | $W/(m \cdot K)$ |
| λ_{end} | Permeancia de dispersión de cabeza de bobina | H |
| λ_{long} | Conductividad térmica en dirección del plano de la chapa magnética | $W/(m \cdot K)$ |
| λ_{Mica} | Conductividad térmica de la mica aislante | $W/(m \cdot K)$ |
| λ_{slot} | Permeancia de dispersión de ranura | H |
| λ_{trans} | Conductividad térmica en dirección perpendicular al plano de la chapa magnética | $W/(m \cdot K)$ |
| λ_{tt} | Permeancia de dispersión en la punta de diente | H |
| λ_{zz} | Permeancia de dispersión en zig-zag | H |
| μ | Viscosidad cinemática | $kg/(m \cdot s)$ |
| μ_0 | Permeabilidad magnética del vacío | H/m |
| μ_{PM} | Permeabilidad relativa del imán | H/m |
| Φ | Matriz de flujo por polo | Wb |
| ϕ | Flujo magnético | W |

| | | |
|--------------------|---|---------------------|
| $\phi_{agap,PM}$ | Flujo del entrehierro generado por los imanes | Wb |
| ρ_{Cu} | Densidad del cobre | kg/m^3 |
| ρ_{Fe} | Densidad del hierro | kg/m^3 |
| ρ_{ins} | Densidad del aislante | kg/m^3 |
| σ | Constante de Steffan-Boltzman | $W/(m^2 \cdot K^4)$ |
| $\sigma_{Cu,cold}$ | Conductividad eléctrica del cobre a temperatura ambiente | S/m |
| $\sigma_{Cu,hot}$ | Conductividad eléctrica del cobre a temperatura caliente | S/m |
| τ_p | Paso polar | m |
| τ_{slot} | Paso de ranura | m |
| A | Carga lineal específica | A/m |
| A_{tt} | Área transversal de la punta del diente en un diente central | m^2 |
| A_{ttL} | Área transversal de la punta del diente en un diente extremo | m^2 |
| B_r | Inducción remanente del imán | T |
| $B_{th,i}$ | Inducción en el diente i | T |
| $B_{y,pri,i}$ | Inducción en el yugo del primario del polo i | T |
| $B_{y,sec,i}$ | Inducción en el yugo del secundario del polo i | T |
| $C_{cb,j,i}$ | Capacidad térmica de la cabeza de bobina i de la capa de bobinado j | J/K |
| $C_{Fe,sec}$ | Tipo de material del secundario del motor | — |
| C_{Fe} | Tipo de material del primario del motor | — |
| $C_{ins,cb,sup}$ | Capacidad térmica en el aislamiento de la cabeza de bobina | J/K |
| $C_{ins,slot,sup}$ | Capacidad térmica en el aislamiento de la bobina en la ranura | J/K |
| $c_{p,Cu}$ | Calor específico del cobre | $J/(Kg \cdot K)$ |
| $c_{p,Fe}$ | Calor específico del hierro | $J/(Kg \cdot K)$ |

| | | |
|------------------|---|------------------|
| $c_{p,ins}$ | Calor específico del aislante | $J/(Kg \cdot K)$ |
| c_p | Calor específico | $J/(Kg \cdot K)$ |
| $C_{ter,L,t,c}$ | Capacidad térmica del volumen del diente central en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,t,f}$ | Capacidad térmica del volumen del diente frontal en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,t,l}$ | Capacidad térmica del volumen del diente izquierdo en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,t,r}$ | Capacidad térmica del volumen del diente derecho en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,tt,b}$ | Capacidad térmica del volumen de la punta del diente en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,tt,f}$ | Capacidad térmica del volumen de la punta del diente frontal en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,y,c}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo central en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,y,f}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo frontal en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,y,l}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo izquierdo en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,y,r}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo derecho en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,L,y,t}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo superior en el diente izquierdo | J/K |
| $C_{ter,R,t,c}$ | Capacidad térmica del volumen del diente central en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,R,t,f}$ | Capacidad térmica del volumen del diente frontal en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,R,t,l}$ | Capacidad térmica del volumen del diente izquierdo en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,R,t,r}$ | Capacidad térmica del volumen del diente derecho en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,R,tt,b}$ | Capacidad térmica del volumen de la punta del diente en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,R,tt,f}$ | Capacidad térmica del volumen de la punta del diente frontal en el diente derecho | J/K |

| | | |
|------------------|---|-------|
| $C_{ter,R,y,c}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo central en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,R,y,f}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo frontal en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,R,y,l}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo izquierdo en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,R,y,r}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo derecho en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,R,y,t}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo superior en el diente derecho | J/K |
| $C_{ter,T,t,c}$ | Capacidad térmica del volumen del diente central en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,t,f}$ | Capacidad térmica del volumen del diente frontal en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,t,l}$ | Capacidad térmica del volumen del diente izquierdo en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,t,r}$ | Capacidad térmica del volumen del diente derecho en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,tt,b}$ | Capacidad térmica del volumen de la punta del diente en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,tt,f}$ | Capacidad térmica del volumen de la punta del diente frontal en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,y,c}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo central en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,y,f}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo frontal en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,y,l}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo izquierdo en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,y,r}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo derecho en el diente central | J/K |
| $C_{ter,T,y,t}$ | Capacidad térmica del volumen del yugo superior en el diente central | J/K |
| C_V | Capacidad térmica | J/K |
| $C_{w,j,i}$ | Capacidad térmica de la bobina i de la capa de bobinado j | J/K |
| $\cos(\phi)$ | Factor de potencia | — |

| | | |
|------------------|---|------|
| D_{Cu} | Diámetro del hilo de cobre | m |
| $E_{ph,PM,pri}$ | Tensión inducida en vacío | V |
| f_1 | Frecuencia del motor | Hz |
| F_{emb} | Fuerza magnetomotriz resultante de la agrupación para un motor de imanes embebidos | Av |
| F_{emb} | Matriz de fuerzas magnetomotrices para motores de imanes embebidos | Av |
| $F_{Hal,H}$ | Fuerza magnetomotriz del extremo en dirección horizontal resultante de la agrupación para un motor de imanes en Halbach | Av |
| $F_{Hal,V}$ | Fuerza magnetomotriz del extremo en dirección vertical resultante de la agrupación para un motor de imanes en Halbach | Av |
| F_{hal} | Matriz de fuerzas magnetomotrices para motores de imanes en Halbach | Av |
| $F_{mm,th,i}$ | Fuerza magnetomotriz en el diente i | Av |
| $F_{mm,y,pri,i}$ | Fuerza magnetomotriz en el yugo del primario del polo i | Av |
| $F_{mm,y,sec,i}$ | Fuerza magnetomotriz en el yugo del secundario del polo i | Av |
| F_{out} | Fuerza nominal del motor | N |
| $F_{PM,emb}$ | Fuerza magnetomotriz para el motor de imanes embebidos | Av |
| $F_{PM,H,Hal}$ | Fuerza magnetomotriz en dirección horizontal para el motor de imanes en Halbach | Av |
| $F_{PM,V,Hal}$ | Fuerza magnetomotriz en dirección vertical para el motor de imanes en Halbach | Av |
| F_{PM} | Fuerza magnetomotriz para el motor de imanes superficiales | Av |
| $F_{sup,fin}$ | Fuerza magnetomotriz del extremo resultante de la agrupación para un motor de imanes superficiales | Av |
| F_{sup} | Fuerza magnetomotriz resultante de la agrupación para un motor de imanes superficiales | Av |

| | | |
|-------------------|--|-------------------|
| F_{sup} | Matriz de fuerzas magnetomotrices para motores de imanes superficiales | Av |
| $G_{Fe,th,pri}$ | Masa de hierro en los dientes del primario | Kg |
| $G_{Fe,y,pri}$ | Masa de hierro en el yugo del primario | Kg |
| Gr | Número adimensional de Grashof | — |
| $h_{agap,d}$ | Entrehierro equivalente del eje directo | m |
| $h_{agap,eff}$ | Entrehierro efectivo del motor | m |
| $h_{agap,q}$ | Entrehierro equivalente del eje de cuadratura | m |
| h_{agap} | Altura del entrehierro | m |
| H_c | Coercitividad del imán | A/m |
| $h_{con,forzada}$ | Coefficiente de convección forzada | $W/(m^2 \cdot K)$ |
| $h_{con,natural}$ | Coefficiente de convección natural | $W/(m^2 \cdot K)$ |
| $h_{conv,T,tt,S}$ | Coefficiente de convección en la cara del entrehierro del diente | $W/(m^2 \cdot K)$ |
| $h_{conv,T,y,F}$ | Coefficiente de convección en la cara lateral del yugo | $W/(m^2 \cdot K)$ |
| $h_{conv,T,y,N}$ | Coefficiente de convección en la cara superior del yugo | $W/(m^2 \cdot K)$ |
| $h_{conv,T,y,W}$ | Coefficiente de convección para la cara frontal del motor | $W/(m^2 \cdot K)$ |
| $h_{conv,w,F}$ | Coefficiente de convección en la cara lateral de la cabeza de bobina | $W/(m^2 \cdot K)$ |
| h_{conv} | Coefficiente de convección | $W/(m^2 \cdot K)$ |
| h_{PM} | Altura del imán | m |
| $h_{pri,0}$ | Altura de la garganta | m |
| $h_{pri,1}$ | Altura del estrechamiento de la garganta | m |
| $h_{pri,3}$ | Altura útil de la ranura | m |
| $h_{slot,pri}$ | Altura total del diente o de la ranura | m |
| $H_{th,i}$ | Intensidad de campo magnético en el diente i | A/m |
| $h_{y,pri}$ | Altura del yugo del primario | m |
| $H_{y,pri}$ | Intensidad de campo magnético en el yugo del secundario del polo i | A/m |

| | | |
|--------------------|---|---------|
| $h_{y,sec}$ | Altura del yugo del secundario | m |
| $H_{y,sec}$ | Intensidad de campo magnético en el yugo del secundario polo i | A/m |
| I_1 | Corriente del motor | A |
| J_w | Densidad de corriente | A/m^2 |
| $k_{\sigma,PM}$ | Coefficiente de dispersión global | — |
| $k_{\sigma,PM-PM}$ | Coefficiente de dispersión imán-imán | — |
| $k_{\sigma,zz}$ | Coefficiente de dispersión de zig-zag | — |
| k_C | Factor de Carter | — |
| k_{cogg} | Factor de cogging | — |
| k_d | Factor de distribución | — |
| k_f | Factor de forma de la inducción en el entrehierro | — |
| K_f | Factor relativo de forma de la inducción en el entrehierro | — |
| k_{Fe} | Factor de apilado del motor | — |
| k_p | Factor de paso | — |
| k_r | Factor de relleno de la ranura | — |
| k_{sat} | Factor de saturación | — |
| $k_{w,pri}$ | Factor de devanado | — |
| L | Inductancia | H |
| $L_{\sigma,tot}$ | Inductancia de dispersión total | H |
| L_{agap} | Inductancia de dispersión en el entrehierro | H |
| $l_{cb,med}$ | Longitud media de la cabeza de bobina | m |
| $l_{Cu,ph}$ | Longitud de hilo de cobre en una fase | m |
| $l_{end,pri}$ | Longitud media de la cabeza de bobina | m |
| L_{end} | Inductancia de dispersión en la cabeza de bobina | H |
| $L_{PM,H}$ | Longitud del imán con magnetización horizontal del motor de imanes en Halbach | m |
| $L_{PM,V}$ | Longitud del imán con magnetización vertical del motor de imanes en Halbach | m |
| L_{PM} | Longitud del imán | m |

