

*Tesis Doctoral en el programa de Doctorado en*  
Tecnologías de la Información y las Comunicaciones

# **METODOLOGÍA DE DISEÑO DE MOTORES SÍNCRONOS DE IMANES PERMANENTES PARA APLICACIONES FERROVIARIAS**

*Doctorando:*  
PATXI MADINA HERNÁNDEZ

*Directores:*  
JAVIER POZA LOBO  
JOSU GALARZA IBARRONDO



**Mondragon Goi Eskola Politeknikoa**  
**11 de Noviembre de 2012**

## RESUMEN

La tracción ferroviaria, un sector dominado principalmente por los motores de inducción, está tendiendo en los últimos años hacia máquinas cada vez más compactas y eficientes. Las máquinas de imanes permanentes reúnen las características idóneas para lograr una reducción en el tamaño y un aumento en la eficiencia con respecto a las máquinas de inducción.

En esta tesis se ha desarrollado una metodología de diseño para máquinas de imanes orientada a la tracción ferroviaria. Tras identificar la problemática de diseño y estudiar los requerimientos de la aplicación, se ha desarrollado una metodología que consiste en tres etapas: prediseño analítico, análisis en elementos finitos y análisis térmico.

Del prediseño analítico se obtienen unas primeras dimensiones de forma rápida, las cuales se optimizan en la etapa de análisis en elementos finitos. Una vez verificado el diseño electromagnético, se analiza la máquina térmicamente, verificando que cumple con los requerimientos térmicos.

Dentro de la metodología se han integrado herramientas para el cálculo de pérdidas considerando los efectos generados por el convertidor con un grado de precisión aceptable. Además, se ha desarrollado un método de análisis de las pérdidas en los imanes que combina la precisión del cálculo numérico con la rapidez del cálculo analítico.

La metodología es válida tanto para máquinas de imanes superficiales como de imanes interiores, y se contemplan casos con o sin reductora mecánica.

Finalmente, se ha diseñado y fabricado un prototipo de 120kW para un caso de máquina de imanes superficiales con reductora y se ha validado la metodología mediante ensayos experimentales.

*Palabras clave:*

Máquinas de Imanes Permanentes, Metodología de Diseño, Herramientas Analíticas de Diseño, Método de Elementos Finitos, Análisis Térmico, Tracción Ferroviaria

# LABURPENA

Trenen trakzioa, indukzioko makinek menderatzen duten sektore bat, geroz eta makina txikiago eta efizienteagoetara jotzen bideratzen ari da azken urteetan. Iman iraunkorreko makinek ezaugarri egokiak biltzen dituzte indukziozko makinekiko tamainan murrizketa bat eta efizientzian igoera bat lortzeko.

Tesi honetan trenen trakziora zuzenduta dagoen imanezko makinen diseinurako metodologia bat garatu da. Diseinuaren problematika identifikatu da eta aplikazioaren errekerimenduak aztertu ondoren, hiru etapatan banatuta dagoen metodologia bat garatua da: aurre-diseinu analitikoa, elementu finituetan analisisia eta analisi termikoa.

Aurre-diseinu analitikotik lehenengo dimentsioak lortzen dira era azkar batean. Dimentsio hauek elementu finituetako analisi etapan optimizatzen dira. Behin diseinu elektromagnetikoa baieztatua dagoela, makina termikoki aztertzen da, errekerimendu termikoak betetzen dituela baieztatzeko.

Metodologiaren barnean bihurtuarengatik efektuak kontuan hartzen dituzten galeren kalkulurako erremintak integratu dira, prezisio gradu onargarri batekin. Gainera, imanetan ematen diren galeren analisirako metodo bat garatu da, zenbakizko kalkuluaren zehaztasuna eta kalkulu analitikoaren azkartasuna batzen dituen.

Metodologia hau imanak gainazalean zein errotorearen barruan dituzten makinentzat da baliogarria, eta abiadura aldagailudun eta gabeko kasuak aztertzen dira.

Azkenik, 120kW-ko prototipo bat diseinatu eta eraiki da imanak gainazalean dituen abiadura aldagailudun makina batentzat eta metodologia entsegu esperimentalen bidez balioztatu da.

*Funtsezko hitzak:*

Iman Iraunkorreko Makina, Diseinu Metodologia, Diseinurako Erreminta Analitikoak, Elementu Finituen Metodoa, Analisi Termikoa, Trenen Trakzioa

# ABSTRACT

The train traction, a mainly induction machine dominated sector, is leading towards smaller and more efficient machines in the last years. The permanent magnet machines meet the ideal characteristics in order to accomplish a reduction in size and a boost in the efficiency with respect to the induction machines.

In this thesis, a design methodology for permanent magnet machine design for train traction has been developed. Design problems have been identified and the requirements of the application have been studied. Then, a methodology consisting of three stages has been developed; analytical pre-design, finite element analysis and thermal analysis.

Initial dimensions are obtained in a rapid way from the analytical pre-design, and these dimensions are then optimized in the finite element analysis stage. Once the electromagnetic design has been verified, the machine is thermally analyzed, verifying that it meets all the thermal requirements.

Loss analysis tools that take the effects of the converter into account have been integrated in the methodology with an acceptable level of precision. Furthermore, a magnet loss analysis method that combines the precision of the numerical analysis and the speed of analytical calculation has been developed.

The methodology can be used either for surface mounted or interior permanent magnet machines, and considers geared and gearless topologies.

Finally, a 120kW prototype has been designed and manufactured for a surface mounted geared machine case and the methodology has been validated by experimental tests.

*Keywords:*

Permanent Magnet Machines, Design Methodology, Analytical Design Tools, Finite Element Method, Thermal Analysis, Train Traction

## **AGRADECIMIENTOS**

Este trabajo de investigación ha sido desarrollado en el marco del proyecto de investigación Ecotrans, financiado por el CDTI a través del programa Cenit, proyecto liderado por la empresa CAF (Construcciones y Auxiliar de Ferrocarriles, S.A). En particular, la presente tesis ha sido fruto de la colaboración de las siguientes empresas CAF, CAF POWER&AUTOMATION y MONDRAGON GOI ESKOLA POLITEKNIKOA. Por ello, me gustaría dar gracias a estas tres entidades por su implicación y por los recursos proporcionados, tanto materiales como humanos. Igualmente, me gustaría agradecer al Gobierno Vasco por haber financiado esta tesis doctoral, dentro de su programa de becas pre-doctorales.

Quisiera agradecer también a todas las personas del departamento de electrónica y en especial a la gente del departamento de máquinas, Gaizka Ugalde y Gaizka Almandoz, por haber estado siempre dispuestos a ayudar y haberme aportado tanto conocimiento. Pero sobre todo a mi director de Tesis, Javi Poza, por haberme sabido guiar en este primer trabajo de investigación, en el cual es fácil sentirse bloqueado en numerosas ocasiones, y por aportarme tantas ideas a lo largo de estos años.

También me gustaría agradecer a Amaia Lopez de Heredia y a Carlos Calleja de IKERLAN y a Maitane Aguirre por su indispensable ayuda y las horas de dedicación en los ensayos experimentales.

No me puedo olvidar de Nagore Elexpuru, que tanto me ha facilitado las cosas en los asuntos de papeleo y burocracia, permitiéndome centrarme en los asuntos técnicos.

También quiero dar las gracias a toda la gente con la que he compartido “tupper” todos los días y alguna que otra cena de vez en cuando, haciendo que el hecho de venir a trabajar todos los días se haya convertido en un placer. Gracias por haber sido buenos compañeros de trabajo, pero sobre todo, buenos amigos.

Finalmente, me gustaría agradecer a toda la familia y amigos. Especialmente a ti Eli, por haber estado a mi lado en todo momento, aguantándome cuando estaba de mal humor, pero siempre haciéndome reír y olvidarme de los problemas. Y por último, a mi hermano Haritz y sobre todo a vosotros, ama y aita. Vosotros sois quienes os lleváis la peor parte pero me habéis demostrado que siempre estáis ahí, para animarme y ayudarme en lo que haga falta. Y en especial a ti, aita, porque si no hubiera sido por la ilusión que has mostrado desde aquel día de

puertas abiertas en el campus de Ordizia, probablemente hoy no estaría escribiendo estos agradecimientos.

Eskerrikasko!

## TABLA DE CONTENIDOS

<b>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
1.1 Breve estado del Arte .....	2
1.2 Tecnologías de máquinas eléctricas .....	9
1.3 Clasificación de los PMSM .....	13
1.3.1 Motores de flujo radial .....	13
1.3.2 Motores de flujo axial .....	18
1.3.3 Motores de flujo transversal .....	21
1.3.4 Motores híbridos .....	22
1.3.5 Elección de topología de máquinas de imanes .....	22
1.4 Requerimientos de motores de tracción ferroviaria .....	23
1.5 Retos de diseño de motores de imanes para tracción ferroviaria .....	26
1.5.1 Posibilitar el funcionamiento direct-drive. ....	26
1.5.2 Mejorar la compactación y la eficiencia del motor .....	27
1.5.3 Mejorar los niveles de ruido del motor. ....	28
1.5.4 Fiabilidad como requisito imprescindible de diseño. ....	28
1.6 Marco de la tesis y objetivos .....	30
1.7 Descripción del contenido de los capítulos .....	31
<b>CAPÍTULO 2. HERRAMIENTAS DE DISEÑO .....</b>	<b>33</b>
2.1 Metodología de diseño .....	34
2.2 Requerimientos de la aplicación .....	36
2.2.1 Tipo de alimentación y controlador .....	36
2.2.2 Condiciones de operación .....	39
2.2.3 Dimensiones del bogie .....	42
2.2.4 Características de fabricación consideradas .....	43
2.3 Prediseño analítico .....	45
2.4 Análisis en FEM .....	46
2.5 Pérdidas .....	50
2.5.1 Pérdidas en el cobre .....	50
2.5.2 Pérdidas en el hierro .....	53
2.5.3 Pérdidas en los imanes .....	57
2.6 Análisis térmico .....	63
2.6.1 Aspectos clave en la evaluación térmica del motor .....	63
2.6.2 Herramientas para el análisis térmico de las máquinas eléctricas .....	72
2.7 Conclusiones .....	75
<b>CAPÍTULO 3. ESTRATEGIAS DE DISEÑO .....</b>	<b>77</b>
3.1 Diseño analítico de una SPMSM .....	78

3.1.1	Características de placa .....	78
3.1.2	Dimensionado del estator .....	80
3.1.3	Distribución de los conductores y factor de devanado.....	84
3.1.4	Dimensionado de los imanes.....	87
3.1.5	Circuito equivalente de la máquina.....	88
3.1.6	Estrategia de dimensionado.....	93
3.2	<i>Diseño analítico de una IPMSM</i> .....	96
3.2.1	Minimización de la corriente.....	97
3.2.2	Dimensionado del estator .....	100
3.2.3	Dimensionado de los imanes.....	100
3.2.4	Estrategia de dimensionado.....	103
3.3	<i>Estudio de diseños de PMSMs con reductora</i> .....	106
3.3.1	SPMSM vs IPMSM.....	107
3.3.2	IPMSM $p=3$ vs IPMSM $p=4$ .....	110
3.3.3	IPMSM entera vs IPMSM fraccional.....	112
3.3.4	Conclusiones .....	117
3.4	<i>Estudio de diseño de PMSMs sin reductora</i> .....	119
3.4.1	Ejemplo de diseño de un motor sin reductora.....	122
3.5	<i>Conclusiones</i> .....	131
<b>CAPÍTULO 4. DISEÑO DE UN PROTOTIPO .....</b>		<b>133</b>
4.1	<i>Requerimientos de la máquina</i> .....	134
4.2	<i>Parámetros de ajuste</i> .....	137
4.3	<i>Prediseño analítico</i> .....	139
4.4	<i>Análisis en FEM</i> .....	140
4.4.1	Análisis en distintos puntos de funcionamiento.....	143
4.4.2	Barrido en $I_q$ .....	151
4.4.3	Inductancias en función de $I_d$ e $I_q$ .....	155
4.4.4	Influencia de la variación de la tensión de catenaria.....	158
4.5	<i>Estudio térmico</i> .....	162
4.5.1	Pérdidas .....	163
4.5.2	Materiales empleados .....	163
4.5.3	Modelización de algunos puntos clave para simulación .....	164
4.5.4	Resultados de las simulaciones .....	171
4.6	<i>Conclusiones</i> .....	176
<b>CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES .....</b>		<b>177</b>
5.1	<i>Fabricación del prototipo</i> .....	178
5.1.1	Planos 2D/3D .....	178
5.1.2	Sensorización .....	180
5.1.3	Proceso de montaje.....	181
5.2	<i>Resultados con carga resistiva</i> .....	183
5.2.1	Medición de la resistencia del bobinado .....	183



5.2.2	Pruebas de arrastre en vacío.....	184
5.2.3	Pruebas en modo generador a poca carga.....	187
5.2.4	Determinación de las características declaradas.....	188
5.2.5	Cálculo de la inductancia de estator.....	191
5.2.6	Ensayos de calentamiento.....	192
5.2.7	Comparación con MotorCAD.....	198
5.3	<i>Resultados con convertidor</i> .....	205
5.3.1	Ensayo en tres condiciones de carga.....	205
5.3.2	Ensayo en dos condiciones de carga.....	208
5.3.3	Comparación de ensayos a 100A/900rpm.....	209
5.3.4	Cálculo de pérdidas con convertidor.....	212
5.4	<i>Extrapolación a punto nominal de funcionamiento</i> .....	218
5.5	<i>Extrapolación a trayectoria</i> .....	219
5.6	<i>Mejoras de diseño</i> .....	222
5.6.1	Chapa magnética.....	223
5.6.2	Base y anclaje.....	224
5.6.3	Carcasa.....	228
5.6.4	Área de la ranura.....	233
5.6.5	Pérdidas adicionales en el cobre.....	234
5.6.6	Clase térmica.....	235
5.6.7	Imanes SmCo.....	236
5.7	<i>Conclusiones</i> .....	241
<b>CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....</b>		<b>243</b>
6.1	<i>Conclusiones</i> .....	244
6.2	<i>Líneas futuras</i> .....	248
<b>ÍNDICE DE FIGURAS.....</b>		<b>251</b>
<b>ÍNDICE DE TABLAS.....</b>		<b>257</b>
<b>LISTADO DE SÍMBOLOS.....</b>		<b>259</b>
<b>REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>		<b>263</b>
<b>ANEXO A: DESCRIPCIÓN DEL ESCENARIO DE ENSAYOS.....</b>		<b>273</b>
<b>ANEXO B: CALCULO DE INDUCTANCIAS EN IPMSM.....</b>		<b>279</b>
<b>ANEXO C: CONDUCCIÓN TÉRMICA EN EL ENTREHIERRO.....</b>		<b>285</b>
<b>ANEXO D: CONVECCIÓN NATURAL.....</b>		<b>287</b>
<b>ANEXO E: CAMBIO DE PARADIGMA DE LOS IMANES PERMANENTES.....</b>		<b>289</b>
<b>ANEXO F: PUBLICACIONES.....</b>		<b>295</b>



# Capítulo 1.

## **INTRODUCCIÓN**

---

*El primer capítulo se centra en enmarcar la tesis. A grandes rasgos la tesis se ha enmarcado en el estudio de las máquinas de imanes permanentes en la tracción ferroviaria. Asimismo, se resume la revisión bibliográfica realizada y se enumeran los objetivos. Finalmente se resume lo que el lector se podrá encontrar en cada uno de los capítulos de este documento de tesis doctoral.*

## ***1.1 Breve estado del Arte***

Los primeros trenes eléctricos, implantados hace ya más de 100 años, utilizaban motores de corriente directa, DCM, como unidad de tracción. Una de las principales características de estos motores es que su velocidad puede ser ajustada a lo largo de un amplio rango mediante la variación de la tensión de alimentación. Sin embargo, las DCM tienen el inconveniente del desgaste que sufren sus partes mecánicas tales como las escobillas y el conmutador, las cuales requieren de un mantenimiento periódico.