| | | |
|---------------------|--|--------|
| $L_{pri,0}$ | Apertura de garganta | m |
| L_{slot} | Inductancia de dispersión en la ranura | H |
| L_{th} | Longitud del diente | m |
| $L_{tot,real}$ | Longitud total real del motor | m |
| L_{tt} | Inductancia de dispersión en la punta del diente | H |
| $l_{y,pri}$ | Longitud teórica por la que circula el flujo magnético en el yugo del primario | m |
| $l_{y,sec}$ | Longitud teórica por la que circula el flujo magnético en el yugo del secundario | m |
| $l_{z,pri}$ | Longitud media de un conductor | m |
| m | Número de fases del motor | — |
| $n_{l,w,pri}$ | Capas de bobinado | — |
| $N_{w,ph,pri}$ | Número de conductores por fase | — |
| Nu | Número adimensional de Nusselt | — |
| p | Número de pares de polos | — |
| P_{ad} | Pérdidas adicionales | W |
| P_{Cu} | Pérdidas en el cobre | W |
| $P_{Fe,tot,pri}$ | Pérdidas en el hierro totales | W |
| $P_{Fe,tot,th,pri}$ | Pérdidas totales en los dientes del primario por unidad de masa | W/Kg |
| $P_{Fe,tot,y,pri}$ | Pérdidas totales en el yugo del primario por unidad de masa | W/Kg |
| $P_{Fou,th,pri}$ | Pérdidas de Foucault en los dientes del primario por unidad de masa | W/Kg |
| $P_{Fou,y,pri}$ | Pérdidas de Foucault en el yugo del primario por unidad de masa | W/Kg |
| $P_{his,th,pri}$ | Pérdidas por histéresis en los dientes del primario por unidad de masa | W/Kg |
| $P_{his,y,pri}$ | Pérdidas por histéresis en el yugo del primario por unidad de masa | W/Kg |
| P_{mec} | Pérdidas mecánicas | W |
| P_{out} | Potencia nominal del motor | W |
| P_{roz} | Pérdidas por rozamiento | W |
| P_{tot} | Pérdidas totales en el motor | W |

| | | |
|------------------|--|----------|
| Pr | Número adimensional de Prandtl | — |
| q | Ranuras por polo y por fase | — |
| Q_p | Número de ranuras por polo | — |
| Q_s | Número de ranuras totales | — |
| q_x | Calor en la dirección x | W |
| q_x'' | Flujo de calor en la dirección x | W/m^2 |
| R | Matriz de reluctancias | Av/W |
| $R_{\sigma,emb}$ | Reluctancia de dispersión para motores de secundario de imanes embebidos | Av/W |
| $R_{\sigma,Hal}$ | Reluctancia de dispersión para motores de secundario de imanes en Halbach | Av/W |
| R_{σ} | Reluctancia de dispersión entre el imán y el secundario para los motores de imanes superficiales | Av/W |
| R_0 | Resistencia a temperatura de referencia | Ω |
| $R_{1,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del yugo y el superior | K/W |
| $R_{1,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del yugo y el superior | K/W |
| $R_{10,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del yugo y el frontal | K/W |
| $R_{10,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del yugo y el frontal | K/W |
| $R_{11,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del diente y el frontal | K/W |
| $R_{11,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del diente y el frontal | K/W |
| $R_{12,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central de la punta del diente y el frontal | K/W |

| | | |
|------------|--|-------|
| $R_{12,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central de la punta del diente y el frontal | K/W |
| $R_{2,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del yugo y el izquierdo | K/W |
| $R_{2,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del yugo y el derecho | K/W |
| $R_{3,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del yugo y el derecho | K/W |
| $R_{3,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del yugo y el izquierdo | K/W |
| $R_{4,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del yugo y el punto medio entre el yugo y el diente | K/W |
| $R_{4,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del yugo y el punto medio entre el yugo y el diente | K/W |
| $R_{5,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del diente y el punto medio entre el yugo y el diente | K/W |
| $R_{5,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del diente y el punto medio entre el yugo y el diente | K/W |
| $R_{6,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del diente y el izquierdo | K/W |
| $R_{6,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del diente y el derecho | K/W |

| | | |
|--------------------|---|--------|
| $R_{7,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del diente y el derecho | K/W |
| $R_{7,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del diente y el izquierdo | K/W |
| $R_{8,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central del diente y el punto medio entre el diente y su punta | K/W |
| $R_{8,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central del diente y el punto medio entre el diente y su punta | K/W |
| $R_{9,L}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento izquierdo entre el nodo central de la punta del diente y el punto medio entre el diente y su punta | K/W |
| $R_{9,R}$ | Resistencia térmica de conducción del elemento derecho entre el nodo central de la punta del diente y el punto medio entre el diente y su punta | K/W |
| $R_{agap,fin}$ | Reluctancia del final de máquina | Av/W |
| R_{agap} | Reluctancia del entrehierro | Av/W |
| $R_{cb,sup,B,i}$ | Resistencia térmica entre la cabeza de bobina i con el entrono por la cara interior | K/W |
| $R_{cb,sup,F,i}$ | Resistencia térmica entre la cabeza de bobina i con el entrono por la cara frontal | K/W |
| $R_{conv,L,F,bot}$ | Resistencia de convección en la cara lateral de la punta del diente extremo | K/W |
| $R_{conv,L,F,mid}$ | Resistencia de convección en la cara lateral del diente extremo | K/W |
| $R_{conv,L,F,sup}$ | Resistencia de convección en la cara lateral del yugo para un diente extremo | K/W |
| $R_{conv,L,M,mid}$ | Resistencia de convección en el diente por la cara frontal del motor | K/W |
| $R_{conv,L,M,sup}$ | Resistencia de convección en el yugo por la cara frontal del motor | K/W |

| | | |
|--------------------|--|----------|
| $R_{conv,L,N}$ | Resistencia de convección en la cara superior del yugo para un diente extremo | K/W |
| $R_{conv,L,S}$ | Resistencia de convección en el entrehierro en el diente central | K/W |
| $R_{conv,T,F,sup}$ | Resistencia térmica de convección en la cara lateral del yugo para un diente central | K/W |
| $R_{conv,T,N}$ | Resistencia térmica de convección en la cara superior del yugo para un diente central | K/W |
| $R_{conv,T,S}$ | Resistencia térmica de convección en la cara del entrehierro del diente para un diente central | K/W |
| $R_{conv,w,F}$ | Resistencia de convección en la cara lateral de la cabeza de bobina | K/W |
| $R_{conv,w,S}$ | Resistencia de convección en la cara sur de la bobina encerrada en la ranura | K/W |
| $R_{Fe,th,i}$ | Reluctancia en el diente i | Av/W |
| $R_{Fe,y,pri,i}$ | Reluctancia en el yugo del primario del polo i | Av/W |
| $R_{Fe,y,sec,i}$ | Reluctancia en el yugo del secundario del polo i | Av/W |
| R_i | Reluctancias resultantes de la simplificación | Av/W |
| $R_{L,j,i}$ | Resistencia térmica en el aislante de la capa de bobinado j en la bobina i | K/W |
| $R_{ph,hot}$ | Resistencia del devanado por fase a temperatura caliente | Ω |
| $R_{PM,emb}$ | Reluctancia del imán para el motor de imanes embebidos | Av/W |
| $R_{PM,H,Hal}$ | Reluctancia del imán con magnetización horizontal del motor con imanes en Halbach | Av/W |
| $R_{PM,V,Hal}$ | Reluctancia del imán con magnetización vertical del motor con imanes en Halbach | Av/W |
| R_{PM} | Reluctancia del imán para el motor de imanes superficiales | Av/W |
| $R_{t,cond}$ | Resistencia térmica de conducción | K/W |
| $R_{t,conv}$ | Resistencia térmica de convección | K/W |

| | | |
|------------------|--|-------------------|
| $R_{t,rad}$ | Resistencia térmica de radiación | K/W |
| R_T | Resistencia en caliente | Ω |
| $R_{th,i}$ | Reluctancia de los dientes | Av/W |
| $R_{w,cb,j,i}$ | Resistencia térmica a lo largo del cada capa de bobinado entre la cara central y la de las cabezas de bobina | K/W |
| $R_{w,sup,E,i}$ | Resistencia térmica de conducción entre la bobina y el entrono por el este | K/W |
| $R_{w,sup,N,i}$ | Resistencia térmica de conducción entre la bobina y el entrono por el norte | K/W |
| $R_{w,sup,S,i}$ | Resistencia térmica de conducción entre la bobina y el entrono por el sur | K/W |
| $R_{w,sup,W,i}$ | Resistencia térmica de conducción entre la bobina y el entrono por el oeste | K/W |
| $R_{y,pri,i}$ | Reluctancia del yugo del primario | Av/W |
| $R_{y,sec,i}$ | Reluctancia del yugo del secundario | Av/W |
| Ra | Número adimensional de Rayleigh | — |
| Re | Número adimensional de Reynolds | — |
| S_{act} | Superficie activa | m^2 |
| $S_{Cu,w,pri}$ | Sección de un conductor de cobre | m^2 |
| $S_{Cu,w,pri}$ | Superficie de cobre en la ranura | m^2 |
| $S_{slot,pri}$ | Superficie de ranura | m^2 |
| T | Temperatura | $^{\circ}C$ o K |
| $T_{cb,sup,B,i}$ | Temperatura en la cabeza de bobina de la bobina i en el interior de la bobina | K |
| $T_{cb,sup,F,i}$ | Temperatura en la cabeza de bobina de la bobina i en el exterior de la bobina | K |
| $T_{cb,sup,i}$ | Temperatura de la cabeza de bobina en su superficie exterior en la bobina i | K |
| $T_{t,c,i}$ | Temperatura en el centro del diente de un elemento central | K |
| $T_{t,f,i}$ | Temperatura en la cara frontal del diente | K |
| $T_{t,l,i}$ | Temperatura en la cara izquierda del diente en un elemento central | K |
| $T_{t,r,i}$ | Temperatura en la cara derecha del diente en un elemento central | K |