Recientemente, los avances en la electrónica de potencia han hecho posible que el tamaño y el peso de los elementos empleados en una unidad de control de un motor, como puede ser un inversor, se vean reducidos drásticamente, haciendo posible su instalación en el tren. Gracias a esto, el motor de inducción, IM, ha ido sustituyendo al motor de corriente directa, convirtiéndose en la topología más empleada en tracción ferroviaria, ya que es mucho más pequeño y ligero y requiere menos mantenimiento.

Aunque en estos últimos años se ha considerado que las máquinas de tracción representan una tecnología madura, las nuevas exigencias hacia el desarrollo de productos de alta calidad y en armonía con el medio ambiente requieren nuevos esfuerzos de innovación.

Las mejoras en el diseño de las máquinas de tracción se pueden agrupar en tres aspectos principales: reducción del costo del ciclo de vida, reducción del impacto ecológico y mejora del confort. Para mejorar estos tres aspectos las posibles acciones a desarrollar son:

- Reducción del costo del ciclo de vida:

A la hora de diseñar un tipo de máquina de tracción no solamente hay que analizar el costo de la implantación del sistema de tracción, sino que también hay que tener en cuenta los costos que se producen durante la vida útil del accionamiento con respecto al consumo energético y a las necesidades de mantenimiento. Una medida para la reducción de las necesidades de mantenimiento es el empleo de motores completamente cerrados que impiden la acumulación de residuos en su interior. En los motores de inducción, uno de los aspectos críticos del mantenimiento es la degradación de los cojinetes, que se ve influenciada por las altas temperaturas existentes en el rotor de la máquina debido a las corrientes inducidas. Cabe destacar que el uso de una estructura cerrada de motor limita las capacidades de refrigeración del rotor. De cara a reducir las temperaturas de los cojinetes actualmente se están investigando

el uso de otro tipo de motores que no presentan corrientes inducidas en el rotor, como son los motores síncronos de imanes permanentes y los motores de reluctancia.

- Reducción del impacto ecológico:

La mejora de la eficiencia del sistema de tracción aparte de reducir el costo de explotación, es necesaria para la conservación de los cada vez más escasos recursos energéticos. En los motores de inducción el uso de materiales de baja resistencia para la jaula del rotor aumenta la eficiencia. En este sentido, el empleo de motores síncronos de imanes permanentes o de motores reluctantes ocasionará un aumento significativo de la eficiencia, ya que se eliminan las pérdidas debido a las corrientes del rotor. Otro aspecto esencial para la mejora del rendimiento de la máquina es la búsqueda de soluciones que permitan reducir las pérdidas del hierro. Además, de cara a desarrollar un producto respetuoso con el medio ambiente, debe evitarse el uso de materiales tóxicos. Asimismo, deben emplearse materiales que cumplan con las regulaciones de seguridad ante incendios (inflamabilidad, emisiones de gases de combustión...).

- Mejora del confort:

Un aspecto muy importante del confort del tren es el nivel de ruido sonoro que perciben los pasajeros. En el diseño de la máquina, no solamente debe reducirse el ruido del motor, sino que también se deben limitar las vibraciones causadas por el motor, estudiando, además, la propagación de estas vibraciones a lo largo del sistema mecánico completo.

Tratando de responder a estas necesidades de mejora para los motores de tracción ferroviaria, se considera de alto interés el buscar otras topologías de máquina eléctrica que supongan en algunas aplicaciones ferroviarias una alternativa al motor de inducción.

Gracias a la rápida evolución que ha sufrido el desarrollo de imanes permanentes de tierras raras, las máquinas síncronas de imanes permanentes, PMSM, han comenzado a utilizarse ampliamente en ciertos sectores como la informática, las aplicaciones domésticas o el automóvil. Este tipo de máquinas ofrecen la ventaja de ser más eficientes, más pequeñas y más ligeras que las máquinas de inducción al no tener pérdidas por corriente de excitación.

Mientras que en las IM la eficiencia ronda el 90-92%, en las PMSM se puede alcanzar el 95-97%.

La siguiente figura muestra la evolución que han sufrido las máquinas de tracción empleadas en los trenes alta velocidad de Alstom desde 1985 hasta 2004:

	1981	1989	1994	2004
	TGV Paris-Sud est	TGV Atlantique	Eurostar	AGV ALSTOMGV
Type	DC motor	Synchronous	Asynchronous	Synchronous PM rotor
Ventilation	Forced air	Forced air	Forced air	Autoventilated
Power kW	535	1130	1020	800
Weight kg	1560	1525	1260	768
Ratio kg/kw	2.9	1.35	1.23	0.96



Figura 1-1 Evolución de la tecnología en los motores de trenes de alta velocidad [1]

Como puede verse, la evolución se ve claramente en el ratio peso/potencia, observándose una tendencia hacia máquinas cada vez más ligeras. Destacar que el peso de la máquina adquiere mayor importancia para el caso de los trenes de alta velocidad, donde es indispensable mantener la inercia del bogie por debajo de un valor límite con tal de garantizar la estabilidad del tren a altas velocidades.

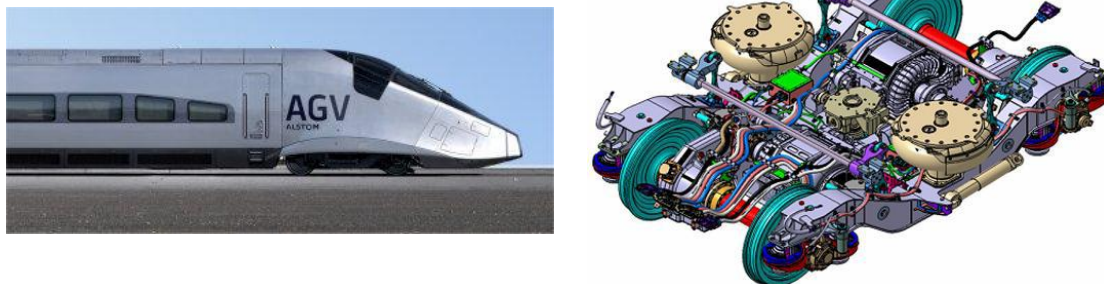
En los siguientes puntos se mencionan, a modo de ejemplo, varios de los productos basados en máquinas síncronas de imanes permanentes que ofrecen algunos de los mayores fabricantes de motores de tracción ferroviaria, tanto con reductora como con accionamiento directo al eje.

### 1. Accionamientos síncronos con reductora

En este apartado se presentan los accionamientos síncronos de imanes permanentes acoplados mediante reductora de equipos comerciales de tracción ferroviaria.

#### a) Tren de alta velocidad AGV de ALSTOM

La nueva generación del tren de alta velocidad, denomina AGV (Automotrice à Grande Vitesse) fabricada por ALSTOM también utiliza accionamientos síncronos a base de imanes permanentes. Es un sistema multi-tensión ya que puede operar a 25kV 50Hz, à 15kV 16.7Hz con catenarias AC y a 1.5kV y 3kV con catenarias DC. La tracción en el tren está distribuida entre 6 bogies motores [2], [3].



*Figura 1-2 Tren de alta velocidad (izquierda) y bogie (derecha) AGV de ALSTOM*

*b) Tecnología ECO4 MITRAC de BOMBARDIER*

Recientemente Bombardier ha incorporado un motor síncrono de imanes permanentes MITRAC a las aplicaciones de tracción. Con ello, han logrado sustituir cuatro motores de inducción en por dos motores de imanes.



*Figura 1-3 Motor MITRAC de Bombardier [4]*

Bombardier remarca que el ahorro energético usando PMSM se lleva a cabo mediante el incremento de la eficiencia e indirectamente mediante la reducción de peso del equipo. Aunque todavía no se ha implementado en ningún equipo comercial, se han realizado pruebas en el tren Regina en Suecia.

## 2. Accionamientos síncronos sin reductora

En este apartado se presentan los accionamientos síncronos directos de imanes permanentes de equipos comerciales de tracción ferroviaria.

- *Tren de ancho de vía variable de MELCO*

El tren japonés de ancho de vía variable opera tanto en líneas de alta velocidad (Shinkansen) como en líneas convencionales. El tren es multi-tensión y puede operar con 5 tensiones de alimentación distintas: 25kV 50/60Hz, 20kV 50/60Hz AC y 1.5kV DC y posee tracción distribuida. Utiliza PMSM con accionamiento direct-drive a rueda [5].

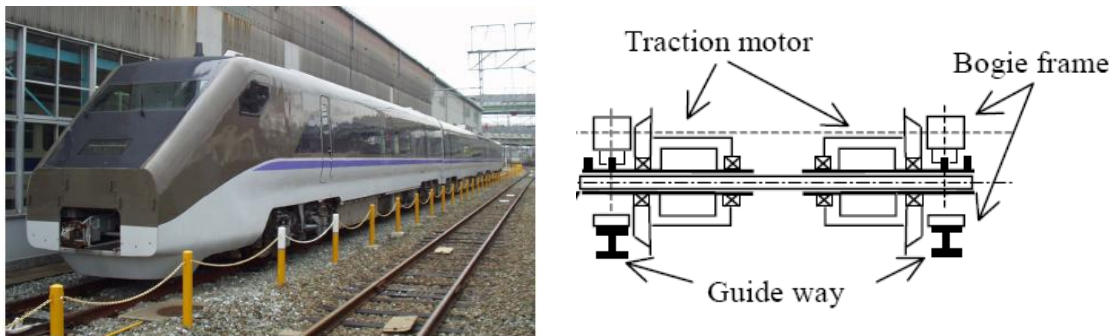


Figura 1-4 Tren de ancho de vía variable de MELCO (izda.) y el acoplamiento directo a rueda (dcha.)

- *Tranvía de SKODA ELECTRIC*

SKODA ELECTRIC dispone del tranvía 100% de piso bajo (instalado en Praga y en Riga [6] que utiliza motores síncronos de imanes permanentes con accionamiento directo a rueda. La unidad de tracción es de 120 kVA y consta de 4 inversores a IGBTs que alimentan 4 PMSM de 46.6kW [7].



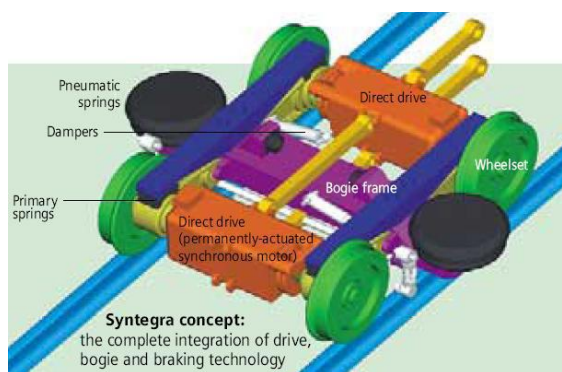
Figura 1-5 Tranvía de Riga con accionamiento directo de SKODA ELECTRIC a.s.



- *Equipos de tracción SIEMENS*

SIEMENS dispone de un accionamiento direct-drive a eje para los trenes de alta velocidad INTRA ICE [8].

En 2006, Siemens presentó el SYNTEGRA™, un nuevo sistema de tracción que integra totalmente la tecnología de tracción, bogie y freno apta tanto para metros como para trenes de cercanías o suburbanos [9].



*Figura 1-6 SYNTEGRATM de SIEMENS.*

### 3. Tendencias de diseño direct-drive

La tendencia actual va encaminada hacia el empleo de PMSM de accionamiento directo [10–12] mediante el cual se espera tener menores niveles de ruido, ya que la velocidad de giro es menor y no hay ruido generado por la reductora, y mayor ahorro de energía.

En la Figura 1-7 se muestran diferentes posibles configuraciones de accionamientos direct-drive en el bogie. Como puede verse, la máquina puede ser tanto de rotor interior como exterior. Según sea de uno u otro tipo, variará el sistema de anclajes y rodamientos. En el primero de los casos, el rotor estará directamente conectado con el eje y el estator se conecta mediante rodamientos. En el segundo de los casos, el eje estaría fijo en el bogie y las ruedas girarían alrededor del eje mediante rodamientos. El rotor exterior del motor se conecta directamente a las ruedas y el estator interior al eje. El segundo de los casos sería de más fácil construcción, ya que los rodamientos no irían incluidos en el propio motor y en el primero de los casos sí.

Por otra parte, puede emplearse un solo motor por eje o un motor por cada rueda, siendo la potencia necesaria, y con ella el tamaño del motor, lo que varía entre ambas configuraciones.

Uno de los aspectos a tener muy en cuenta respecto a la configuración direct-drive es que los motores quedan expuestos a grandes vibraciones y sacudidas, mientras que en la configuración con reductora es esta última quien las recibe. Por ello, se realizan ensayos experimentales de las fuerzas de impacto y se estudian concienzudamente métodos para amortiguarlos.