| | | |
|--------------------|--|----------|
| $T_{tt,b,i}$ | Temperatura en la punta del diente en la base en un elemento central | K |
| $T_{tt,f,i}$ | Temperatura en la punta del diente en la cara frontal en un elemento central | K |
| $T_{w,j,i}$ | Temperatura de la capa de bobinado j en la bobina 1 | K |
| $T_{w,sup,E,i}$ | Temperatura del nodo de contacto entre la bobina y la ranura por el este | K |
| $T_{w,sup,i}$ | Temperatura de la bobina en su superficie exterior en la bobina i | K |
| $T_{w,sup,N,i}$ | Temperatura del nodo de contacto entre la bobina y la ranura por el norte | K |
| $T_{w,sup,S,i}$ | Temperatura del nodo de contacto entre la bobina y la ranura por el sur | K |
| $T_{w,sup,W,i}$ | Temperatura del nodo de contacto entre la bobina y la ranura por el oeste | K |
| $T_{y,c,i}$ | Temperatura en el centro del yugo de un elemento central | K |
| $T_{y,f,i}$ | Temperatura en el frontal del yugo de un elemento central | K |
| $T_{y,l,i}$ | Temperatura en el extremo izquierdo del yugo de un elemento central | K |
| $T_{y,r,i}$ | Temperatura en el extremo derecho del yugo de un elemento central | K |
| $T_{y,t,i}$ | Temperatura en la cara superior del yugo de un elemento central | K |
| U_{fase} | Tensión por fase | V |
| $U_{n,\Delta}$ | Tensión de alimentación en estrella | V |
| $U_{n,\lambda}$ | Tensión de alimentación en triángulo | V |
| U_n | Tensión de alimentación | V |
| V_{in} | Tensión de alimentación | V |
| v_n | Velocidad nominal del motor | m/s |
| $w_{Fe,eff}$ | Anchura del motor efectiva | m |
| $w_{Fe,tot}$ | Anchura del motor | m |
| $w_{ins,slot,pri}$ | Espesor del aislante de mica | m |
| X | Reactancia | Ω |
| $X_{\sigma,tot}$ | Reactancia de dispersión total | Ω |

| | | |
|--------------------|--|----------|
| $X_{a,d}$ | Reactancia síncrona del eje directo | Ω |
| $X_{a,q}$ | Reactancia síncrona del eje de cuadratura | Ω |
| $Z_{ph,pri}$ | Conductores por fase | — |
| $Z_{slot,ph,pri}$ | Número de conductores por ranura y por fase | — |
| $Z_{slot,ph}$ | Número de conductores por fase | — |
| $Z_{slot,ter,j,i}$ | Número de conductores en cada capa de bobinado para el cálculo térmico | — |

ANEJO A

Geometría del Motor Lineal Síncrono

En este apéndice se muestran las variables geométricas utilizadas durante todo el proceso de diseño presentado en esta tesis.

A.1. DIMENSIONES DEL PRIMARIO DEL MOTOR

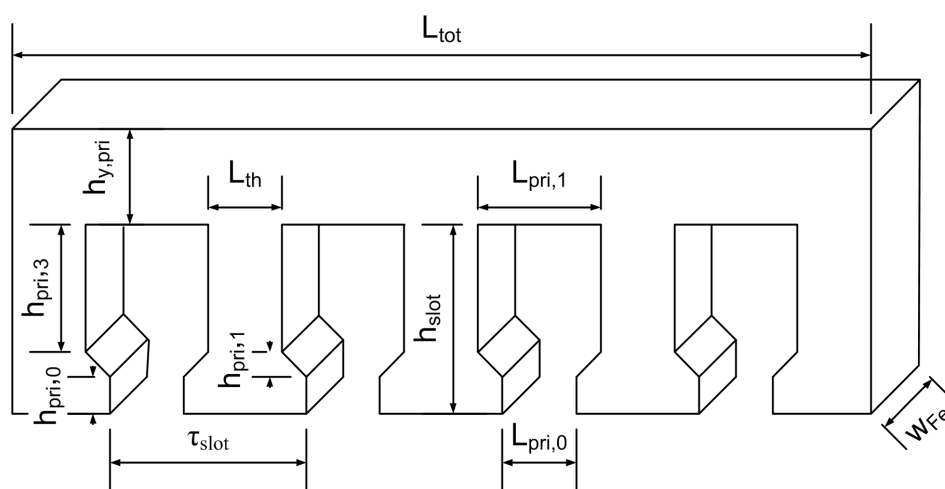


Figura A.1: Dimensiones del primario del motor lineal.

A.2. DIMENSIONES DEL SECUNDARIO DE IMANES SUPERFICIALES

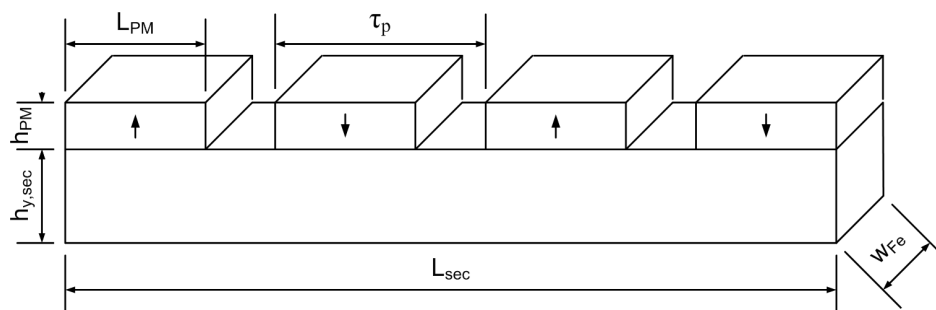


Figura A.2: Dimensiones del secundario de imanes superficiales.

A.3. DIMENSIONES DEL SECUNDARIO DE IMANES EMBEBIDOS

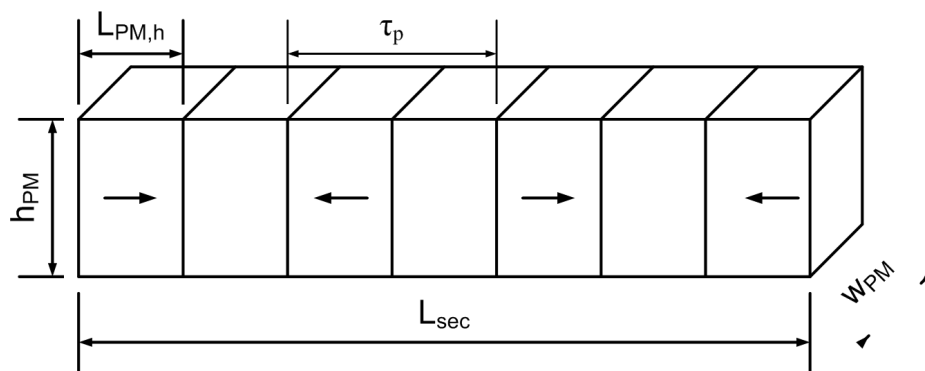


Figura A.3: Dimensiones del secundario de imanes embebidos.

A.4. DIMENSIONES DEL SECUNDARIO DE IMANES EN HALBACH

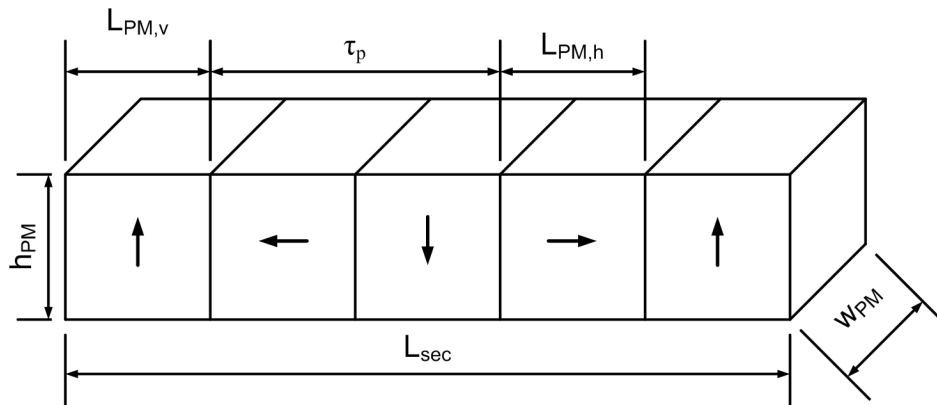


Figura A.4: Dimensiones del secundario de imanes en Halbach.

ANEJO B

Dimensionamiento de la Superficie Activa del Motor

Para el dimensionamiento, es necesario definir la anchura y la longitud del motor. Esta superficie es la que dará la fuerza que puede ejercer el motor. En ella se establece la interrelación entre el primario y los imanes del secundario.

El proceso de dimensionamiento de esta superficie consta de dos iteraciones. En la primera se considera el factor de devanado, k_w , de valor unidad, y en la segunda, se modifica el valor de este factor según el devanado diseñado, tal y como se ha explicado en el capítulo 5.

El dimensionamiento de la superficie activa viene determinado por la expresión (B.1).

$$S_{pri} = w_{Fe} \cdot L_{pri} = \frac{F \cdot \pi \cdot k_f}{2,22 \cdot k_{w,pri,0} \cdot B_{gap,0} \cdot A_0} \quad (\text{B.1})$$

Su demostración es la siguiente:

Partiendo de la ley de Biot y Savart, para un polo, de longitud τ_p y de anchura w , sometido a un campo magnético \mathbf{B} , se le aplica una corriente I . Esta corriente, para un elemento diferencial será la carga lineal específica, puesto que $A = I/\tau_p$. Aplicando la ley a este elemento diferencial:

$$dF_{pp} = A \cdot d\tau_p \cdot B \cdot w \quad (\text{B.2})$$

Integrando para todo el polo, entre 0 y τ_p :

$$F_{pp} = \int_0^{\tau_p} A \cdot d\tau_p \cdot B \cdot w = A \cdot B \cdot w \cdot \tau_p \quad (\text{B.3})$$

Considerando para el motor entero, no para un par de polos:

$$F = 2 \cdot p \cdot A \cdot B \cdot w \cdot \tau_p \quad (\text{B.4})$$

La longitud del primario es $L_{pri} = 2 \cdot \tau_p \cdot p$, por lo que la superficie resultante será:

$$S_{activa} = L_{pri} \cdot w = \frac{F}{\bar{B}_\delta \cdot A} \quad (\text{B.5})$$

El campo B es uniforme, pero interesa que sea sinusoidal, por lo que se tendrá que aplicar los factores de corrección para hacer referencia al valor máximo del campo sinusoidal. Para ello aplicamos el factor relativo de amplitud K_M .

$$\bar{B}_\delta = K_f \cdot \bar{B}_S = \frac{1,11}{k_f} \cdot \bar{B}_S \quad (\text{B.6})$$

Una vez tenido el valor medio de la onda sinusoidal, lo que buscamos es expresarlo con el valor máximo de esta onda, para ello aplicamos la relación entre los valores medio y máximo de las ondas sinusoidales:

$$\bar{B}_S = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{B}_S \quad (\text{B.7})$$

Además, el tipo de devanado con que se diseñe el motor también afectará. Esto se introduce con el factor de devanado en la carga lineal específica. Introduciendo este aspecto, y las consideraciones de las fórmulas (B.6) y (B.7), llegamos a la expresión general (B.1).