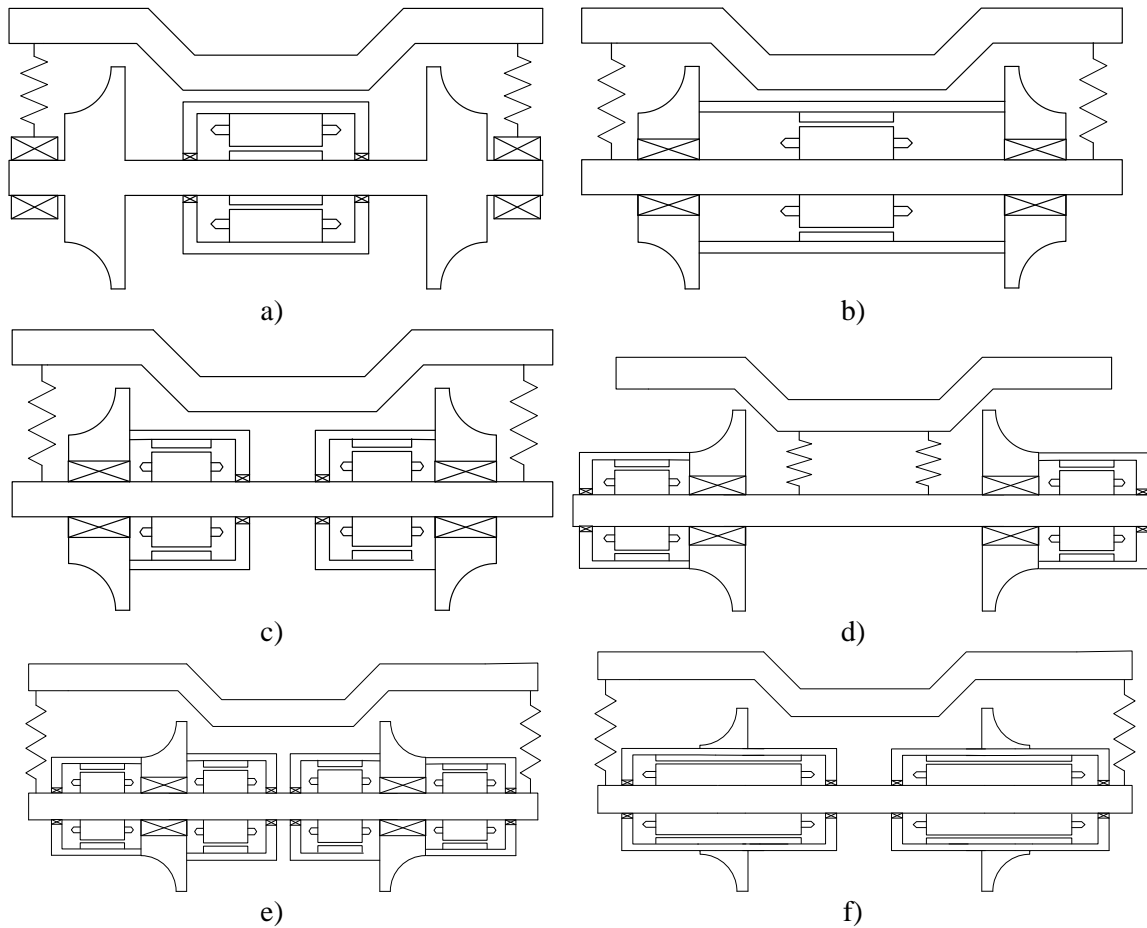


Figura 1-7 Configuraciones de accionamientos direct-drive en el bogie. a) Un motor de rotor interior por eje, b) Un motor de rotor exterior por eje, c) Un motor de rotor exterior por rueda situados en la parte interna, d) Un motor de rotor exterior por rueda situados en la parte externa, e) Motores de rotor exterior a ambos lados de las ruedas y f) Un motor de rotor exterior en el interior de cada rueda

## 1.2 Tecnologías de máquinas eléctricas

La máquina eléctrica es el elemento principal de la unidad de tracción en una aplicación ferroviaria y en el que se centran todos los esfuerzos en este proyecto de investigación.

En función de la forma en la que se hace girar el rotor existen principalmente tres tipos de motores que presentan interés actual hacia su uso en aplicaciones ferroviarias: los de inducción, los de imanes permanentes y los de reluctancia variable [13]. A continuación se hace una comparación entre ellos, apuntando las ventajas y desventajas de cada uno.

### *Motor de inducción*

El motor de inducción (IM) es una variante de las máquinas asíncronas en la cual se cortocircuitan las bobinas del rotor. Su funcionamiento se basa en una alimentación polifásica de corriente alterna de los bobinados del estator creando un campo magnético giratorio. Este campo magnético induce corrientes en las bobinas del rotor creando a su vez un campo magnético en el rotor. Este campo tiende a seguir al del estator, creando así el par del motor. Así, la velocidad del motor dependerá de la frecuencia de alimentación.

En los motores de inducción el rotor puede ser bobinado o de jaula de ardilla. En la topología de jaula de ardilla, el rotor está formado por barras de aluminio/cobre que se unen mediante discos en ambos extremos. Esta topología presenta una gran robustez de funcionamiento, por lo que es la solución más comúnmente utilizada hoy en día.

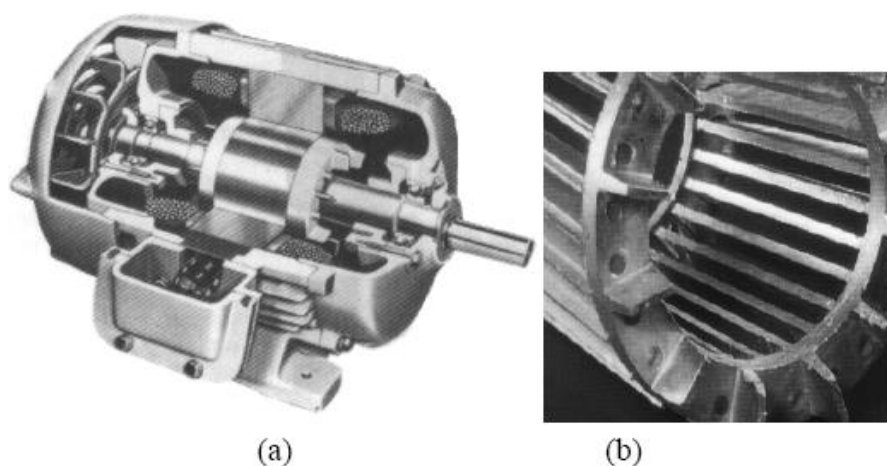


Figura 1-8 Motor de inducción: a) estructura general y b) jaula de ardilla del rotor (barras y anillos) [14]

### ***Motor de imanes permanentes***

El motor de imanes permanentes (PMSM), tiene un bobinado similar al del motor de inducción en el estator pero en el rotor lleva imanes permanentes en lugar de la jaula de ardilla u otro bobinado. Los imanes permanentes giran en sincronismo con el campo magnético de estator, por lo que la velocidad de giro del rotor es la misma que la del campo magnético. Aunque los primeros imanes eran fácilmente desmagnetizables, con la aparición de los imanes de tierra rara a mediados de los ochenta, Neodimio-Hierro-Boro (NeFeB) y Samario Cobalto (SmCo), se mejoró tanto la fiabilidad como el tamaño de estos motores.

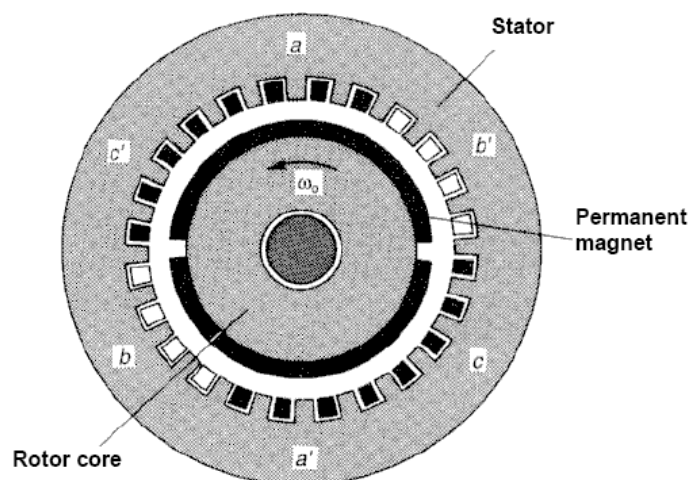


Figura 1-9 Motor de imanes permanentes de un par de polos [14]

### ***Motor de reluctancia variable***

El motor de reluctancia variable (VRM) basa su funcionamiento en la reluctancia variable mediante un rotor dentado que tiende a alinearse con los polos bobinados del estator. En todo momento, el rotor "buscará" alinearse minimizando la reluctancia rotor-estator, circunstancia que se da cuando el espacio entre polos del estator queda lo más posible ocupado por material del rotor. Como puede verse en la Figura 1-10, tanto el rotor como el estator tienen polos salientes para maximizar la variabilidad de la permeancia.

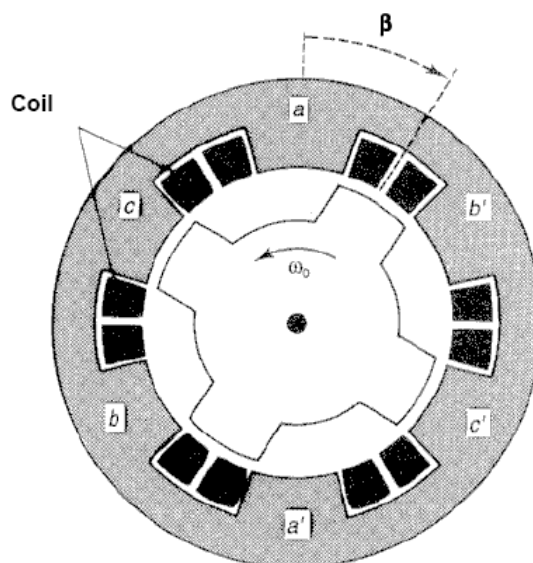


Figura 1-10 Motor de reluctancia variable [14]

El rotor, al no llevar devanados ni imanes permanentes es de gran robustez. Se emplea principalmente en aplicaciones de alta velocidad debido a su reducido número de piezas.

#### *Ventajas y desventajas de cada tipo*

La siguiente tabla resume las ventajas y desventajas de cada tipo de máquina:

	<b>IM</b>	<b>PMSM</b>	<b>VRM</b>
<b>Ventajas</b>	Robusto y fiable Bajo costo	Alta densidad de potencia Alta eficiencia	Robusto Bajas pérdidas de rotor
	Facilidad de fabricación Permite alimentación de varios motores en paralelo	Capacidad de trabajo en multipolo Bajas pérdidas de rotor	
<b>Desventajas</b>	Pérdidas en el rotor Menor eficiencia	Alto costo Necesidad de contactor entre el inversor y el motor (abrir en caso de cortocircuitos)	Gran rizado de par Altos niveles de ruido

Tabla 1-1: Tabla comparativa de tipos de máquina.

Gracias a su alta densidad de potencia, alta eficiencia y al hecho de que pueden funcionar a bajas velocidades mediante el uso de un alto número de pares de polos, las PMSM son interesantes para su aplicación en sistemas de tracción ferroviaria, incluyendo los direct-drive [15]. Teniendo en cuenta estas buenas características se ha seleccionado como máquina de investigación de esta tesis las máquinas síncronas de imanes.

No obstante, cabe destacar que el uso extensivo de las máquinas de imanes permanentes en aplicaciones ferroviarias va a venir limitado por dos condicionantes de alimentación:

- Imposibilidad de conectar varios motores síncronos en paralelo
- Necesidad de implementar un contactor entre el inversor y el motor que permita aislar, en caso de fallos por cortocircuitos de las ramas del inversor, la tensión inducida debido al giro de los imanes

Estos condicionantes en muchas ocasiones implican un sobre-costos del sistema de alimentación, por lo que las PMSM deberán ofrecer mejoras significativas que mitiguen estos sobre-costos iniciales.

## 1.3 Clasificación de los PMSM

En función de la dirección del flujo en el entrehierro, las máquinas de imanes permanentes se pueden clasificar en tres grupos:

- Máquinas de flujo radial
- Máquinas de flujo axial
- Máquinas de flujo transversal

A parte de estos tres grupos, también habría que añadir las máquinas híbridas, las cuales se basan en las VRM pero hacen uso de imanes permanentes para la generación del par.

### 1.3.1 Motores de flujo radial

La topología de flujo radial es la más extendida dentro de las máquinas de imanes permanentes. Su característica principal es que el flujo magnético fluye en sentido radial con respecto al eje de rotación de la máquina. Las máquinas de flujo radial son consideradas las más simples dentro del segmento de las máquinas de imanes permanentes.

Dentro de las máquinas de imanes permanentes, hay que distinguir dos tipos de máquina dependiendo de la ubicación del rotor, siendo éste interior o exterior.

Las máquinas de rotor exterior, Figura 1-11, se caracterizan por una mejor sujeción de los imanes, debido a que la fuerza centrífuga juega un papel favorable porque empuja a los imanes contra el núcleo del rotor. Su principal diferencia respecto a las de rotor interior es que poseen una inercia mayor en relación al par. Esto las hace interesantes para aplicaciones que requieren inercias de motor grandes como ventiladores o bombas.

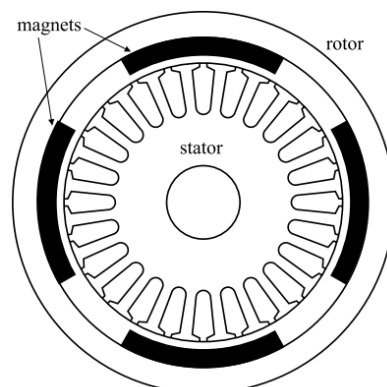


Figura 1-11 Ejemplo de máquina de rotor exterior [16]

En las máquinas de rotor exterior el diseño mecánico y la refrigeración de los devanados del estator suelen resultar más complejos, resultando ser la configuración de rotor exterior en la práctica menos común que la de rotor interior.

La ecuación general de par de una máquina síncrona de imanes permanentes viene dada por la siguiente expresión [17], [18]:

$$T = \frac{3}{2}p[\varphi_{PM}I_q - (L_q - L_d)I_dI_q] \quad (1-1)$$

Donde  $p$  es el número de pares de polos,  $\varphi_{PM}$  es el flujo enlazado de estator debido a los imanes permanentes y  $L_d$ ,  $L_q$ ,  $I_d$  e  $I_q$  son las inductancias y las corrientes en los ejes rotatorios d y q respectivamente.

A su vez, despreciando la caída resistivas se tiene la siguiente ecuación de tensión:

$$\frac{V_s^2}{\omega_s^2} = (\varphi_{PM} + L_dI_d)^2 + (L_qI_q)^2 \quad (1-2)$$

Y la ecuación de corriente:

$$I_s^2 = I_d^2 + I_q^2 \quad (1-3)$$

Desde el punto de vista del diseño electromagnético se tienen dos tipos de soluciones: diseño sin saliencia ( $L_s \approx L_d \approx L_q$ ) y diseño con saliencia. Siendo el ratio de saliencia,  $\xi = \frac{L_q}{L_d}$ .

- **Diseño sin saliencia:** Todo el par es producido por la interacción campo imán y campo del estator. Para reducir el consumo de corriente hay que maximizar  $\varphi_{PM}$ . El valor de  $\varphi_{PM}$  se encuentra limitado por la saturación del motor y por la tensión máxima de trabajo. Operando por debajo de la tensión máxima, se trabaja con un valor  $I_d=0$ . A la tensión máxima de trabajo se aplica el valor de  $I_d$  negativo necesario para mantener limitada está tensión. Para aumentar el  $\varphi_{PM}$  aplicable conviene minimizar lo máximo posible la inductancia  $L_s$ . Sin embargo, para disminuir la corriente  $I_d$  en debilitamiento conviene trabajar con una inductancia  $L_s$  mayor.
- **Diseño con saliencia:** Existe dos componentes de par: par de los imanes y par reluctante (interacción  $I_d * I_q$ ). Para reducir el consumo de corriente se puede incrementar  $\varphi_{PM}$ , el ratio de saliencia  $\xi$  y/o  $L_d$ . En función del punto de operación se puede trabajar con una combinación de  $I_d$  e  $I_q$  dada que minimiza el consumo de corriente  $I_s$ . Una  $L_d$  alta aumentará el par reluctante y mejorará las prestaciones de debilitamiento. Sin embargo, una  $L_d$  no



puede ser muy alta para evitar que el término de reacción de inducido ( $L_q^*I_q$ ) no sea excesiva. Normalmente, en estos diseños es interesante trabajar con un ratio de saliencia  $\xi$  alto, pero la obtención de un valor alto de  $\xi$  viene comprometida por el grado de aprovechamiento del imán y la robustez/complejidad de fabricación del rotor.