ANEJO C

Descripción de la Bancada de Ensayos

El motor diseñado se ha ensayado sobre una bancada que es un modelo reducido de puerta de ascensor. A continuación se expone como se ha realizado el montaje del primario y del secundario en la bancada.

C.1. MONTAJE DEL SECUNDARIO DEL PROTOTIPO

Como se ha explicado con anterioridad, el secundario del motor se ha integrado en la guía de la puerta automática. Para ello se han pegado los imanes directamente sobre la guía, que es del material $DX51D + Z275$, perfectamente utilizable para la disposición de los imanes en el secundario.



Figura C.1: Montaje del secundario del motor.

C.2. MONTAJE DEL PRIMARIO DEL PROTOTIPO

En cuanto al primario, va integrado en la puerta automática, de manera que existe una transmisión directa del movimiento sin necesidad de correas ni poleas. El montaje realizado ha necesitado de un suplemento de acero inoxidable de material no ferromagnético de $6mm$ para alcanzar la altura necesaria para asegurar el entrehierro. Este suplemento se ha soldado al yugo del primario del motor, y a su vez se ha atornillado a una placa que es la que se fija a la puerta automática y transmite el movimiento.

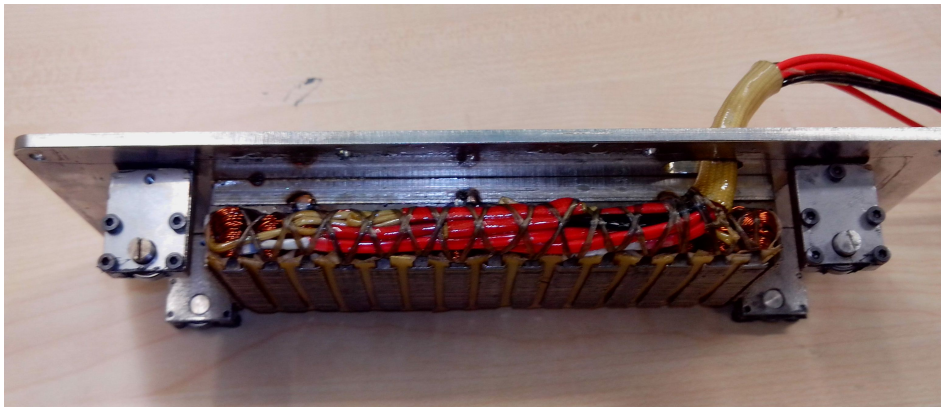


Figura C.2: *Primario del motor con el suplemento y la tapa superior.*

Para asegurar el entrehierro, ha sido necesario diseñar unos soportes con rodamientos, puesto que el montaje de la puerta no asegura la fuerza suficiente para mantener el primario a $1mm$ del secundario. Estas patas permiten variar la altura del entrehierro un milímetro para ajustar su funcionamiento. Las patas se han colocado dejando pasar entre ellas la fila de imanes.

Los cables de alimentación llegan al motor a través de un agujero situado en la placa de soporte del motor. El primario del motor integrado en la puerta se ve en la figura C.3.

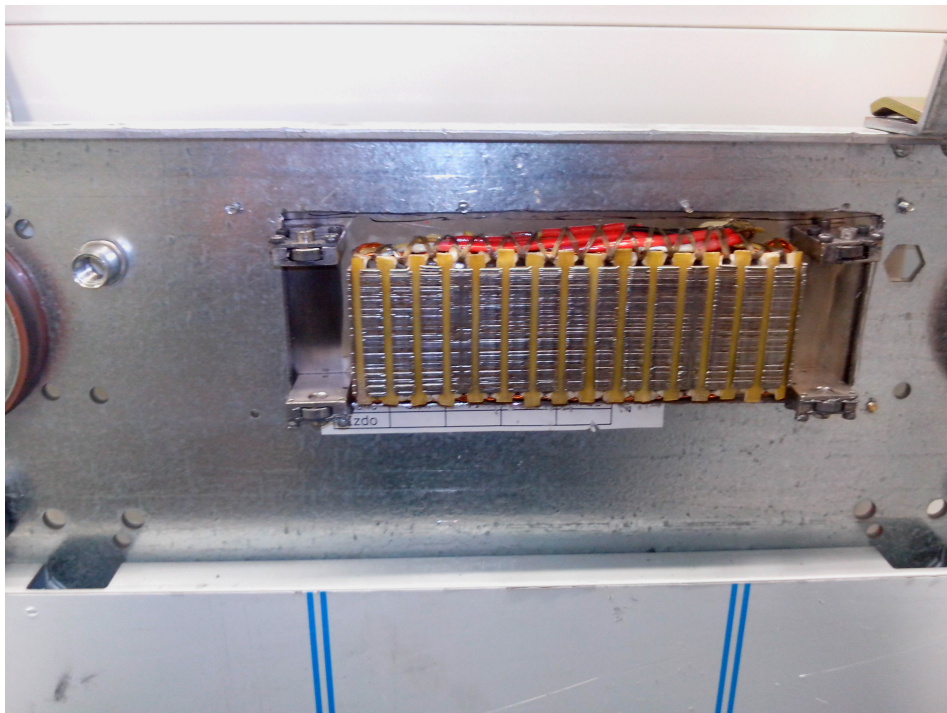


Figura C.3: Montaje del primario del motor en la puerta.

ANEJO D

Publicaciones

En este anejo se incluyen las publicaciones realizadas durante la investigación.

- [73]: Jorge Jiménez, José Ángel Malumbres y Miguel Martínez-Iturralde. Analytical computation of asymmetrical magnetic circuits of surface-mounted permanent-magnet linear motors with distributed and concentrated winding. *LDIA 2011, Eindhoven*, 2011.
- [74]: José Ángel Malumbres, Jorge Jiménez y Miguel Martínez-Iturralde. Thermal analysis of surface-mounted permanent-magnet linear motors using a lumped parameter thermal model. *LDIA 2011, Eindhoven*, 2011.

Analytical Computation of Asymmetrical Magnetic Circuits of Surface-Mounted Permanent-Magnet Linear Motors with Distributed and Concentrated Winding

Jorge Jimenez^{1,2}, Jose A. Malumbres² and Miguel Martínez-Iturralde^{1,2}

¹CEIT, Paseo Manuel de Lardizabal 15, San Sebastian, 20018, Spain

²TECNUN (University of Navarra), Paseo Manuel de Lardizabal 13, San Sebastian, 20018, Spain
email: jjimenez@ceit.es

ABSTRACT

This article presents an analytical method to compute the flux distribution in a Surface-Mounted Permanent-Magnet Linear Motor (SMPMLM). The method, based on the equivalent magnetic circuit method, considers the saturation of the material, the leakage at the end of the motor and the asymmetrical distribution of the magnetic flux.

The leakage reluctance due to the end machine is a very particular parameter of linear motors, that leads to a different flux distribution in every pole of the machine. The circuit presented offers a method to model it. The proposed magnetic circuit leads to a faster solution for SMPMLM with concentrated and distributed winding, compared with Finite Elements Analysis Method (FEM), that is more time demanding. Moreover, the presented circuit is general, as it works with any number of pole pairs or slots. Finally, the results obtained with the analytical method are validated with FEM and contrasted with a concentrated winding prototype.

1 INTRODUCTION

The importance of linear motor is increasing in industry everyday as they offer better performance and reliability for linear movement than the typical use of rotary motor with pulleys and belts or chains. In terms of precision, it is always better a direct transmission with a linear motor than a complex mechanical system with a motor and a belt, that introduces clearances and makes the process less accurate. Some of the industries that are starting to introduce linear motors in their products or processes are the elevator companies, which have developed systems to open the sliding doors with linear motors [1] or the electronics manufacturers, who are changing the traditional automatic systems for inserting components in the circuit boards with rotary machines to linear machines, gaining speed and accuracy [2].

Linear motors offer a wide range of possibilities. As in rotary motors, induction and synchronous motors can be used, but synchronous motors usually lead to a higher power density. Synchronous motors also offer a great variety of topologies. Some of them, as variable reluctance motors or stepping motors, have a passive secondary part, without any excitation source like magnets or windings, but they offer lower power density than the motor with an excitation on the secondary part.

Finally, the excitation of the secondary part has two main possibilities, the secondary with permanent magnets and with excitation coils. In terms of performance, the secondary with permanent magnets is a better solution, as they do not need a winding which causes copper losses. They also are smaller, which is a critical characteristic for low volume demanding applications.

Permanent magnet excitation offers several topologies, but the most commonly used is the surface mounted permanent magnet linear motor (SMPMLM), which is studied in this article. This is because it offers a great power density and it is the easiest to manufacture, as magnets are easily laid out over a ferromagnetic yoke.

In terms of winding, two possibilities are analyzed in this article, distributed and double layer concentrated winding. Concentrated winding has some advantages in comparison with distributed winding. It leads to smaller end-windings, as they embrace only one tooth, while distributed winding usually embrace three teeth or a multiple if it is full pitch. If the correct combination of slots and poles is chosen, concentrated windings can reduce cogging force due to the slots [3]. On the other hand, distributed windings have a higher winding factor (k_w), which means that they can provide higher power density.

Linear motors have the particularity that their primary has a finite length. In rotary motors there is a complete periodicity between poles, which lead to a very simplified magnetic circuit that only represents one pole of the machine [4, 5], without losing the accuracy of the model. Unfortunately, linear motors do not have this periodicity due to the ends of the machine. This causes a complete asymmetry on the magnetic circuit and the periodicity of the poles cannot be used while designing a magnetic circuit.

This special characteristic of linear motors requires the design of a complete magnetic circuit, and the characterization of the end-leakage reluctance. In this article, a way of modeling the end-leakage reluctance is presented. Such model leads to a very simple expression that gives good results, specially in integral values of the motor (Φ , BEMF).

The equivalent magnetic circuit of electrical machines is a tool that has advantages over FEM analysis. Although preparing a magnetic circuit to analyze a motor takes time, once it is made, it gives accurate results in a few seconds. There are magnetic circuits with a thin discretization [6,

7, 8], but they take quite a long time to obtain results . The circuit presented in this article is simpler than those circuits, what makes it less time demanding. FEM analysis always takes more time to prepare and solving for each motor.