Desde el punto de vista de la colocación de los imanes existen dos grupos: las de imanes superficiales (SPM) y las de imanes interiores (IPM). La colocación de los imanes en la superficie del rotor produce un bajo ratio de saliencia  $\xi$ , mientras que la inserción de los imanes aumenta el ratio de saliencia  $\xi$ . Así, por sencillez de la nomenclatura se suele definir a la SPM como un diseño sin saliencia y a la IPM como un diseño con saliencia. En esta documento se empleará esta nomenclatura.

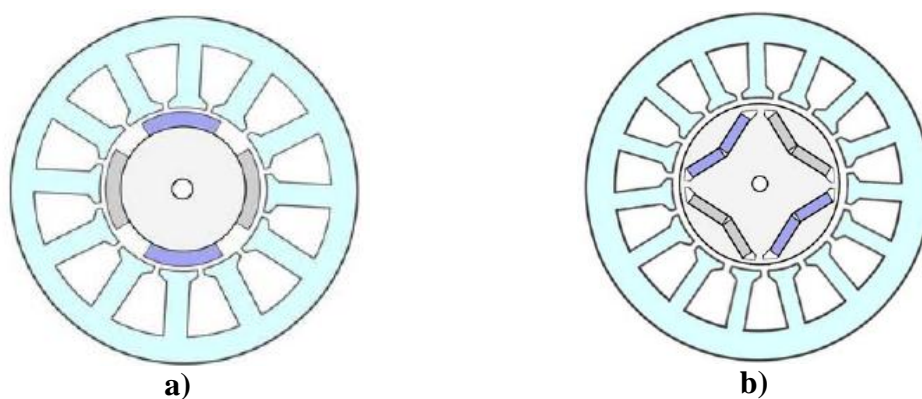


Figura 1-12 Ejemplos de máquinas de imanes a) superficiales y b) interiores [19]

### ***Máquinas de imanes superficiales***

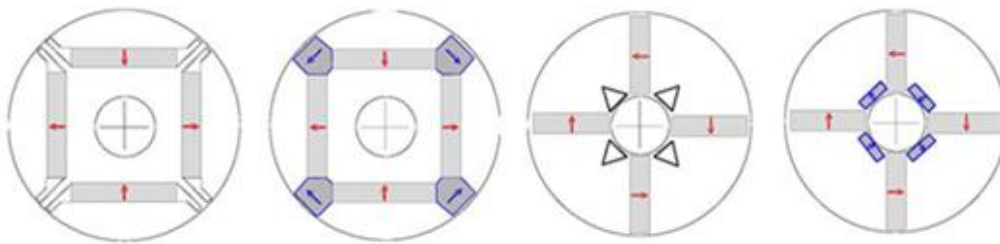
Respecto a la sujeción de los imanes en el caso de las máquinas de imanes superficiales, estos suelen ir generalmente pegados a la superficie mediante adhesivo. Sin embargo, con el paso del tiempo y, en algunos casos, debido a las altas temperaturas y las grandes fuerzas tangenciales y radiales que deben soportar, el adhesivo puede terminar perdiendo sus propiedades.

Por ello, la sujeción puede mejorarse mediante el empleo de cintas de acero no magnéticas o fibras súper-resistentes impregnadas de epoxi que recubren el rotor. Las fibras más empleadas son de carbono y de cristal. Las primeras pueden provocar pérdidas debido a las corrientes de Eddy mientras que las segundas, si bien solventan este problema, tienen una conductividad térmica bastante pobre.

### *Máquinas de imanes interiores*

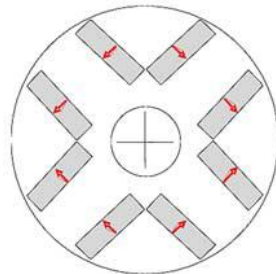
Para maximizar el par en las IPM, es deseable maximizar  $\phi_{PM}$  disminuyendo el flujo de fugas. Para ello, pueden introducirse barreras de aire o imanes que modifiquen el recorrido del flujo magnético.

La siguiente figura muestra varias topologías de rotor interior que disminuyen el flujo de fugas:



*Figura 1-13 Reducción del flujo de fugas para diferentes configuraciones de los imanes mediante barreras de aire y de imanes [18]*

El  $\phi_{PM}$  también puede incrementarse mediante la concentración de flujo. Para ello puede emplearse una configuración de los imanes como la que se muestra en la Figura 1-14. Esto hace que se consiga una densidad de flujo en el entrehierro superior al remanente de los imanes.



*Figura 1-14 Concentración de flujo mediante una distribución de los imanes apropiada [18]*

Por último, el par puede mejorarse aumentando el ratio de saliencia,  $\xi = \frac{L_q}{L_d}$ . Esto hace que el segundo término de la expresión de par ( 1-1) aumente, y si se inyecta una  $I_d$  negativa se logra un aumento del par. Este efecto puede conseguirse mediante configuraciones como las que se muestran a continuación, las cuales logran inductancias más bajas en el eje d gracias al aumento del grosor de los imanes o mediante el empleo de capas múltiples de imanes. Sin embargo, en el primero de los casos, sería crítico asegurar la robustez mecánica de la chapa para soportar el estrés generado por la inercia de los imanes al girar, mientras que en el segundo caso habría que intentar mantener bajos niveles de flujos de fugas por los canales creados en el estator.

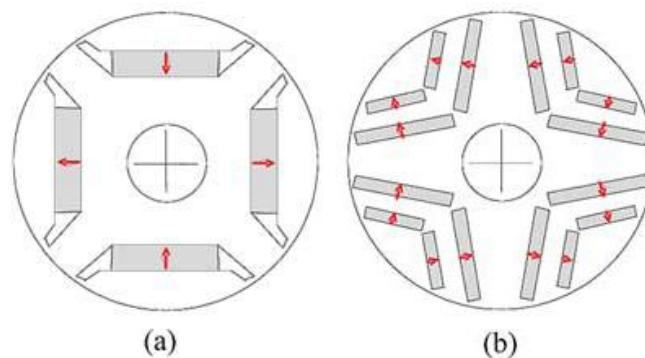


Figura 1-15 Mejora del ratio de saliencia. a) Menor reluctancia en el eje  $q$ . b) Topología multicapa [18]

### Comparativa genérica IPM vs SPM

La Tabla 1-2 muestra una comparativa general de las máquinas IPM frente a las SPM, considerando un mismo volumen activo y un mismo volumen de imán. La configuración de imanes interiores hace que disponga de un mayor flujo de fugas de los imanes, por lo que se puede considerar que la IPM tiene un menor par de los imanes. Al mismo tiempo, en la IPM existe una componente de par reluctante añadida. La IPM tiende a tener una mayor reacción de inducido, sin embargo, tiene unas mejores prestaciones de debilitamiento a altas velocidades.

Ventajas IPM	Inconvenientes IPM
Par reluctante adicional	Menor Par de los imanes
Mejores prestaciones en debilitamiento	Mayor reacción de inducido

Tabla 1-2: Comparativa genérica IPM frente a SPM (mismo volumen activo y volumen imán)

Como se ven las prestaciones IPM vs SPM son contradictorias, y no se pueden tener una conclusión clara a no ser que se obtengan los cálculos de detalle sobre un diseño concreto. En la bibliografía sí que se indican tendencias de que las IPM son mejores que las SPM para aplicaciones de alta velocidad [19], pero el valor de alta velocidad hay que matizarlo para cada tipo de aplicación. En esta tesis, se profundizará en la comparativa de las IPM vs SPM para las aplicaciones ferroviarias.

### 1.3.2 Motores de flujo axial

La característica principal de las máquinas de imanes de flujo axial (AFPM) es su forma de disco y el sentido del flujo en el entrehierro, el cual va en la misma dirección que el eje.

Las máquinas de flujo axial no compiten con los motores convencionales para uso general, sino que tienen propiedades que son ventajosas en cierto tipo de aplicaciones especiales. Las características constructivas de estas máquinas resultan ser ideales para su uso en tracción, ya que:

- Debido a su forma plana son fáciles de ubicar, sin ocupar apenas espacio.
- Debido a su gran diámetro, permiten utilizar rotores con un elevado número de pares de polos y con ello reducir la velocidad de giro, evitando el uso de reductoras.

Al igual que sucede en las máquinas de flujo radial, el uso de imanes permanentes permite un incremento tanto de la densidad de par/potencia como de la eficiencia. Resultan más eficientes por el hecho de que se eliminan las pérdidas de excitación de campo. Además, no requieren anillos ni escobillas, resultando así en una estructura de rotor más simple y robusta.

Constructivamente, las máquinas AFPM pueden tener un único rotor y estator, dos estatores con un rotor interno, dos rotores exteriores con un estator interno e incluso combinaciones de múltiples rotores y estatores, por lo que se dice que son modulares.

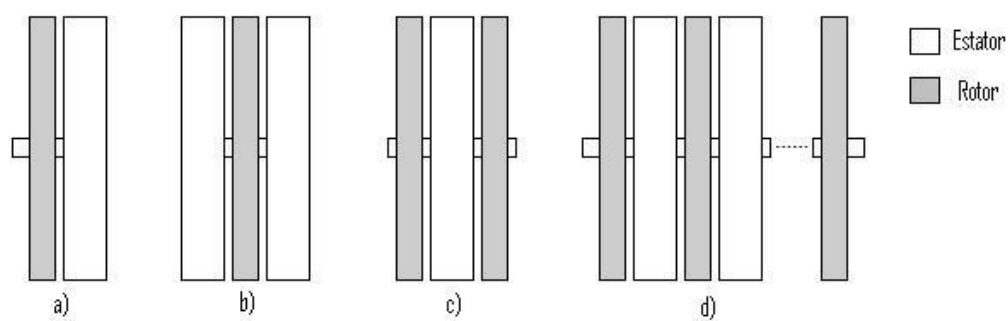


Figura 1-16 Máquina de flujo axial de a) un estator y un rotor, b) doble estator con un rotor interno, c) doble rotor con estator interno y d) modular.

Si se emplea la primera de las configuraciones que se observan en la Figura 1-16, existen fuerzas de atracción demasiado fuertes entre ambos, las cuales deben soportar los cojinetes.

Debido a ello, y por el hecho de que son capaces de proporcionar más par, las configuraciones empleadas para equilibrar este efecto son las de doble rotor o doble estator.

Entre las opciones b) y c), en la c) se aprovecha mucho más el estator, ya que este está bobinado en ambas caras, mientras que en la b) solamente se emplea una de las caras de ambos estatores para producir par. Sin embargo, en estas no es necesario el uso de un núcleo ferromagnético para la sujeción de los imanes, por lo que son ideales para aplicaciones que requieran baja inercia. Si se desea proporcionar aún más par, la topología empleada es la modular o multibloque.

Por último, se puede hacer otra clasificación de las máquinas de más de un rotor o estator dependiendo de si en cada cara de los elementos exteriores, ya sean rotores o estatores, las polaridades son opuestas (N-S) o son de la misma polaridad (N-N ó S-S). Como se puede observar en la Figura 1-17, en el caso de las máquinas N-S de estator interno (sería igual para las de rotor interior), el flujo debe atravesar el entrehierro, después el estator, luego el segundo entrehierro y se cierra por el rotor opuesto para volver a hacer el mismo camino a la inversa hasta el primer rotor. En las máquinas N-N sin embargo, el flujo atraviesa el entrehierro y después se cierra por el estator para volver a atravesar el entrehierro hasta volver al mismo rotor. Esto ocurre para los rotores de ambos lados, y es por ello por lo que en esta tipología el estator debe tener un grosor mayor, ya que lo deben atravesar las líneas de flujo de ambos lados. En las de tipo N-S, el bobinado debe ser del tipo *lap* (cortocircuito), mientras que en las N-N puede ser tanto *lap* como *back-to-back* (toroidal). En resumen, puede decirse que las N-N tienen menores pérdidas de cobre y un diámetro externo menor si se usa un bobinado toroidal, por tener cabezas de bobina menores, pero mayores pérdidas de hierro y una longitud axial mayor.

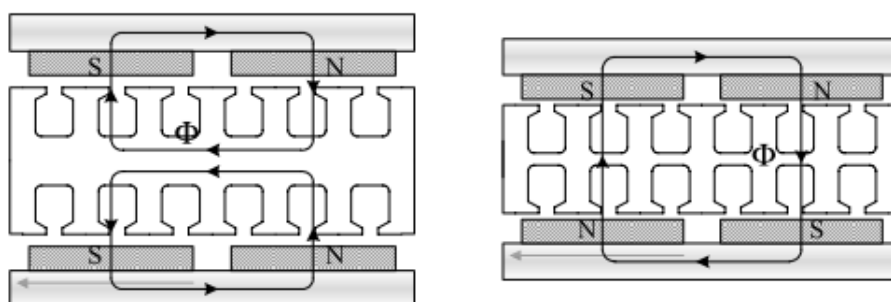


Figura 1-17 Máquinas N-N y N-S de estator interno [20]

Además, hay que distinguir si las máquinas son ranuradas o no ranuradas. Las ranuradas, ofrecen mayor robustez mecánica, pero debido a que ocasionan una variación de la reluctancia que ve el rotor al girar, dan origen a pulsaciones o armónicos de par no deseados, lo que conlleva una generación de ruido.

Finalmente, también existen las llamadas coreless (sin núcleo), en las cuales el devanado del estator se sitúa en una estructura no-magnética y no-conductora, minimizando así las pérdidas por histéresis y corrientes de eddy. Sin embargo, esta estructura necesita imanes más potentes en el rotor para una misma inducción en el entrehierro.

La Tabla 1-3 resume las topologías de máquinas de flujo axial descritas en los párrafos anteriores.

Finalmente, es necesario destacar que son máquinas que para un diseño ajustado requieren de un análisis en 3D por lo que el desarrollo de la máquina resulta más complejo.