The proposed circuit also takes into account the saturation of the material through its B-H curve. Through an iterative process, the variable reluctances of the circuit, those related to the ferromagnetic parts, are updated until its convergence, taking into account the flux density reached in every ferromagnetic part.

Finally, the magnetic circuit is general. It works for any number of pole pairs and for any number of slots at the primary part of the motor. Results obtained in the analytical process are compared with FEM and those of concentrated winding are also validated through a prototype.

2 MAGNETIC CIRCUIT

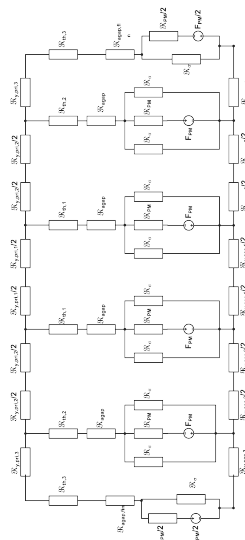


Figure 1: Magnetic circuit for a four pole SMPMLM with distributed winding

Figure 1 shows the magnetic circuit for a four-pole SMPMLM. A correct characterization of the reluctances of the machine is essential in order to obtain the correct distribution of fluxes in the SMPMLM.

The way used to model every reluctance of the machine is showed below, where a general model of a four poles machine with distributed winding is presented.

2.1 Constant reluctances of the magnetic circuit

Some of the reluctances of the magnetic circuits have a constant value in every iteration. These reluctances correspond the airgap, the magnet, and the leakage flux between the magnet and the ferromagnetic material of the yoke of the secondary part of the motor, and are modeled as shown in (1), (2), (3), where k_C is the Carter factor [9], τ_p is the pole pitch, ω_{Fe} is the width of the motor, h_{PM} is the height of the magnet and L_{PM} is the length of the magnet. Other leakage reluctances, such as zig-zag and magnet-magnet, are modeled with the factor k_σ [10].

$$\mathfrak{R}_{agap} = \frac{h_{agap} \cdot k_C}{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot \omega_{Fe}} \quad (1)$$

$$\mathfrak{R}_{PM} = \frac{h_{PM}}{\mu_0 \cdot \mu_{r,PM} \cdot L_{PM} \cdot \omega_{Fe}} \quad (2)$$

$$\mathfrak{R}_\sigma = \frac{h_{PM}}{\mu_0 \cdot (\tau_p - L_{PM}) \cdot \omega_{Fe}} \quad (3)$$

2.2 Leakage reluctance at the side of the linear machine

One particular reluctance of the SMPMLM is the end-leakage one. It models the flux through the air region at each side of the machine, as shown in Fig. 2. The process of obtaining the expression of this reluctance (4), modeled as an ellipse is detailed below.

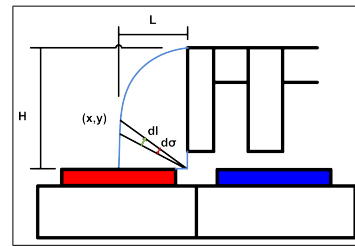


Figure 2: Model of the end-machine leakage reluctance

$$\left. \begin{aligned} x &= L \cdot \cos \theta \\ y &= H \cdot \sin \theta \end{aligned} \right\} \begin{aligned} dl &= \frac{r}{2} \cdot d\theta \\ r &= \sqrt{x^2 + y^2} \\ s &= r \cdot \omega_{Fe} \end{aligned} \Rightarrow \left. \begin{aligned} d\mathfrak{R}_{agap,end} &= \frac{dl}{\mu_0 \cdot S} \\ &= \frac{\frac{r}{2} \cdot d\theta}{\mu_0 \cdot r \cdot \omega_{Fe}} = \frac{d\theta}{2 \cdot \mu_0 \cdot \omega_{Fe}} \end{aligned} \right\}$$

$$\mathfrak{R}_{agap,end} = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{2 \cdot \mu_0 \cdot \omega_{Fe}} = \frac{1}{2 \cdot \mu_0 \cdot \omega_{Fe}} \cdot \int_0^{\pi/2} d\theta = \frac{1}{2 \cdot \mu_0 \cdot \omega_{Fe}} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{4 \cdot \mu_0 \cdot \omega_{Fe}} \quad (4)$$

2.3 Variable reluctances: Iron Parts

The reluctances of the ferromagnetic parts of the SMPMLM cannot be considered as constant because they depend on the magnetic flux that passes through them. For this reason it is necessary to take into account the influence of the saturation of the ferromagnetic material when solving the magnetic circuit. This magnetic saturation is taken into in the magnetic circuit of SMPMLM through an iterative process in which the flux in every part of the motor is calculated, and later the value of the reluctances of the ferromagnetic parts are updated through the B-H curve of the material. The process is showed in (5).

$$\Phi_i \Rightarrow B_i \Rightarrow H_i \Rightarrow F_i \Rightarrow \mathfrak{R}_i \quad (5)$$

$$B_i = \frac{\Phi_i \cdot k_\sigma}{S_i} \quad (6)$$

$$F_i = H_i \cdot l_i \quad (7)$$

$$\mathfrak{R}_i = \frac{F_i}{\Phi_i} \quad (8)$$

In this process, Φ_i is the magnetic flux through a ferromagnetic element, B_i represents the flux density of the same part, and it is calculated as shown in (6), where S_i is its section. H_i is the magnetic field intensity and is obtained with the B-H curve of the material. F_i is the magnetomotive force of the ferromagnetic part, obtained with (7), where l_i is the length of the part, and finally, \mathfrak{R}_i is the new reluctance of the part, obtained as shown in (8).

2.4 Solving the magnetic circuit

The magnetic circuit of Fig 1 has $2P+1$ loops, where P is the number of pole pairs. Due to the symmetry of the circuit presented, it can be split by its middle point, simplifying the solving process. It results in a $P+1$ loops magnetic circuit. By grouping the reluctances in parallel and in series, a simplified magnetic circuit is obtained (Fig 3), where the final reluctances are calculated as shown in (9) to (16).

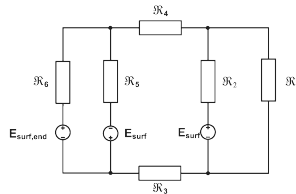


Figure 3: Simplified magnetic circuit for a four pole SMPMLM

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{\mathfrak{R}_{Fe,y,pri}}{2} + \frac{\mathfrak{R}_{Fe,y,sec}}{2} \quad (9)$$

$$\mathfrak{R}_2 = \mathfrak{R}_{Fe,th1} + \mathfrak{R}_{agap} + (\mathfrak{R}_\sigma \parallel \mathfrak{R}_\sigma \parallel \mathfrak{R}_{PM}) \quad (10)$$

$$\mathfrak{R}_3 = \mathfrak{R}_{y,sec,2} \quad (11)$$

$$\mathfrak{R}_4 = \mathfrak{R}_{y,pri,2} \quad (12)$$

$$\mathfrak{R}_5 = \mathfrak{R}_{Fe,th} + \mathfrak{R}_{agap} + (\mathfrak{R}_\sigma \parallel \mathfrak{R}_\sigma \parallel \mathfrak{R}_{PM}) \quad (13)$$

$$\mathfrak{R}_6 = \mathfrak{R}_{Fe,y,pri,3} + \mathfrak{R}_{Fe,y,sec,3} + \mathfrak{R}_{Fe,th,3} + \mathfrak{R}_{agap,end} + (\mathfrak{R}_\sigma \parallel \frac{\mathfrak{R}_{PM}}{2}) \quad (14)$$

$$E_{surf} = \frac{F_{PM} \cdot (\mathfrak{R}_\sigma \parallel \mathfrak{R}_\sigma \parallel \mathfrak{R}_{PM})}{\mathfrak{R}_{PM}} \quad (15)$$

$$E_{surf,end} = \frac{F_{PM} \cdot (\mathfrak{R}_\sigma \parallel \mathfrak{R}_{PM})}{\mathfrak{R}_{PM}} \quad (16)$$

Where F_{PM} is the magnetomotive force of the magnet, modeled by (17). H_c is the coercivity of the permanent magnet.

$$F_{PM} = H_c \cdot h_{PM} \quad (17)$$

Once the reluctances and the magnets are defined, a matrix system is created in order to solve the magnetic circuit using a mesh method. An iterative solving process is necessary due to the non linearity of the reluctances of the ferromagnetic parts of the SMPMLM (as it has been explained in 2.3). The main equation of the system is the equation (18).

$$[\Phi] = [\mathfrak{R}]^{-1} [F] \quad (18)$$

$[\Phi]$ is a vector of $P+1$ files and 1 column with the fluxes of the loops, and is the unknown part of the system. $[\mathfrak{R}]$ is the reluctance matrix, which has the size $[P+1, P+1]$. Finally, $[F]$ is a $[P+1]$ vector with the magnetomotive forces of the magnetic circuit. In equations (19) and (20), $[\mathfrak{R}]$ and $[F]$ matrix are represented for a four-pole machine, but as this solving method is general, any number of poles could be represented.

$$[\mathfrak{R}] = \begin{bmatrix} \mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 & -\mathfrak{R}_2 & 0 \\ -\mathfrak{R}_2 & \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 & -\mathfrak{R}_5 \\ 0 & -\mathfrak{R}_5 & \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$[F] = \begin{bmatrix} E_{surf} \\ -2 \cdot E_{surf} \\ E_{surf} + E_{surf,end} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Once the fluxes have been calculated using (18), reluctances are re-calculated in an iterative process until the convergence of the results.

2.5 Particularities of the concentrated winding

As explained before, concentrated winding is an interesting option for linear motors, but its magnetic circuit has some particularities that must be taken into account. In

order to determinate the maximum flux density in a tooth, it must be considered that there is always a tooth lined up to a permanent magnet, resulting that all the flux generated by this magnet passes completely through the tooth (Fig. 4a), without any leakage flux. In other tooth of the motor the opposite situation occurs (Fig. 4b). No flux passes through the tooth because it is centered between two magnets and goes directly from one to the other. Nevertheless, the global leakage coefficient k_p [10], is also valid for this particular magnetic circuit.

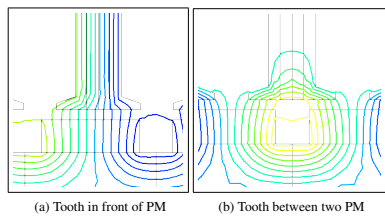


Figure 4: Flux distribution through a tooth for concentrated winding

The same circuit 1 is used to calculate the maximum flux density, but it is necessary to make a correction that takes into account that there is no dispersion in primary part. It is shown in (21), that compared to (6), concentrated winding does not consider the factor k_p .

$$B_i = \frac{\Phi_i}{S_i} \quad (21)$$

3 RESULTS

In order to validate the results obtained in the proposed magnetic circuit, simulations with Finite Elements Methods (FEM) have been made. The program used for FEM studies is Flux 2D. Results are shown for distributed and concentrated windings.