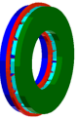
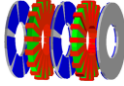
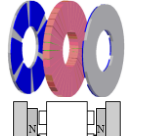
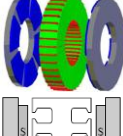
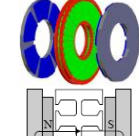
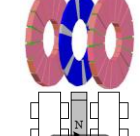
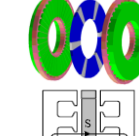
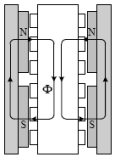
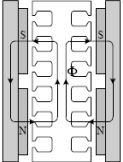
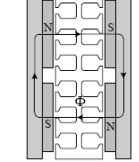
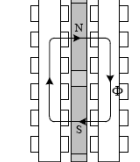
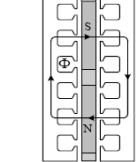
Máquinas de flujo axial						
Single side	Double-side					Multi stage
	Estator interior (TORUS)			Estator exterior (AFIR)		
	Norte-Norte		Norte-Sur	No ranurada	Ranurada	
	No ranurada	Ranurada	Ranurada			
						
						

Tabla 1-3: Resumen de tipos de máquinas de flujo axial

### 1.3.3 Motores de flujo transversal

Las máquinas de flujo transversal han empezado a emerger recientemente. Si bien tienen una dificultad constructiva considerablemente mayor a las de flujo radial y axial, son las que mayor densidad de potencia tienen [21], [22]. Esto es debido a que el aprovechamiento del devanado es mayor ya que se eliminan las cabezas de bobina. Sin embargo, se obtiene una máquina con un factor de potencia bajo [13].

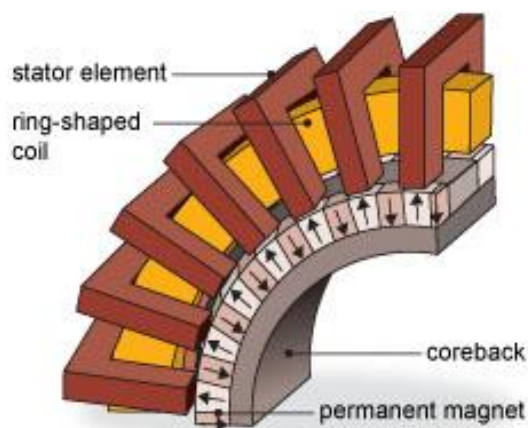


Figura 1-18 Máquina de flujo transversal. Imagen obtenida en <http://calsol.berkeley.edu>

Como indica su nombre, en esta tecnología el camino que recorre el flujo es transversal con respecto al movimiento del rotor. En la siguiente figura se muestra un tipo de máquina de flujo transversal. El devanado tiene forma de anillo situado a lo largo de la periferia de la máquina y rodeado de piezas magnéticas en forma de U. Los imanes están colocados formando dos filas con sentido opuesto de polarización.

Debido al recorrido tridimensional del flujo en el hierro, la laminación de este no resulta efectiva para la minimización de las pérdidas por corrientes de Eddy, por lo que es necesario recurrir a materiales especiales tales como el Soft Magnetic Composite.

### 1.3.4 Motores híbridos

Los motores híbridos son motores que como se ha dicho antes se basan en las VRM pero hacen uso de imanes permanentes para la generación del par.

En la siguiente figura se muestran varias topologías de este tipo de máquinas en función de la colocación de los imanes:

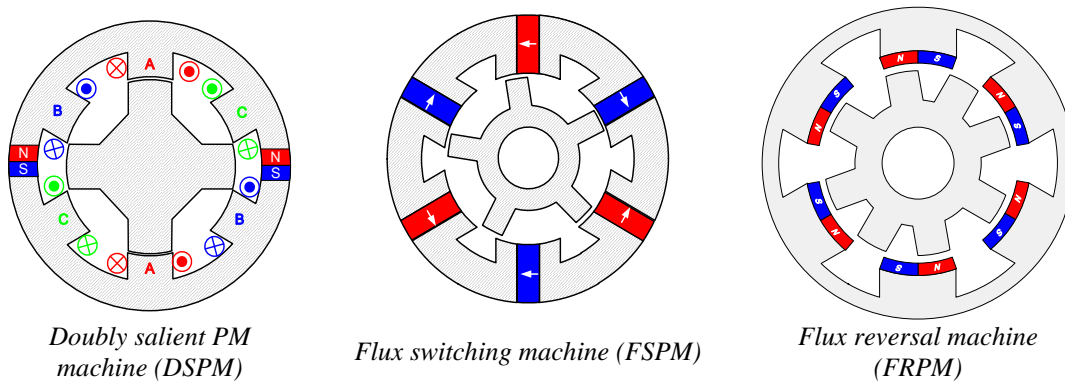


Figura 1-19 Máquinas híbridas [23]

### 1.3.5 Elección de topología de máquinas de imanes

En esta tesis se ha optado por las máquinas de flujo radial y rotor interior como objeto de estudio debido a sus altas prestaciones y a la versatilidad que ofrecen en cuanto a la configuración de los imanes. Destacar que la inmensa mayoría aplicaciones ferroviarias son máquinas de flujo radial y de rotor interior, por lo que se seleccionó esta configuración como la más idónea para un primer paso en el uso de los imanes permanentes en este tipo de aplicaciones. Asimismo, parte de las conclusiones usando máquinas radiales de imanes interiores podrán ser en un futuro extrapolables al resto de las máquinas de imanes (rotor exterior, flujo axial, etc).



## 1.4 Requerimientos de motores de tracción ferroviaria

A modo general, un motor de tracción para un vehículo deben cumplir las siguientes características [15], [24]:

- Alta potencia instantánea y densidad de potencia.
- Características par/velocidad (Figura 1-20): par alto para pequeñas velocidades para el arranque y subidas. Alta velocidad a par pequeño para desplazamiento a velocidad constante. Amplio rango de velocidades y respuesta de par rápida.
- Alta eficiencia, fiabilidad y robustez ante condiciones adversas, e.g. altas o bajas temperaturas, lluvia, nieve, vibraciones, etc.

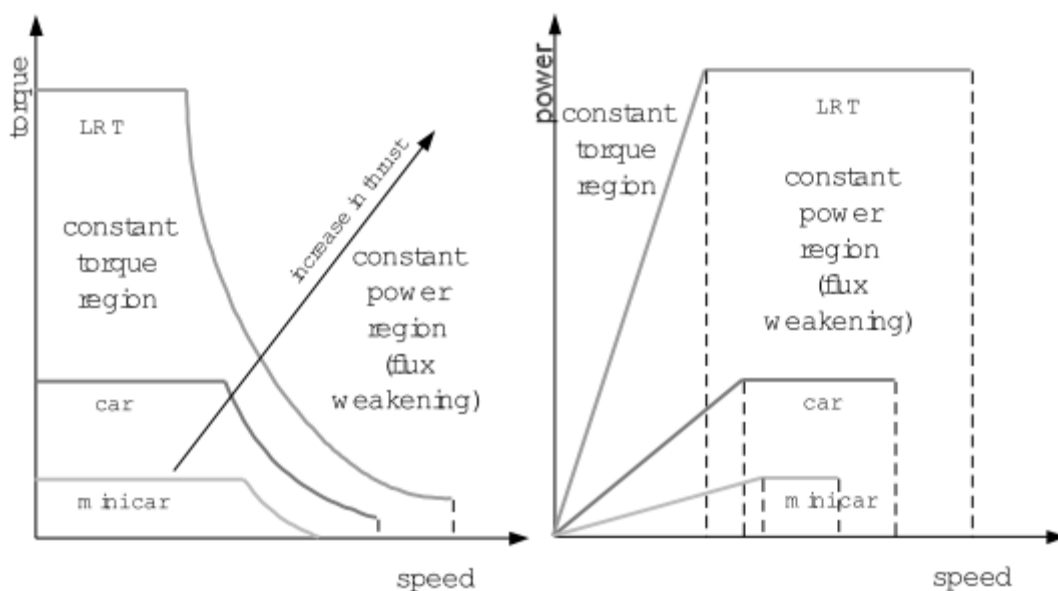


Figura 1-20 Curvas par/velocidad y potencia/velocidad para motores de tracción (LRT: Light Rail Transit, e.g., tranvía, metro...) [15]

Para obtener un funcionamiento en tiempo óptimo el motor deberá acelerar/decelerar al máximo posible.

1. Acelerar con el esfuerzo de tracción máximo posible en función de la velocidad del motor.
2. Si se llega a la velocidad máxima de la vía mantener esa velocidad.

3. Empezar a frenar cuando con el esfuerzo de frenado máximo se llegue a parar el tren justo en la parada siguiente.

Normalmente los requerimientos que deba cumplir el accionamiento se dan básicamente a través de:

- Velocidad máxima de funcionamiento  $v_{\max}$  (km/h)
- Aceleraciones/deceleraciones medias mínimas para los distintos rangos de velocidades del tren.
- Adicionalmente se determinan algunas velocidades mínimas que debe alcanzar el tren ante condiciones de pendientes del terreno muy pronunciadas (35%).

Desde el punto de vista de las características del motor las exigencias de las prestaciones del tren se deben trasladar a un gráfico Par motor/velocidad que defina la zona de funcionamiento que deberá garantizar el motor. El funcionamiento de la máquina se divide en dos zonas: zona de par constante y zona de potencia constante.

Las especificaciones de par/velocidad de la máquina se obtienen a partir de los datos de esfuerzo para un recorrido del tren. Cuando un tren circula por una línea, la locomotora de emplear la potencia de su motor para que el esfuerzo de tracción sea igual a la resistencia que se opone a su movimiento, llamada resistencia de avance. Esta resistencia se puede descomponer en tres conceptos generales:

- Resistencia específica al avance del tren en vía recta y horizontal, a velocidad constante y al aire libre.
- Resistencia específica debida a la aceleración del tren y, particularmente, a su arranque.
- Resistencia específica localizada en curvas, rampas y túneles.

La longitud del recorrido y los tiempos de espera son importantes para determinar el ciclo de trabajo de los motores de tracción, el cual indicará el grado de calentamiento del motor. Por ello es importante definir un par térmico equivalente o par RMS. Un motor que trabaja con un tiempo de parada relativamente elevado podrá enfriarse y realizar esfuerzos mayores en las siguientes puestas en marcha. En los trenes de largas distancias el ciclo de trabajo del motor es continuo y los esfuerzos del mismo se deberán situar por debajo de su zona nominal de funcionamiento.

Pueden obtenerse dos curvas de par/velocidad para un motor: una para tracción y otra para frenada. La curva de tracción establece la región dentro de la cual deberá funcionar la máquina, esto es, la curva par/velocidad máxima, Figura 1-21. A partir de esta, se establece el punto nominal de funcionamiento (1), el punto de velocidad crítica (2) a partir de la cual se llega al debilitamiento máximo y se deja de funcionar a potencia constante y el punto de funcionamiento térmico equivalente  $s_1$ , en el cual la máquina debe poder funcionar indefinidamente sin llegar a calentarse en exceso. Generalmente, el tren acelerará con un par máximo hasta que alcance la velocidad nominal y después funcionará en la zona entre (1) y (2), esto es, a potencia constante, rodando a velocidades superiores a la nominal mediante el debilitamiento de campo.

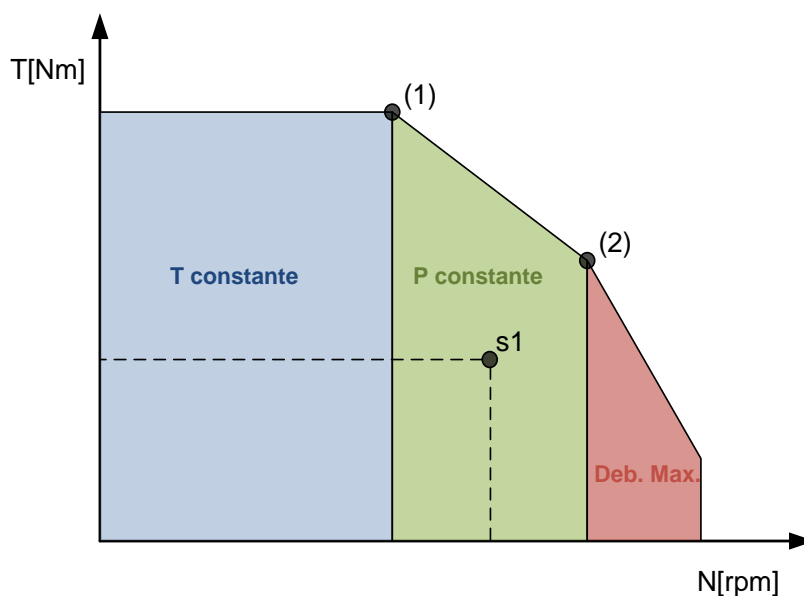


Figura 1-21 Curva par/velocidad y puntos de funcionamiento

## ***1.5 Retos de diseño de motores de imanes para tracción ferroviaria***

La tecnología de imanes permanentes puede considerarse como una solución más costosa de motor que la tecnología de motores de inducción. No obstante, el aspecto de costo hay englobarlo conjuntamente con el coste global del sistema de tracción y con las mejoras de prestaciones que se puedan tener.

Las soluciones de producto o de investigación que se están desarrollando para motores ferroviarios de imanes permanentes tienden a dar un salto de prestaciones con respecto a la tecnología de motor de inducción. A continuación, se resumen los drivers de mejora que están justificando el uso de los imanes permanentes en las aplicaciones ferroviarias:

### **1.5.1 Posibilitar el funcionamiento direct-drive.**

Una posible solución de motor directamente acoplado sería el uso de un motor de inducción multipolar. Sin embargo, cabe destacar que en este tipo de máquinas para un número de pares de polos superior a 6, la relación potencia por unidad de volumen disminuye drásticamente. Este hecho motiva que las máquinas de inducción multipolares tengan un gran volumen y peso, lo que dificulta enormemente su uso debido a las limitaciones de espacio existentes dentro del bogie. Por lo tanto, a día hoy la solución direct-drive viene de la mano del uso de la tecnología de imanes permanentes.

Las soluciones direct-drive empleando imanes permanentes requieren soluciones multipolo que normalmente recurren a devanados concentrados (al ser devanados fraccionales permiten más polos con menos ranuras de estator y al estar las bobinas devanadas entorno a un diente se reducen la longitud de las cabezas de bobina). Los devanados concentrados pueden emplearse tanto en topologías radial y axial. Como ejemplo de topología radial de devanado concentrado se encuentra el motor direct-drive de SKODA ELECTRIC (tranvía Praga y Riga [6]).

Por lo tanto, por una parte existe la necesidad de un diseño de dimensiones especialmente compactas, con elevada carga eléctrica, lo que implica que el cálculo térmico y electromagnético se deba realizar con una alta interacción desde las primeras etapas del diseño. Por otro lado los devanados concentrados, por el hecho de ser un devanado fraccional, presentan un mayor contenido de armónicos espaciales de campo magnético. Estos armónicos de campo afectan tanto a los rizados de par, a los niveles de ruido/vibraciones y a las pérdidas del motor.

Por lo tanto, diseños con devanados concentrados para aplicaciones ferroviarias requieren herramientas avanzadas para el cálculo de ruido y vibraciones y para el cálculo preciso de las pérdidas.

### **1.5.2 Mejorar la compactación y la eficiencia del motor.**

La tecnología de imanes permanentes con respecto a la tecnología de inducción no requiere de corrientes de magnetización por lo que disponen de menores pérdidas. Esta característica permite mejorar la eficiencia y/o aumentar la densidad de potencia del motor. Como ejemplo de solución comercial citar el motor de Alstom para el AGV ([2], [3]), en la que evalúan una mejora de la eficiencia en torno a un 3-4% y una reducción del peso alrededor de un 30%.

Un factor que afecta significativamente a la eficiencia y al nivel de compactación alcanzable por los diseños es la temperatura de los imanes. Con la temperatura baja la inducción magnética del imán, por lo que se requiere de una mayor corriente y de unas mayores pérdidas del cobre. Un aspecto de diseño crítico en las aplicaciones ferroviarias es reducir las pérdidas en los imanes debido a corrientes inducidas (campo principal y campos debidos a armónicos de alimentación). Estas pérdidas calientan localmente el imán. En las aplicaciones ferroviarias estas pérdidas son significativas (alta carga eléctrica, frecuencia de conmutación reducida, etc), por lo que en este punto se está llevando a cabo esfuerzo importante de investigación [25–29], buscando soluciones de segmentación de imanes o imanes interiores que minimicen las pérdidas.

Otro aspecto de gran importancia para la temperatura de los imanes son los focos de calor de las pérdidas del estator que calientan por proximidad los imanes. Este efecto adverso se encuentra acentuado por el hecho de que los imanes normalmente están situados en zonas estancas frente al aire exterior (para evitar que se adhieran virutas metálicas, etc). Esta estanqueidad dificulta la refrigeración directa del rotor. En este punto existe un campo de gran interés de investigación orientada hacia la mejora de la evacuación del calor del rotor [30–32].

### **1.5.3 Mejorar los niveles de ruido del motor.**

Desde el punto de vista de la mejora del confort acústico, aprovechando la buena eficiencia del motor de imanes permanente es posible obtener motores más silenciosos. Los motores de inducción ferroviarios convencionales suelen emplear una refrigeración autoventilada por aire mediante un ventilador acoplado al eje del motor. Esta solución es muy robusta, pero a altas velocidades el ruido acústico del ventilador suele ser bastante elevado. Una solución para eliminar este ruido, es el empleo de una solución de imanes con bajas pérdidas con una refrigeración natural. En [10] se realiza una comparación del ruido acústico medido en una IM autoventilada y una PMSM con refrigeración natural para la misma potencia de salida. Los resultados muestran una diferencia de 10 dB a favor de la PMSM.

### **1.5.4 Fiabilidad como requisito imprescindible de diseño.**

Como se acaba de mencionar, el uso de las máquinas de imanes pueden ser interesantes de cara a obtener soluciones originales que mejoren alguno de los siguientes aspectos: posibilitar una implementación direct-drive, mejorar la eficiencia, reducir volumen/peso, reducción de ruido, etc.

Un aspecto común imprescindible a estas nuevas soluciones es que los diseños deben mantener los ratios de fiabilidad de la tecnología de motores de inducción.

Un aspecto crítico es la desmagnetización de los imanes que hace que el motor pueda reducir parcialmente sus prestaciones, o en caso extremo que el motor quede fuera de servicio, (pendiente de una reparación costosa posterior en las instalaciones del fabricante del motor: desmontaje del rotor y posterior magnetización de los imanes).

La desmagnetización de los imanes depende de los campos de desmagnetización del estator y de la temperatura de los imanes (a partir de una temperatura existe más riesgo de desmagnetización). Así, en el proceso de diseño del circuito electromagnético hay que asegurar que para la máxima temperatura de los imanes su inducción magnética esté por encima del codo de saturación. Por lo tanto, en el proceso de diseño electromagnético hay que conocer a priori con exactitud las pérdidas en las distintas partes de la máquina y el modelo de refrigeración de estas pérdidas. Tratando de realizar cada vez diseños más fiables, se está llevando esfuerzos de investigación en el cálculo cada vez más precisos de las pérdidas [33–35] y las temperaturas en las distintas partes del motor[36–38].

Además de asegurar los puntos de operación más exigentes, se requiere de comprobar la fiabilidad de los motores ante fallos. En [39] se estudia la fiabilidad de las máquinas de imanes, analizando cortocircuitos dinámicos de 2 y 3 fases y comparando los resultados con máquinas de inducción. En [40] se presenta una perspectiva de diferentes test a realizar para garantizar la fiabilidad de los motores para diferentes aplicaciones de tracción. En [38] se presentan modelos térmicos de parámetros concentrados para estudiar el comportamiento térmico de las máquinas ante fallos de cortocircuito. En [41] se detalla una bancada de ensayos para un bogie completo donde se monitoriza la salud mecánica del sistema de tracción.

En [10], [12], [19], [41–54] se proponen diferentes enfoques para el diseño y análisis de máquinas de imanes permanentes para tracción ferroviaria. Sin embargo, no existe una metodología que esté claramente enfocada a la aplicación en la que se identifiquen los requerimientos y se integren el análisis electromagnético y térmico.

## ***1.6 Marco de la tesis y objetivos***

Si bien en el mercado existen soluciones comerciales de motores de imanes permanentes para aplicaciones ferroviarias, del estudio bibliográfico se ha detectado una carencia en cuanto a la existencia de una metodología de diseño que aúne las diferentes herramientas multi-físicas de diseño y que facilite la obtención de diseños competitivos de las distintas topologías de motor en base a unas estrategias predefinidas.

Destacar que una metodología de diseño orientada a la aplicación de tracción ferroviaria nos permitirá diseñar un producto adaptado a las necesidades que exige esta aplicación, evitando así el sobredimensionado.

El objetivo general de esta tesis se centra en desarrollar las bases de una metodología avanzada de diseño de motores de imanes permanentes optimizada para las aplicaciones ferroviarias. Para cumplir este objetivo general, se han propuesto los siguientes objetivos parciales:

- Desarrollar herramientas para el cálculo del circuito electromagnético
- Desarrollar herramientas avanzadas para el cálculo preciso de las pérdidas del motor teniendo en cuenta la forma real de alimentación del motor.
- Desarrollar modelos térmicos del motor que permitan una rápida validación de las diferentes propuestas de diseño.
- Desarrollar una metodología diseño de motores para aplicaciones ferroviarias que integre las diferentes herramientas de cálculo.
- Implementar estrategias de diseño para poder obtener de forma rápida y precisa soluciones de motor de imanes superficiales e imanes interiores
- Diseño, montaje y validación experimental de un prototipo a escala real de una máquina síncrona de imanes permanentes para una aplicación ferroviaria.



## ***1.7 Descripción del contenido de los capítulos***

Este trabajo está estructurado en 6 capítulos:

- Capítulo 1:

Este primer capítulo introductorio enmarca la tesis doctoral que se presenta mediante este documento. Se hace una introducción a las máquinas eléctricas, centrándose sobre todo en las máquinas de imanes permanentes, de las cuales se explican las distintas topologías que existen y su uso en la tracción. También se describe la problemática del diseño de motores de imanes permanentes en tracción ferroviaria. Por último, se indican los puntos principales que han dado lugar al desarrollo de este trabajo y asimismo se definen los principales objetivos de la investigación.

- Capítulo 2:

En el segundo capítulo se introduce una metodología de diseño para máquinas de imanes permanentes orientada a la aplicación de tracción ferroviaria. Se identifican los requerimientos de diseño y se detallan las diferentes herramientas de diseño empleadas en la metodología: el prediseño analítico, el análisis FEM, el cálculo de pérdidas y el análisis térmico.

- Capítulo 3:

En el tercer capítulo se describen las estrategias de diseño analítico para máquinas de imanes superficiales y máquinas de imanes interiores. Asimismo, se dimensionan y se comparan varias variantes de este tipo de máquinas para un ejemplo de aplicación con reductora. Por último, se estudia la topología direct-drive, identificando las particularidades de esta con respecto al caso con reductora a la hora de realizar el diseño.

- Capítulo 4:

El cuarto capítulo describe el proceso de diseño de un prototipo para el caso de una máquina de imanes superficiales para una aplicación con reductora mediante la metodología propuesta.

- Capítulo 5:

En el quinto capítulo se describe el montaje de un prototipo a tamaño completo, se detalla un escenario de ensayos y se verifica y valida la metodología de diseño propuesta mediante

ensayos experimentales, tanto mediante ensayos sin convertidor como con convertidor, dando especial importancia a los ensayos térmicos. Por último se proponen una serie de mejoras para el comportamiento térmico de la máquina.

- Capítulo 6:

El último capítulo enmarca las conclusiones obtenidas en la tesis doctoral Finalmente, se plantean los siguientes pasos a seguir para continuar el trabajo desarrollado en esta tesis doctoral.

## Capítulo 2.

# **HERRAMIENTAS DE DISEÑO**

---

*El objetivo principal de esta tesis es desarrollar una estrategia de diseño para máquinas de imanes permanentes para la aplicación de tracción ferroviaria.*

*En este capítulo se analizan los requerimientos que deberá cumplir la máquina, se detallan las diferentes herramientas de diseño y se define una metodología de diseño orientada a la aplicación.*

## ***2.1 Metodología de diseño***

Para el diseño de la máquina se ha desarrollado una estrategia de diseño válida tanto para una máquina de imanes superficiales como para una de imanes interiores. La única diferencia entre ambos casos sería la estrategia de dimensionado, manteniéndose idénticos en el resto del proceso.

La estrategia de diseño seguida se muestra en la Figura 2-1. Se comienza definiendo los requerimientos de la aplicación, que servirá para establecer las restricciones de la máquina y el punto de funcionamiento nominal ( $T_n$ ,  $N_n$ ). A continuación se definen tres fases: prediseño analítico, optimización en FEM y estudio térmico. El diseño se da por válido cuando se cumplen todas las especificaciones en las tres fases.

Dentro del prediseño analítico se ha definido una estrategia de dimensionado analítico empleando las fórmulas electrotécnicas para las máquinas de imanes superficiales y flujo radial. En este dimensionado, el cual se ha implementado en el software Maple, se definen unos inputs a partir de los requerimientos de la aplicación, y ajustando unos parámetros de ajuste o inputs dinámicos, se logran unos outputs que definen las dimensiones de la máquina.

A continuación, se pasa a una etapa de optimización en elementos finitos donde se obtienen resultados de detalle y se reajustan ciertos parámetros para compensar las saturaciones, las cuales no se contemplan en el dimensionado analítico. Asimismo, se calculan las prestaciones del motor en los diferentes puntos característicos del motor de la curva par-velocidad, verificando que los diferentes puntos de funcionamiento cumplen con las especificaciones.

Finalmente, se obtienen los niveles de pérdidas a partir de las simulaciones en FEM y se utilizan para analizar la máquina térmicamente. Este análisis se ha realizado mediante la herramienta analítica MotorCAD y se ha contrastado con resultados FEM térmicos.

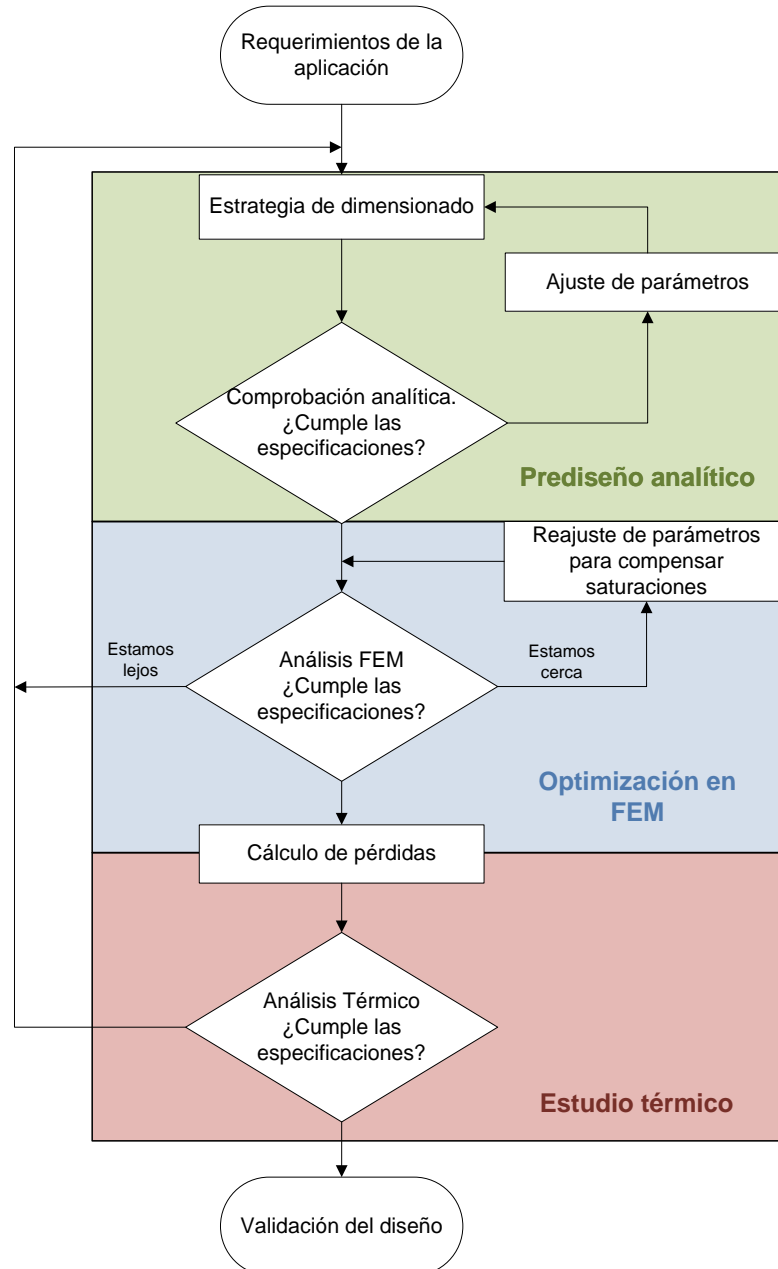


Figura 2-1 Esquema de la estrategia de diseño

## 2.2 Requerimientos de la aplicación

Las especificaciones del motor vienen dadas por ciertas restricciones. Estas restricciones son de carácter eléctrico, mecánico, dimensional o de protección.

Los diferentes requerimientos nos proporcionarán las variables de diseño necesarias para el prediseño analítico:

Especificaciones de la aplicación	Variables de diseño
Tipo de alimentación y controlador	$V_{f_{max}}, I_{max}$ y $p$
Condiciones de operación	$T_n$ y $N_n$
Dimensiones del bogie	$D_{se}$ y $L_e$
Características de fabricación	$B_r, \mu_r, Q$ y $K_{fill}$

Tabla 2-1: Especificaciones y las variables de diseño que establecen

Todos estos requerimientos o especificaciones, se describen en más detalle a continuación.

### 2.2.1 Tipo de alimentación y controlador

Las unidades de tracción ferroviaria necesitan de una fuente de potencia que sea accesible en todo momento. Además, ésta debe ser segura y económica. La alimentación puede ser tanto de corriente directa (DC) como de corriente alterna (AC), siendo las primeras más comunes en tranvías y metros y las segundas en trenes de largos trayectos. La siguiente tabla muestra los diferentes niveles de alimentación empleados así como su longitud y nivel de utilización en 2003 [55].