3.1 Characteristics of the motors design

Two motors have been designed. The first one is a motor with full pitch distributed winding, with two pole pairs and 12 slots. The second motor is a motor with concentrated winding, four pole pairs and nine slots. Two different number of pole pairs have been chosen to show the generality of the magnetic circuit. Their characteristics are shown in Table 1.

3.2 Fluxes and flux density

In order to check the validity of the calculus of the flux density and the magnetic flux of the analytical study, simulations with FEM have been made.

Distributed winding. The method proposed in section 2, gives information about every pole of the SMPMLM with distributed winding. Flux density can be calculated in every tooth and in the yokes of the primary and the secondary parts (Table 2). It is also calculated the

Table 1: Characteristics of the tested motors

| Characteristics | | |
|--------------------------------|-------------|--------------|
| Winding | Distributed | Concentrated |
| Pole pairs | 2 | 4 |
| Number of slots | 12 | 10 |
| Turns per phase ($N_{w,ph}$) | 658 | 990 |
| Coils per phase | 2 | 3 |
| Total length | 156.4 mm | 187.4 mm |
| ω_{Fe} | 100 mm | 40 mm |
| τ_p | 3.75 mm | 20 mm |
| Slot height | 34 mm | 22 mm |
| Slot width | 4.8 mm | 10.8 mm |
| Teeth width | 7.6 mm | 7 mm |
| Primary yoke height | 1.12 mm | 8 mm |
| Airgap | 2 mm | 1.5 mm |
| Secondary yoke height | 12.2 mm | 8 mm |
| Magnets height | 6.3 mm | 5 mm |
| Magnets length | 2.8 mm | 15 mm |
| Remanence | 1.20 T | 1.20 T |
| Primary material | M-600 50A | M-600 50A |
| Secondary material | M-600 50A | SAE 1045 |
| Rated thrust | 120 N | 110 N |
| Rated speed | 1.5 m/s | 1.02 m/s |

airgap flux density (Table 3) and the flux of the machine (Table 4).

Table 2: flux density of the distributed winding SMPMLM

| flux density at the teeth | | |
|------------------------------------|------------|--------|
| | Analytical | FEM 2D |
| Center pole | 1.22 T | 1.29 T |
| Second pole | 1.22 T | 1.29 T |
| Final pole | 0.36 T | 0.57 T |
| flux density at the primary yoke | | |
| Center pole | 0.56 T | 0.51 T |
| Second pole | 1.29 T | 1.33 T |
| Final pole | 0.55 T | 0.46 T |
| flux density at the secondary yoke | | |
| Center pole | 0.55 T | 0.58 T |
| Second pole | 1.29 T | 1.47 T |
| Final pole | 0.55 T | 0.5 T |

Table 3: Airgap flux density of the distributed winding SMPMLM

| flux density at the airgap | |
|----------------------------|--------|
| Analytical | FEM 2D |
| 0.80 T | 0.85 T |

Concentrated winding. The maximum flux density given in Table 5 are the maximum flux density of the machine, not the flux density for every pole. It is also shown the result of the flux density at the airgap and the flux of a pole of the machine.

Table 4: Flux of the distributed winding SMPMLM

| Flux for distributed winding | | |
|------------------------------|------------|---------|
| | Analytical | FEM 2D |
| Φ_{agap} | 2.31 mWb | 2.3 mWb |

Table 5: Maximum flux density and flux of the concentrated winding SMPMLM

| Flux density | Analytical | FEM 2D |
|-----------------|------------|----------|
| Teeth | 1.78 T | 1.70 T |
| Primary yoke | 1.01 T | 0.94 T |
| Ssecondary yoke | 1.01 T | 1.12 T |
| Airgap | 0.78 T | 0.85 T |
| Flux | 0.48 mWb | 0.50 mWb |

3.3 Back Electromotive Force

Back electromotive force (BEMF) is also calculated. The analytical results are validated with FEM in Table 6. The value is calculated using (22) [11], where k_f is the form factor [11], f is the frequency of the motor and k_w is the winding factor.

$$E_{ph,PM} = 4 \cdot k_f \cdot f \cdot k_w \cdot N_{w,ph} \cdot \Phi_{agap} \quad (22)$$

Table 6: BEMF for the studied motors

| | Analytical | FEM 2D |
|----------------------|------------|---------|
| BEMF distributed w. | 139.1 V | 141.0 V |
| BEMF concentrated w. | 49.6 V | 49.95 V |

3.4 Rated current and thrust

Load conditions have been also calculated and checked with FEM 2D. The analytical method considers that the motor is being controlled with vectorial control. The equation used to obtain the electrical current of the q-axis is (23),

$$I_q = \frac{P}{3 \cdot E_{ph,PM}} \quad (23)$$

The currents obtained for both motors are given in Table

Table 7: Nominal current of the motors

| | Distributed | Concentrated |
|---|-------------|--------------|
| I | 0.932 A | 0.739 A |

FEM simulations were made in order to check the reliability of the study. It has been applied the nominal current to the motors and the resulting force of the FEM simulation is the data compared with the analytical results (Table 8).

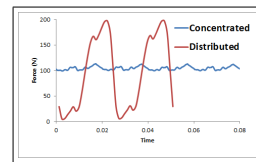


Figure 5: FEM simulation of the forces for the two motors

Table 8: Force of the FEM simulations of the two motors

| | Analytical | FEM 2D |
|--------------|------------|---------|
| Distributed | 120 N | 95.4 N |
| Concentrated | 107 N | 106.9 N |

As seen in Table 8 and in Fig. 5, the force of the motor with distributed winding has a large oscillation. This is caused by the cogging of the motor, because it has not been optimized. This causes, as well, that the value of the force is not as accurate as it should. The motor with concentrated winding does not have this problem because its design has been optimized to build a prototype.

4 PROTOTYPE

In order to validate the analytical process, a prototype of the motor with concentrated winding has been built (Fig. 6) and tested. For an applied rated load of 120 N and a maximum speed of 1m/s, the current obtained has a mean value of 0.81 A, and its waveform can be seen on Fig. 7. This results are consistent with the nominal conditions of the motor.

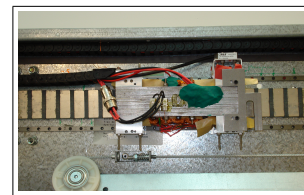


Figure 6: Prototype of a four-pole SMPMLM with concentrated winding

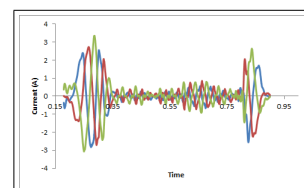


Figure 7: Currents of a cycle of the concentrated winding SMPMLM prototype

5 CONCLUSIONS

It has been presented a magnetic circuit for SMPMLM for distributed and concentrated windings. The most important characteristic of the magnetic circuit is that it takes into account the asymmetry and the non-periodicity in the poles of the magnetic circuit caused by the end-leakage flux. This flux is a very particular characteristic of linear motors, that makes the magnetic circuit more complex than the magnetic circuit for rotary motors, that can be reduced to a single pole without losing accuracy. The magnetic circuit also takes into account the saturation of the ferromagnetic material through its B-H curve.

Also, it has been presented the way of solving the magnetic circuit. It has been presented an iterative process to solve the magnetic circuit based on a matrix system of fluxes, reluctances and magnetomotive forces. The solving method is general for any number of poles and slots, and works for both distributed and concentrated winding.

The results obtained with the model are good enough to consider the circuit as a good design. The flux density obtained in the analytical study have little error in comparison with the ones obtained in Flux 2D, specially for concentrated winding. In terms of integral quantities, the flux obtained by the analytical circuit are quite close to the ones from Flux 2D, and the same happens for the BEMF. The errors are minimal, so the realized study is validated.

The studies have been contrasted with a prototype of concentrated winding. The model was tested in load conditions, and the electrical current obtained was consistent with the nominal operation conditions of the motor.

The analytical study has its advantages regarding FEM analysis. Although the implementation of the analytical study might take time at the preparation stage, once it has been done it takes just a few seconds to analyze machines, while a FEM analysis always takes a lot of time both to prepare and to solve the problem.

REFERENCES

- [1] R. Kulak, "Elevator car door system," no. 0941286A1, 1998.
- [2] S. Kiyotaka, "Linear motor unit and electronic component placing apparatus provided with the linear motor unit," *European Patent*, no. EP2259412, 2010.
- [3] S. Chevailler, *Comparative study and selection criteria of linear motors*. PhD thesis, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Suiza, 2006.
- [4] C. Mi, M. Filippa, W. Liu, and R. Ma, "Analytical method for predicting the air-gap flux of interior-type permanent-magnet machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 1, pp. 50–58, 2004.
- [5] L. Zhu, S. Jiang, Z. Zhu, and C. Chan, "Analytical modeling of open-circuit air-gap field distributions in multisegment and multilayer interior permanent-magnet machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 8, pp. 3121–3130, 2009.
- [6] S. Han, T. Jahns, and W. Soong, "A Magnetic Circuit Model for an IPM Synchronous Machine Incorporating Moving Airgap and Cross-Coupled Saturation Effects," in *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC'07. IEEE International*, vol. 1, pp. 21–26, IEEE, 2007.
- [7] J. Tangudu, T. Jahns, A. EL-Refaie, and Z. Zhu, "Lumped parameter magnetic circuit model for fractional-slot concentrated-winding interior permanent magnet machines," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pp. 2423–2430, IEEE.
- [8] A. Tariq, C. Nino-Baron, and E. Strangas, "Iron and Magnet Losses and Torque Calculation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Magnetic Equivalent Circuit," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 12, pp. 4073–4080, 2010.
- [9] J. Gieras and Z. Piech, *Linear Synchronous Motors: Transportation and Automation Systems*. No. ISBN: 0-8493-1859-9, CRC Press, 2000.
- [10] R. Qu and T. Lipo, "Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 1, pp. 121–127, 2004.
- [11] J. Corrales Martin, *Calculo Industrial de Maquinas Electricas, Tomo I*. No. ISBN 84-267-0439-5, Marcombo, 1982.

Thermal Analysis of Surface-Mounted Permanent-Magnet Linear Motors Using A Lumped Parameter Thermal Model

Jose A. Malumbres¹, Jorge Jimenez^{1,2} and Miguel Martinez-Iturralde^{1,2}

¹Tecnun (University of Navarra), Manuel de Lardizabal 13, 20018 San Sebastian, Spain

²CEIT, Manuel de Lardizabal 15, 20018 San Sebastian, Spain
email: jamalumbres@ceit.es

ABSTRACT

As new industrial applications for linear drives appear, miniaturization and optimization requirements force the designer to improve new design strategies. Thermal analysis in electrical rotary machines has been taken into account for a long time, but this subject has been usually put aside in electric linear drives design methods. Nowadays, new topologies for linear drives using permanent magnets enhance the importance of the thermal analysis due to demagnetization issues.