Sistema eléctrico	Longitud	Proporción
DC 600 V	11349 Km	4.8%
DC 750 V	15318 Km	6.5%
DC 1500 V	72104 Km	30.3%
DC 3000 V	32392 Km	13.6%
AC 15 kV/16 2/3 Hz	106437 Km	44.8%
AC 25 kV/50 (y 60) Hz		
<b>Total</b>	<b>237600 Km</b>	<b>100%</b>

Tabla 2-2: Niveles y tipo de alimentación ferroviaria

Los sistemas ferroviarios alimentados por tensiones más bajas, 600-750 V, emplean un tercer raíl paralelo a la vía para alimentarse, mientras que a tensiones mayores de 1000V se emplean cables situados a una altura concreta (catenaria), los cuales transmiten la energía a la cabina mediante un pantógrafo.

La tensión eficaz de fase máxima que puede suministrar un inversor trabajando a plena onda es de:

$$V_{fase}(eff) = \frac{2}{\pi} V_{catenaria} \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2-1)$$

Aparte del nivel de alimentación, nos encontramos con ciertos límites que impone el control empleado.

Por un lado está la frecuencia de conmutación del inversor, la cual afecta al espectro de las señales y a las pérdidas del sistema. El convertidor que se utiliza en aplicaciones ferroviarias es de alta potencia (varias centenas de KW) y los semiconductores tienen que soportar altos niveles de tensión y corriente. Debido a esto y a las condiciones térmicas de los semiconductores, la frecuencia de conmutación está limitada y en la mayoría de los casos estará en torno a los 200-1000 Hz en las aplicaciones ferroviarias, lo que limita el número de pares de polos.

El límite de corriente ( 2-2), está marcado por el límite de corriente de los semiconductores del convertidor o de los conductores de la propia máquina [56]. Este límite marca un círculo en el plano “ $i_d$ - $i_q$ ”.

$$I_{SMAX} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2-2)$$

Donde  $I_{SMAX}$  es la amplitud máxima permitida por una fase del motor.

La Figura 2-2 muestra estos límites en el plano “ $i_d$ - $i_q$ ”, para máquinas de imanes interiores (a la izquierda) y para máquinas de imanes superficiales (a la derecha). El límite de tensión viene marcado por el nivel de tensión de la catenaria, es decir la tensión de bus del convertidor, y la estrategia de modulación utilizada [56]. Debido a este límite, llega un momento en el que no se puede continuar aumentando la velocidad y manteniendo el mismo par. Es por ello que a partir de cierta velocidad se ha de debilitar el flujo del imán para continuar aumentando en velocidad.

$$V_{MAX} = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (2-3)$$

Partiendo de la ecuación de tensión en régimen permanente y despreciando la resistencia estática  $R_s$ , ( 2-4), podemos definir la velocidad máxima  $\omega_m$ , que se puede alcanzar en la región de “par constante”( 2-6):

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + \omega(\Psi_{PM} + L_d i_d) \end{cases} \quad (2-4)$$

$$V_{MAX} = \omega_m \sqrt{(-L_q i_q)^2 + (\Psi_{PM} + L_d i_d)^2} \quad (2-5)$$

$$\omega_m = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{(-L_q i_q)^2 + (\Psi_{PM} + L_d i_d)^2}} \quad (2-6)$$

Reescribiendo esta ecuación, vemos que el límite de tensión se traduce a una elipse en el plano “ $i_d$ - $i_q$ ”:

$$\frac{\left(i_d + \frac{\Psi_{PM}}{L_d}\right)^2}{\left(\frac{V_s}{\omega_m L_d}\right)^2} + \frac{i_q^2}{\left(\frac{V_s}{\omega_m L_q}\right)^2} = 1 \quad (2-7)$$

La elipse está centrada en el punto  $(-\Psi_{PM}/L_d, 0)$ , y sus semiejes son proporcionales a la tensión del estator e inversamente proporcionales a la velocidad ( $V_s/(\omega_m L_d)$  y  $V_s/(\omega_m L_q)$ ). Cuando el entrehierro de la máquina es constante no existe el efecto de la saliencia, esta elipse se convierte en un círculo. Este es el caso de las máquinas de imanes superficiales, donde  $L_q \approx L_d$  y ambos límites describen dos círculos (Figura 2-2 derecha).

Del punto  $O$  al punto  $B$ , se puede operar a “par constante”. El punto  $B$  representa la velocidad  $\omega_{MT}$  a la cual se alcanza la tensión máxima, y a partir de este punto, se opera a “potencia constante” y por lo tanto se ha de debilitar el flujo magnético.

La trayectoria que parte del punto  $C$  al punto  $A$ , corresponde con un funcionamiento a tensión máxima ( $V_{MAX}$ ) y corriente no máxima ( $I_s < I_{SMAX}$ ). Esta curva no suele ser relevante en aplicaciones ferroviarias, y sólo se da en ciertas máquinas. Dependiendo de las características de la máquina, esto es, si  $I_{SMAX} > \Psi_{PM} / L_d$  teóricamente la máquina podría alcanzar una velocidad infinita. Aunque en realidad esto no se cumple, en estas condiciones el par sería 0 y por lo tanto la potencia también.



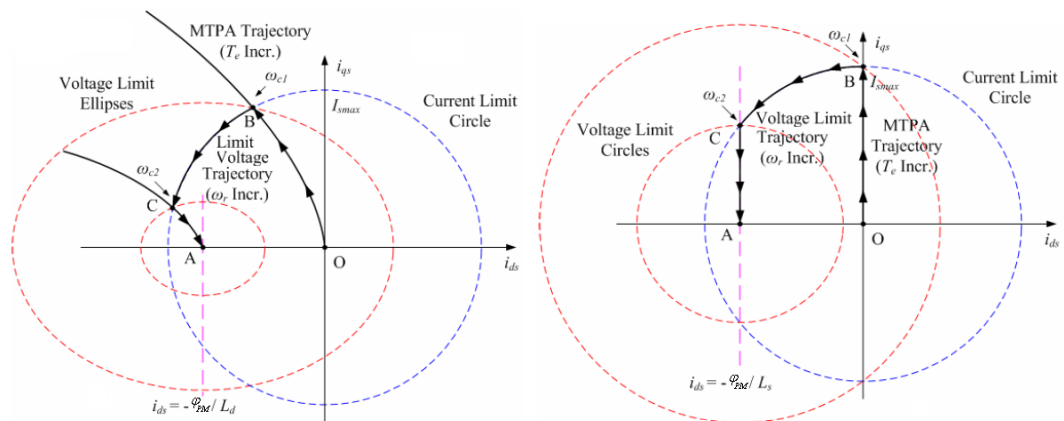


Figura 2-2 Trayectoria de la corriente en el plano  $d$ - $q$ . A la izquierda para una máquina IPMSM; a la derecha para SPMSM [57]

## 2.2.2 Condiciones de operación

La máquina deberá ser capaz de satisfacer una serie de requerimientos mecánicos, específicos de la aplicación. Estos requerimientos se obtienen a partir de las curvas de trayectoria, esto es:

- Par (o fuerza) para todo el rango de tiempo
- Velocidad para todo el rango de tiempo

Estas curvas generalmente son proporcionadas por el fabricante, el cual conoce la trayectoria, el peso aproximado de los vagones...

De estas curvas se obtiene cierta información de gran importancia en el dimensionado.

- **Curva par/velocidad en modo tracción**

Muestra el par que debe ejercer el motor en modo tracción para todo el rango de velocidades. Ésta es la curva que se menciona en el apartado 1.4, Figura 1-21, y para la cual se dimensiona la máquina [48]. Nos dará también el par máximo que puede mantener la máquina, durante un intervalo de tiempo indefinido, sin que sus prestaciones se vean degradadas.

- **Par térmico de la máquina**

El par térmico de la máquina nos da una referencia del calentamiento al que se verá sometida la máquina. Este par es el que debería aportar la máquina de forma continua para alcanzar el mismo estado térmico que cuando funciona de forma intermitente según el ciclo de trabajo.

A partir de los datos de la curva de par en un ciclo completo de la trayectoria, incluyendo el trayecto de ida, el de vuelta y los descansos correspondientes, y aplicando la siguiente ecuación se obtiene el par térmico de la máquina.

$$T_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_i^n T_i^2 \Delta t_i}{t_{ciclo}}} \quad (2-8)$$

Donde  $T_i$  y  $\Delta t_i$  son la amplitud del par y la duración de un intervalo  $i$  respectivamente y  $t_{ciclo}$  es la duración del ciclo completo.

A partir del par eficaz puede obtenerse la corriente eficaz de pico mediante:

$$\hat{I}_{rms} = \frac{T_{rms}}{\frac{3}{2} p \hat{\psi}_{PM}} \quad (2-9)$$

Sin embargo, mediante esta fórmula sólo se considera la corriente que genera par no se tiene en cuenta el debilitamiento de flujo, en el cual se introduce una corriente negativa en el eje d, creando un flujo que hace contra al flujo del imán y disminuyendo el nivel de tensión. Esto hace que aumente el módulo de la corriente.

Por ello, es más acertado obtener  $I_q$  para cada instante de tiempo mediante ( 2-10) y obtener la corriente  $I_d$  necesaria a través de las ecuaciones de tensión ( 2-3) y ( 2-4).

$$I_q = \frac{T}{3p\psi_{PM}} \quad (2-10)$$

Una vez obtenidas  $I_d$  e  $I_q$  para cada instante de tiempo, se obtiene el módulo de la corriente,  $I$ , y finalmente el valor RMS de ésta:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_i^n I_i^2 \Delta t_i}{t_{ciclo}}} \quad (2-11)$$

Finalmente, puede obtenerse la carga lineal específica, la cual indica de una forma indirecta junto con la densidad de corriente a nivel de ranura, las pérdidas que se producen en el cobre.

$$q_m = \frac{2mN_{ph}\hat{I}_{rms}}{\pi D_{si}} \quad (2-12)$$

Donde  $m$  es el número de fases e  $\hat{I}_{rms}$  el valor de pico de la corriente RMS.

Además, el valor de  $I_{rms}$  nos servirá más adelante para las simulaciones térmicas, en las cuales podremos introducir el valor RMS equivalente de las pérdidas del cobre.

- **Modo degradado a tensión reducida y variación del diámetro de rueda**

La máquina se dimensiona para un valor medio constante de la tensión de catenaria. En el caso de una caída de tensión en la catenaria, las prestaciones de la máquina se verán reducidas. Deberán conocerse las fluctuaciones de la tensión de catenaria, esto es, los valores mínimos y máximos que ésta puede suministrar, con el fin de conocer la sobrecorriente que deberán soportar el convertidor y los conductores del estator o la limitación de esfuerzo a la que se verá sometida la máquina en estas condiciones.

El diámetro de las ruedas también variará, reduciéndose debido al desgaste con el paso del tiempo. Cuando están nuevas tendrán su diámetro máximo y deberán de ser sustituidas al llegar a un valor mínimo. Esto afectará al par que deberá ejercer la máquina, ya que a un diámetro mayor deberá proporcionar un par mayor, y con ello una mayor corriente, para obtener la misma fuerza. Esto es, las peores condiciones se dan cuando las ruedas son nuevas. También habrá que analizar la velocidad máxima a la que deberá girar el motor cuando la rueda está desgastada.

### 2.2.3 Dimensiones del bogie

El bogie es el elemento que debe contener los motores, las reductoras (en caso de ser necesarias), los frenos y el sistema de suspensión tal como se muestra en la Figura 2-3. Por lo general en cada bogie se sitúan dos ruedas tractoras con sus respectivos motores, reductoras... y está situado debajo de los coches.

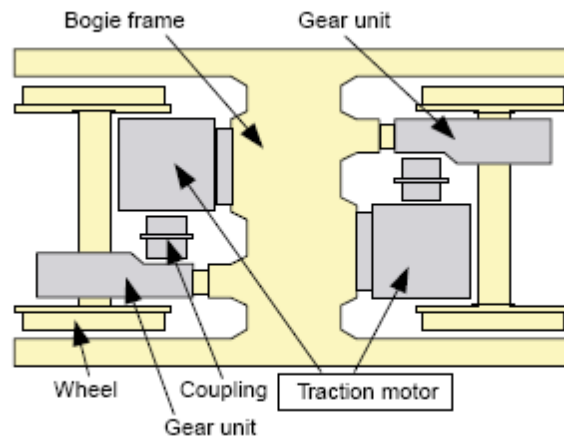


Figura 2-3 Ubicación de los componentes de tracción en el bogie [58]

El bogie empleado por la unidad tractora del tren también condiciona las dimensiones de la máquina.

Por un lado están las dimensiones libres dentro del bogie para localizar el motor. Esto fijará el diámetro y la longitud máximos de la máquina. Por otro la orientación de este último dependiendo del espacio disponible. La orientación del motor puede afectar considerablemente a su ventilación.

Además, para obtener las dimensiones máximas del paquete magnético, habrá que considerar el espacio que ocupan las partes no efectivas de la máquina como la carcasa (la cual dependerá del tipo de ventilación escogida), las tapas, los rodamientos, las cabezas de bobina, el encoder y el ventilador, en caso de que haya uno.

Por último, en el bogie se instalará el motor junto con una reductora, en el caso de que no sea un accionamiento directo. Es importante conocer perfectamente el índice de reducción de ésta así como su rendimiento.

## 2.2.4 Características de fabricación consideradas

Existen otros factores que pueden tener efecto a la hora de realizar el diseño de la máquina y deben venir especificados por el fabricante. En concreto, para tracción ferroviaria, se tendrán en cuenta:

- **Protección contra corrientes parásitas en los rodamientos:**

El fabricante deberá emplear una técnica para minimizar el efecto de las corrientes parásitas de los rodamientos. Una solución típica que podría emplear es el **aislamiento eléctrico de los aros externos** de los rodamientos. Sin embargo, el fabricante podría emplear cualquier otra técnica siempre que explique debidamente dicha solución, teniendo en cuenta los pros y contras de la misma.

- **Grado de protección hacia agentes externos:**

**Motor encapsulado:** se consigue una alta fiabilidad, y un bajo mantenimiento

- **Refrigeración:**

**Refrigeración a través de dos circuitos de aire:** uno con aire del exterior forzado a través de canales y otro con aire interno que no se renueva en el “end-space”. Se pueden crear canales en el rotor para que circule el aire, aunque en nuestro caso se ha decidido no hacerlo tras un primer análisis térmico.

**Motor autoventilado:** el ventilador gira con el eje tractor. Mayor fiabilidad aunque se reduce el rendimiento.

**Refrigeración líquida:** preferible cuando la carga eléctrica es muy alta. Ocupa un espacio mayor y el sistema es más complejo, pero permite fabricar máquinas con una densidad de par mucho mayor. En esta ocasión se ha optado por un motor autoventilado.

- **Grado de aislamiento:**

**Clase 200:** Permite un alto estrés térmico y mecánico.

- **Grado de los imanes:**

Imanes de **NdFeB clase 40UH:** Imanes de alto grado con alta protección térmica.