This paper provides an analytical lumped parameter thermal model for linear drives that gives results for both transient and steady-state temperatures. The model has been implemented for a Surface-Mounted Permanent-Magnet Linear Motor (SMPMLM) and has been validated by using experimental methods and CFD calculations. This analytical model gives information about thermal behaviour inside the machine in the design stage.

Keywords: lumped parameter thermal model, linear drives

1 INTRODUCTION

Applications using linear drives in industry are in constant increase. New automation machines use linear drives instead of the classic combination of a rotary machine plus a belt or a chain in order to obtain linear movements [1, 2]. There is also a constant research and development as well as innovation on new topologies for linear drives in order to fulfill actual industrial systems' requirements.

Since the early 90's, and with the reduction in the prices of computer systems, new capabilities of computers for solving complex equation systems arose, and researchers and industry began to work on thermal aspects of electric rotary machines [3, 4, 5, 6]. Prior to this, and from a designer point of view, rough methods were used in order to predict the temperatures under nominal operation.

Thermal analytical methods for rotary motors have achieved relative importance in present days due to miniaturization strategies, that requires a correct thermal calculation, and usage of new materials, like rare earth magnets that can lose their magnetic properties with a temperature increase. This becomes a critical issue in the design stage in order to obtain very efficient motors in a reduced space.

Several methods have been developed to analyze thermal behaviour in electrical machines [7] but they can be separated in two generic groups. Analytical methods, like lumped parameter thermal models or network topological methods, are the best option in both the design stage and control stages due to faster calculation times. Numerical methods, like Finite-Element Methods (FEM) or Computational Fluid Dynamics (CFD), are usually commercial software and very difficult to implement correctly in a simple system. Also, due to its higher processing and calculation times, these methods are not suitable for control purposes. However, the results obtained with these methods are very precise, and make them the best option in the optimization stage.

In comparison with rotary machines, fewer importance has been given to thermal aspects of linear drives in the design stage. A very few examples of models for thermal behaviour can be found [8] and neither old topologies nor newer ones have methods for predicting temperature behaviour of the drives during operation cycles. This makes thermal warnings in control and automation systems to be detected with the aid of sensors.

This paper provides a general, easy-to-implement, easy-to-calculate lumped parameter method for linear drives. The thermal model has been implemented and tested for a designed Surface-Mounted Permanent Magnet Linear Motor (SMPMLM) prototype and then validated using both experimental and CFD results.

2 THERMAL MODEL FOR LINEAR DRIVES

2.1 Lumped parameter thermal model

The thermal model for the SMPMLM is based on a lumped parameter method. Similar construction and implementation techniques as in other models for rotary machines has been used for its construction [3, 5, 9]. In order to build a simple thermal network, the following assumptions have been made:

- The heat flowing in every orthogonal direction is independent.
- A single temperature defines heat flow in every direction.
- Heat generation and heat capacity are uniformly distributed.

By using these assumptions, a thermal network has been developed with a series of heat resistances, heat capacities and losses generators, in a direct analogy

to electric systems. This thermal networks are fully explained in classic heat transfer books like [10, 11].

The obtained thermal network is easy to solve as is described in 2.5.

2.2 Description of the model

In comparison to rotary machines, where heat flux in circumferential direction is negligible and it is possible to group thermal resistances for slots, teeth and coils, it is not possible in linear machines to neglect the heat flow in the movement direction (which is the equivalent direction to the circumferential in rotary machines). For this reason, it is necessary to introduce a thermal model for for every tooth and coil in order to know the thermal behavior of the linear drive. However, symmetry can be considered in the movement axis.

Two generic elements have been developed by using thermal resistances and capacitances, one representing a tooth of the machine (Fig. 1), and the other representing half a coil (Fig. 2). With these two elements is easy to build the thermal network despite the number of teeth and the type of coils, joining them to complete the circuit.

If the model is intended to represent a linear drive in a closed environment, a magnet and a secondary yoke nodes should be introduced into the thermal network in order to know the thermal behavior in the most critical part of the SMPMLM. Otherwise, in open air environments, a new assumption can be made, considering temperature of the magnets and the yoke constant and equal to ambient temperature, as seen in section 3.2 through experimental results. Then, the introduction of these nodes in the thermal network can be made as boundary conditions of the thermal problem. However, including these nodes as normal ones can be made if convection in the air gap during the movement of the drive is well estimated.

2.3 Tooth Element

The tooth element represents the thermal behavior inside one tooth of the drive or a half of a tooth if symmetry is taken into account. It is represented by three main nodes, that give temperatures in the tooth tip, in the tooth main part and in the section of the yoke above the tooth. There are also 8 more nodes that connect the tooth element to other elements of the thermal network. Some of these 8 nodes also give extra information about the temperature in the surface of the teeth, which are the physically accessible nodes of these elements in a real drive.

Figure 1 depicts the tooth element and the thermal resistance between nodes. A list of the formulas to calculate these resistances can be found at the appendix.

2.4 Coil Element

The coil element represents half a coil or a quarter of it if symmetry is taken into account (see figure 2). Two representative nodes give the main information in order to know the thermal behaviour in the coils of the machine. The first representative node gives the temperature in the slot of the drive and the other gives the temperature in

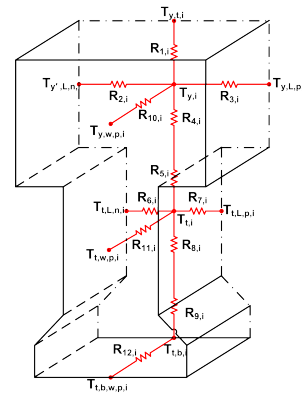


Figure 1: Tooth element

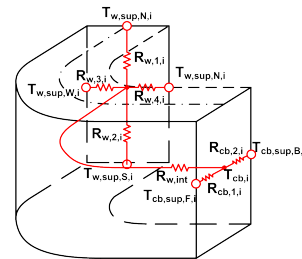


Figure 2: Coil element

the end winding. The former node is connected via three thermal resistances to the adjoining teeth and the latter node is also shared with the adjoining coil element, as depicted in Figures 3a and 3b.

This coil element can also be developed with more exhaustive methods like the described in [12], that gives more temperature nodes splitting the coil into several separated layers.

Although in Fig. 3a and 3b it is only shown the assembly schemes for concentrated windings, coil elements can also conform the model for a distributed winding machine without any modifications, provided that the connections between coil elements and tooth elements are correctly made.

2.5 Resolution method

The resulting thermal network can be easily solved with heat balance equations in the form of (1) for each node, where C_i , T_i , P_i and $R_{i,j}$ are, respectively and for each node, the thermal capacitance, the mean temperature, heat generation in the node and the thermal resistance

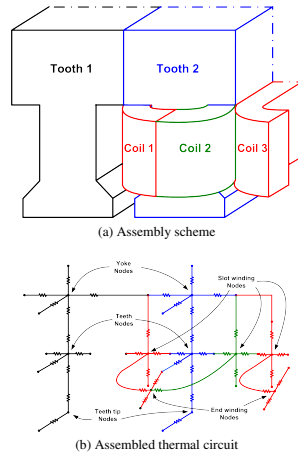


Figure 3: Assembly schemes for two teeth and three coil elements

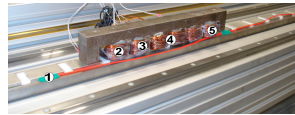


Figure 4: Position of the PT-100 sensors. 1 - Secondary yoke and magnets; 2 - End winding 1; 3 - End winding 2; 4 - Space between coils 3 and 4; 5 - End winding 6

between adjoining nodes i and j .

$$C_i \cdot \frac{dT_i}{dt} = \frac{1}{R_{i,j}} \cdot (T_i - T_j) - P_i \quad (1)$$

It is important to remark that, although not commented in the model description, an ambient temperature node should be introduced as boundary condition of the thermal problem. The thermal resistances between this node and the model of the drive should be the corresponding to model the convection in the surfaces of the machine. This convection can be modeled with common correlations like the ones included in [10, 11].

3 RESULTS

3.1 Description of the tested machine

A linear drive prototype has been designed and built in order to study the accuracy of the model. Four PT-100 thermal sensors have been put in several winding points of the prototype as a temperature measure method. Figure 4 shows the real prototype and the points where the sensors were put. Another PT-100 sensor has been also put in the magnets in order to measure temperature variations in one of the most critical points of the prototype.

Table 1: Design variables of the linear drive prototype

| Name | Value |
|------------------------------------|----------------------|
| Material | SAE 1045 Steel |
| Pair of poles | $p = 2$ |
| Type of winding | Concentrated |
| Number of slots | $Q_s = 6$ |
| Number of slots per pole per phase | $q = 0.5$ |
| Number of turns per phase | $N_{ph} = 400$ |
| Number of coils per phase | $N_{cp} = 2$ |
| Total length | $l_{tot} = 312.6$ mm |
| Total width | $w_{tot} = 30$ mm |
| Pole pitch | $\tau_p = 62.5$ mm |
| Slot height | $h_{slot} = 24$ mm |
| Slot width | $l_{slot} = 20.7$ mm |
| Yoke height | $h_y = 20$ mm |
| Remanence | 1.2 T |

Table 2: Thermal conditions of the experiments

| | Experiment 1 | Experiment 2 |
|------------------------|--------------|--------------|
| Joule losses | 22 W | 44.5 W |
| Iron losses | 0.229 W | 0.482 W |
| Maximum frequency | 4 Hz | 8 Hz |
| Maximum velocity | 0.5 m/s | 1 m/s |
| Mean velocity | 0.14 m/s | 0.24 m/s |
| Time of the experiment | 105 min | 105 min |
| Ambient temperature | 18 °C | 24 °C |

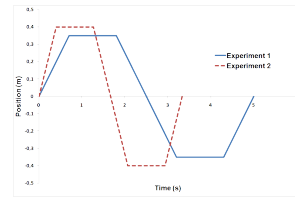


Figure 5: Movement profiles of the experiments

Table 1 shows the characteristics of the designed drive and the materials used for its construction ¹.

Two movement cycles have been tested in order to validate the model. Estimated Joule losses, maximum and mean velocities of half of a cycle (for CFD and convection calculation purposes) and time of the experiments for each cycle can be seen at Table 2; also position profiles for each movement cycle can be seen in Fig. 5. Iron losses value has been considered as neglectable in comparison with Joule losses value. This low value is caused by the low frequencies of the motor presented.

¹There is an extra slot in the real device due to the concentrated windings

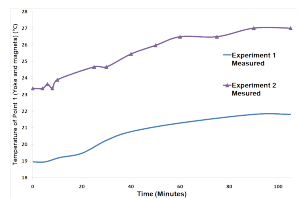


Figure 6: Measured temperatures in yoke and magnets with sensor 1 during experiments

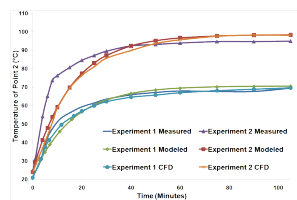


Figure 7: Measured, modeled and CFD temperatures for sensor 2 (End winding 1)

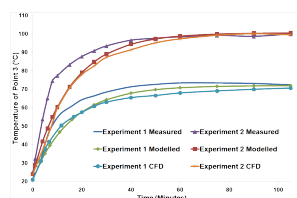


Figure 8: Measured, modeled and CFD temperatures for sensor 3 (End winding 2)

3.2 Results from the model and validation with experimental results

The proposed model has been implemented in Matlab for the designed machine in order to test the mentioned experiments. For simplicity purposes in convection calculations, correlations for vertical and horizontal surfaces taken from [11] have been used. The velocity of the air considered in both sides is the mean velocity of half of a movement cycle (see Table 2).

As it can be seen at figure 6, that shows experimental data for the sensor in the secondary yoke and magnets, temperature variations during the experiments are very low because the prototype was installed in a big enough room to be considered as an open air environment. Owing to this, this two points of the thermal network are at constant temperature in the implemented model. However, as explained in section 2.2, these two points can also be easily implemented in order to control one of the critical points of the SMPMLM.

Results of the whole machine for the transient

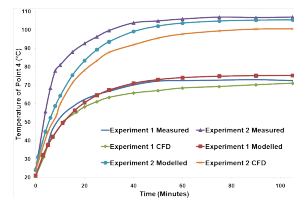


Figure 9: Measured, modeled and CFD temperatures for point 4 (Point between coils 3 and 4)

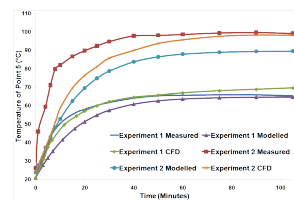


Figure 10: Measured, modeled and CFD temperatures for point 5 (End winding 6)

simulations has been obtained in 7.5 seconds each. Results for the measured points 2, 3, 4 and 5 can be seen at Figures 7, 8, 9 and 10 along with the model simulation results. It can be seen that a little error (less than 10%) is obtained in the prediction of the temperatures by the model in comparison to the measurements for both experiments.

3.3 Validation with CFD

CFD transient simulations have been done using Ansys Fluent. Several modifications to the real prototype have been taken in order to simplify the simulations:

- The model is a 2D simplification of the real prototype in the movement plane.
- Symmetrical heat distribution is supposed. Only half of the machine has been simulated (3 and a half slots).
- Mean velocity for a direction of movement is taken as the Inlet Velocity of the model.
- Open air environment is taken as the Pressure Outlet.
- A perfect thermal wall is considered to represent the magnet surface.
- Temperature for end windings is considered as the mean of the temperatures in the belonging slot windings.

Results of the whole transients simulations were obtained in 12 hours each. Transient results for the measured points in the real device can be seen in Figures 7, 8, 9 and 10 along with measured and modeled distribution temperatures. Also, Figures 11 and 12 shows full

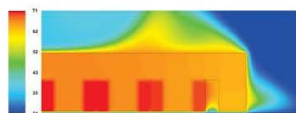


Figure 11: CFD results for the whole temperature distribution (in °C) in the end of Experiment 1



Figure 12: CFD results for the whole temperature distribution (in °C) in the end of Experiment 2

distribution temperatures in both experiments at the end of the CFD transient simulation.

4 CONCLUSION

The presented model has been implemented in Matlab for a designed SMPMLM prototype and two simulations were made of two different experiments. These experiments were also simulated using Fluent, as well as experimental data was taken from real experiments with the aid of thermal sensors.

CFD Simulations present very similar results in comparison with the results from the model for the analyzed points, and also great precision was obtained for the rest of the points on the simulated section. However, simulation processing time is an important aspect to considerate. While in CFD simulations 12 hours (aprox.) were needed for each transient experiment, less than 7 seconds were needed in the solving of the transient thermal network. CFD simulations provide very precise information of lots of aspects of the thermodynamics and aerodynamics of the system studied, however, and from the designer point of view, tools like analytical thermal models are less time-consuming and this makes the model a good candidate to design linear machines taking into account thermal aspects.

Also, and comparing experimental results with the ones obtained from the model, lumped parameter analytical thermal models presents a perfect solution for control and automation purposes in order to predict temperature rises and avoid machines destruction.

This model presents an easy-to-implement, easy-to-calculate way to modelize thermal behaviour of SMPMLM, and makes it a good candidate for both design and control purposes.

REFERENCES

- [1] D. Barret, "Linear motor door system for elevators," *European Patent*, no. 0751089A2, 1997.
- [2] S. Kiyotaka, "Linear motor unit and electronic component placing apparatus provided with the linear motor unit," *European Patent*, no. EP2259412, 2010.
- [3] P. H. Mellor, D. Roberts, and D. R. Turner, "Lumped parameter thermal model for electrical machines of tefc design," *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol. 138, no. 5, pp. 205–218, 1991.
- [4] A. Bousbaine, "Thermal modelling of induction motors based on accurate loss density distribution," *Electric Machines & Power Systems*, vol. 27, no. 3, pp. 311–324, February 1999.
- [5] A. M. EL-Refaie, N. C. Harris, T. M. Jahns, and K. M. Rahman, "Thermal analysis of multibarrier interior pm synchronous machine using lumped parameter model," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 303–309, 2004.
- [6] D. Gerling and G. Dajaku, "Novel lumped-parameter thermal model for electrical systems," in *Proc. European Conf. Power Electronics and Applications*, 2005.
- [7] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, M. Shanell, M. Mueller, and C. Mejuto, "Evolution and modern approaches for thermal analysis of electrical machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 871–882, 2009.
- [8] L. Yuan-Jiang, T. Chester, and S. Ho, "A novel network topological method," in *Proceedings of the 5th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA 2005)*, 2005, pp. 49–52.
- [9] F. Sahin and A. J. A. Vandenput, "Thermal modeling and testing of a high-speed axial-flux permanent-magnet machine," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 22, no. 4, pp. 982 – 997, 2003.
- [10] J. P. Holman, *Heat Transfer*, 10th ed. McGraw-Hill, New York, 2010.
- [11] F. P. Incropera, D. P. DeWitt, T. L. Bergman, and A. S. Lavine, *Fundamentals of Heat and Mass Transfer*, 6th ed. John Wiley & Sons, 2007.
- [12] D. Staton, A. Boglietti, and A. Cavagnino, "Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis in small and medium size industrial induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 620–628, 2005.

APPENDIX: THERMAL RESISTANCES FORMULATION

The geometry of a tooth can be seen in Figure 13, with the geometric parameters needed for the formulation. Thermal conductivities of the materials are noted with a subscript of the related material, being λ_{Fe} , λ_{Cu} and $\lambda_{Cu,ir}$ the conductivities for, respectively, steel, copper and winding insulation material.

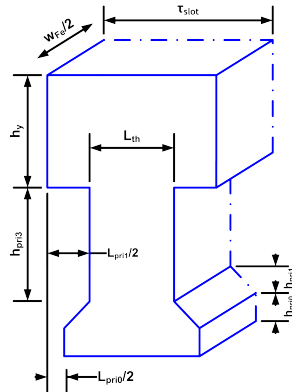


Figure 13: Geometry of a tooth

Tooth element

$$R_{1,i} = \frac{h_{y,pri}}{\lambda_{Fe} \cdot \tau_{slot} \cdot w_{pri}}$$

$$R_{2,i} = \frac{\tau_{slot}}{\lambda_{Fe} \cdot h_{y,pri} \cdot w_{pri}}$$

$$R_{3,i} = R_{2,i}$$

$$R_{4,i} = R_{1,i}$$

$$R_{5,i} = \frac{h_{pri3}}{\lambda_{Fe} \cdot L_{th} \cdot w_{pri}}$$

$$R_{6,i} = \frac{L_{th}}{\lambda_{Fe} \cdot h_{pri3} \cdot w_{pri}}$$

$$R_{7,i} = R_{6,i}$$

$$R_{8,i} = R_{5,i}$$

$$R_{9,i} = \frac{2 \cdot h_{pri1}}{\lambda_{Fe} \cdot w_{pri} \cdot \left[L_{th} + \frac{\left(\frac{\tau_{slot} - L_{pri0} - L_{th}}{2} \right)^2}{h_{pri1}} \right]} + \frac{2 \cdot h_{pri0}}{\lambda_{Fe} \cdot w_{pri} \cdot (\tau_{slot} - L_{pri0})}$$

$$R_{10,i} = \frac{w_{pri}}{2 \cdot \lambda_{Fe} \cdot \tau_{slot} \cdot h_{y,pri}}$$

$$R_{11,i} = \frac{w_{pri}}{2 \cdot \lambda_{Fe} \cdot L_{th} \cdot h_{pri3}}$$

$$R_{12,i} = \frac{w_{pri}}{2 \cdot \lambda_{Fe} \cdot A_{tt}}$$

$$A_{tt} = (\tau_{slot} - L_{pri0}) \cdot h_{pri0} + L_{th} \cdot h_{pri1} + \frac{1}{2} \cdot h_{pri1} \cdot (\tau_{slot} - L_{pri0} - L_{th})$$

Coil element

Three extra geometric variables are defined in this element [3]:

- $w_{Cu,ir}$: Equivalent width of the insulation material in the winding section.
- $S_{Cu,slot,pri}$: Equivalent area of the copper in the winding section.
- $L_{endw,med}$: Mean length of the end winding.

$$R_{w,1,i} = \frac{4 \cdot w_{Cu,ir}}{\lambda_{Cu,ir} \cdot w_{Fe} \cdot L_{pri1}}$$

$$R_{w,2,i} = R_{w,1,i}$$

$$R_{w,3,i} = \frac{2 \cdot w_{Cu,ir}}{\lambda_{Cu,ir} \cdot w_{Fe} \cdot h_{pri3}}$$

$$R_{w,4,i} = R_{w,3,i}$$

$$R_{w,int,i} = \frac{w_{Fe} + L_{endw,med}}{2 \cdot \lambda_{Cu} \cdot S_{Cu,slot,pri}}$$

$$R_{cb,1,i} = \frac{w_{Cu,ir}}{\lambda_{Cu,ir} \cdot \frac{w_{Fe} + L_{endw,med}}{2} \cdot (L_{pri1} + h_{pri3})}$$

$$R_{cb,2,i} = R_{cb,1,i}$$