- **Normativas a cumplir:**

El motor de tracción deberá cumplir la norma **IEC 60349-2**.

## 2.3 *Prediseño analítico*

La primera fase en el proceso de diseño de la máquina es el prediseño analítico. El objetivo principal de esta fase es obtener unas primeras dimensiones de la máquina de forma que se cumplan los requerimientos de la aplicación. Estas dimensiones no estarán optimizadas, sobre todo porque en esta etapa no se contemplan los fenómenos de las saturaciones.

Para definir estas dimensiones se hace uso de las ecuaciones electrotécnicas básicas del tipo de máquina escogido. Estas ecuaciones relacionan los parámetros eléctricos y magnéticos con las dimensiones físicas de diferentes partes de la máquina. De esta forma se define un diseño de máquina a nivel macroscópico.

En general, si bien las ecuaciones difieren entre los distintos tipos de máquina, se siguen unas pautas similares:

- Se analizan los requerimientos de la aplicación y se establecen los inputs.
- Se establece una serie de parámetros objetivo a elegir por el diseñador de forma que puedan cumplirse las especificaciones.
- Se describen las ecuaciones electrotécnicas que modelan la máquina.
- Se designa un primer parámetro de diseño, por lo general la corriente nominal mínima requerida, y se diseña la estrategia para calcularla.
- Se definen las dimensiones de estator y se asigna la distribución de los conductores.
- Se definen las dimensiones de los imanes.
- Se analizan las prestaciones de la máquina
- Se modifican los parámetros objetivo hasta cumplir con las especificaciones.

Esta etapa es de vital importancia en el diseño, ya que una buena estrategia de predimensionado proporcionará un buen diseño de partida, el cual requerirá únicamente modificaciones mínimas en las etapas posteriores.

## 2.4 Análisis en FEM

Una vez realizado el prediseño de la máquina de forma analítica, se propone afinar el prediseño mediante un cálculo electromagnético mediante la técnica análisis en elementos finitos (FEM). Hoy en día, existen paquetes de software de FEM electromagnético, tanto 2D como 3D, de fácil uso y con una continua evolución hacia tiempos de simulación relativamente cortos.

El método FEM sirve para resolver problemas que contienen ecuaciones diferenciales parciales o integrales, en este caso las leyes de Maxwell y la física del superconductor, de forma precisa. Para ello, se divide la geometría del cuerpo a analizar en porciones a las cuales se les pueden aplicar ecuaciones que describan su comportamiento. Cada una de estas porciones es después subdividida en un gran número de elementos más pequeños, denominados elementos finitos. A cada uno de estos elementos se le aplica un polinomio, por lo general de primer o segundo orden, en cierto punto característico, denominado nodo, para aproximarse a la solución de lo que sucede en el cuerpo mediante la interpolación de los valores obtenidos en los nodos. En el caso de las máquinas eléctricas, para máquinas enteras la periodicidad es igual al número de pares de polos, por lo que es suficiente con analizar un par de polos y aplicarle una simetría y periodicidad. Para máquinas fraccionales en cambio, por lo general no se da este caso, por lo que simular una periodicidad supone tener que simular más de un par de polos y en ciertos casos la máquina completa.

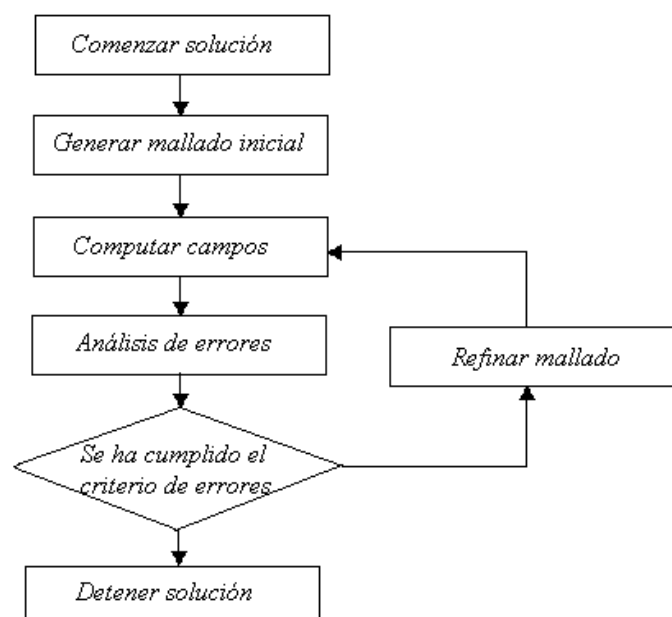


Figura 2-4 Proceso general para cualquier software de FEM



El proceso que sigue cualquier software de simulación FEM es el que se muestra en la Figura 2-4.

Para ello, se dispone de tres módulos:

- Pre-procesador: Incluye el dibujo de la geometría, definición de propiedades magnéticas, condiciones del entorno y el mallado.
- Procesador: Resuelve las ecuaciones de Maxwell para el problema especificado.
- Post-procesador: Es un entorno gráfico que permite la representación de los resultados obtenidos en varias formas y colores.

Para las máquinas de flujo radial, por lo general es suficiente con utilizar un FEM en 2D ya que en esta máquina los fenómenos en 3D pueden considerarse despreciables (no así en las máquinas de flujo axial [59]). De esta forma, en la simulación solo se considera la parte activa de la máquina y no se tienen en cuenta las cabezas de bobina.

El análisis FEM, aunque más es costoso que el analítico, ofrece resultados muy precisos y nos sirve para:

- Comprobar los resultados del predimensionado (par, inductancias, flujo del imán...)
- Analizar los efectos de la saturación del núcleo.
- Realizar ajustes de dimensiones (incluso de forma paramétrica) para analizar su efecto.
- Estudiar la máquina en diferentes puntos de funcionamiento.
- Obtener valores bastante precisos de las pérdidas del hierro y los imanes.

Algo importante a tener en cuenta es que la precisión de los resultados que se obtienen depende en gran medida de la calidad del mallado asignado a la geometría. En el caso de las máquinas eléctricas, al depender sus prestaciones del campo magnético del entrehierro, este será un punto crítico, en donde la calidad y densidad del mallado deberán ser especialmente buenas. En otras partes como las culatas de estator y rotor y el eje, la calidad del mallado no es tan importante.

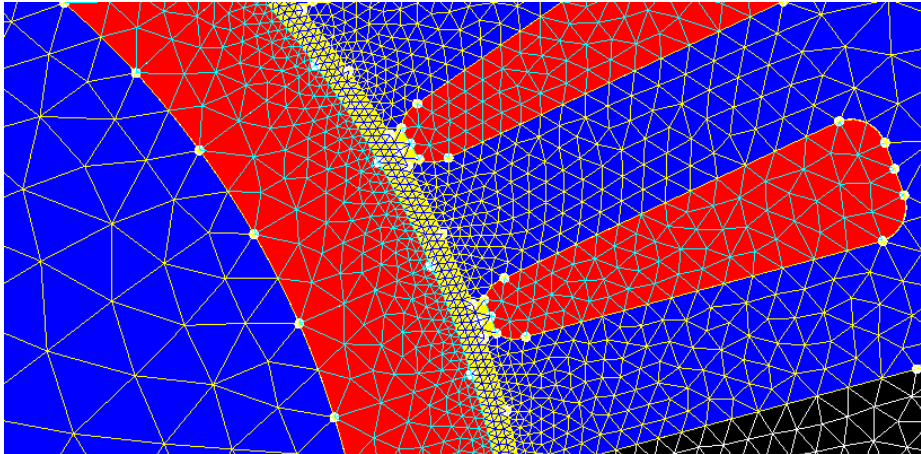


Figura 2-5 Detalle del mallado en la zona cercana al entrehierro

El entrehierro de una máquina está situado entre una parte fija y una móvil. Este entrehierro deberá definirse como “compresible”. De esta forma, durante la resolución del problema, el mallado se reconstruye para cada posición del rotor.

En cuanto al circuito eléctrico acoplado, este puede presentar dos configuraciones distintas dependiendo del análisis que se está llevando a cabo, que puede ser en vacío (circuito abierto) o en carga. El circuito eléctrico de la máquina se compone de seis reactancias asociadas los conductores positivos y negativos del devanado de armadura trifásico. En el caso del análisis en vacío, a este circuito se le conecta una impedancia infinita, y en el caso del análisis en carga, unas fuentes de corriente. Es suficiente con definir las fuentes en solo dos fases, ya que la tercera componente es igual a la suma de las dos definidas.

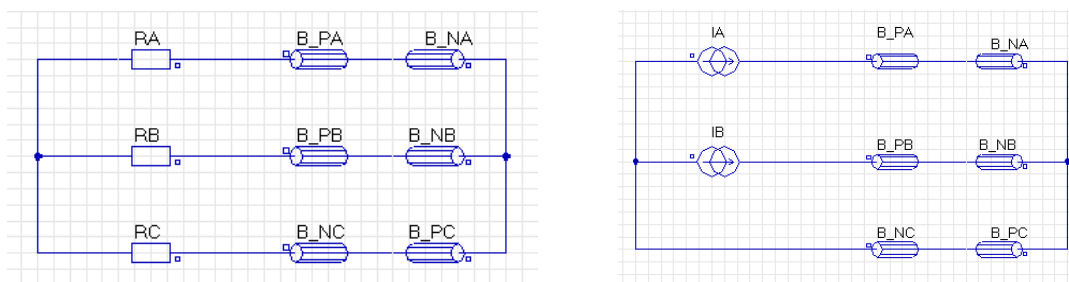


Figura 2-6 Configuraciones del circuito eléctrico asociado al modelo de la máquina implementado en elementos finitos

La definición de las corrientes puede hacerse mediante una fórmula, en caso de querer simular corrientes senoidales, o mediante una tabla de valores, para poder simular corrientes PWM.

Después, en el post-proceso, se medirán los siguientes valores:

- El flujo enlazado en cada bobina
- La corriente en cada fase
- El par
- El ángulo mecánico

A partir de estos parámetros, podrá obtenerse el resto de valores como son el flujo del imán, las inductancias, el balance de potencias, etc.

Finalmente, es importante conocer los materiales que se emplearán en la máquina (chapa, imanes y cobre) y sus propiedades para poder obtener unas pérdidas lo más realistas posibles.

## 2.5 Pérdidas

Una vez verificado el comportamiento electromagnético de la máquina, hay que analizar su comportamiento térmico. El primer paso a la hora de analizar la temperatura de una máquina es identificar las fuentes de calor.

### 2.5.1 Pérdidas en el cobre

La primera generación de pérdidas, y la más importante, se da en los devanados. Su cálculo se realiza mediante la sencilla fórmula de pérdidas resistivas tal como se muestra a continuación:

$$P_{cu} = 3I^2R_{cu} \quad (2-13)$$

Donde  $R_{cu}$  es la resistencia del cobre. Esta resistencia aumentará a medida que aumenta la temperatura del cobre, por lo que es necesario considerar el efecto de la temperatura mediante el coeficiente de temperatura  $\alpha_T$  como se ha explicado en el apartado 3.1.5.1.

Un fenómeno a tener en cuenta a frecuencias de alimentación elevadas es la variación de la resistencia e inductancias de las bobinas debido al efecto pelicular [60]. La corriente que atraviesa el conductor crea un flujo de fugas a través del conductor, lo que da lugar a una distribución no uniforme de la densidad de corriente en los conductores como se muestra en la Figura 2-7.

El efecto pelicular viene caracterizado por el valor de “skin depth”:

$$\delta_c = \sqrt{\frac{2}{w\mu_0\gamma}} \quad (2-14)$$

Donde  $\gamma$  es la conductividad del cobre.

Este skin depth será menor para armónicos de mayores frecuencias, por lo que la sección efectiva del cobre se verá disminuida y con ello aumentará la resistencia.

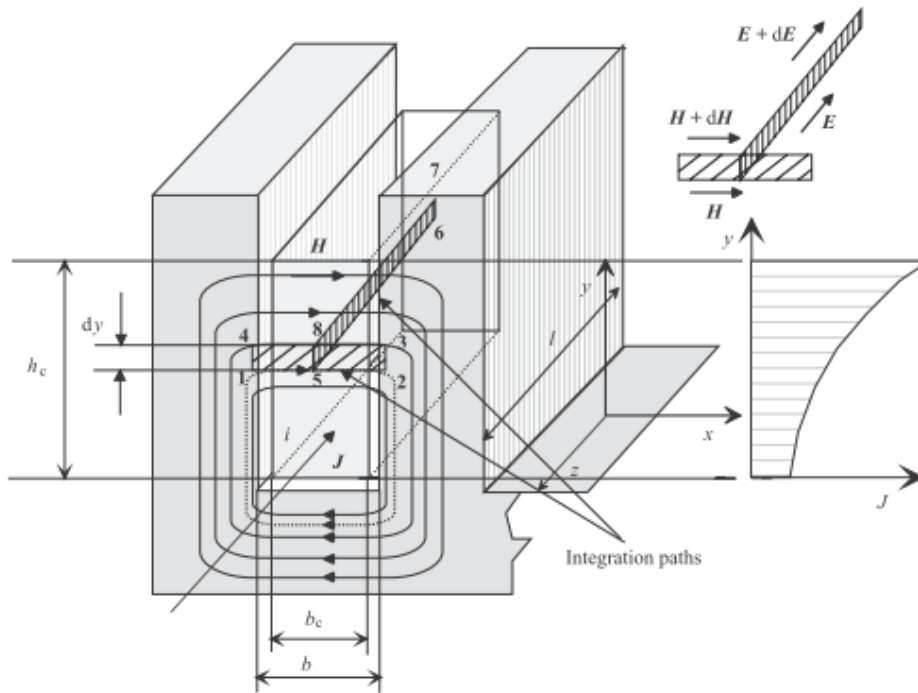


Figura 2-7 Definición del efecto pelicular en un conductor [60]

El cálculo de las pérdidas AC de los conductores puede realizarse mediante un cálculo FEM [61] o mediante un cálculo analítico [62], [63].

En [62] se propone el cálculo de un factor denominado  $k_R$  que para cada orden de armónico de corriente que multiplicará al valor de resistencia en DC. De esta forma, se podrá obtener un valor de resistencia para cada orden de armónico de la forma:

$$R_{cu}(n) = R_{DC} * k_R(n) \quad (2-15)$$

Donde  $n$  es el orden del armónico.

Para el cálculo del factor  $k_R$ , hay que definir tres parámetros:

La altura de cada conductor, que en nuestro caso es el diámetro:

$$h_c = D_{cu} \quad (2-16)$$

La anchura media de la ranura:

$$b_s = \frac{w_{r1} + w_{r2}}{2} \quad (2-17)$$

Anchura media total de los conductores, calculada a partir de un factor de relleno dado:

$$b_c = \frac{-(h_r - b_s) + \sqrt{(h_r - b_s)^2 + 4h_r b_s k_f}}{2} \quad (2-18)$$

Con esto se pueden obtener las alturas de conductor reducidas para el cobre activo y las cabezas de bobina respectivamente:

$$\epsilon = \frac{h_c}{\delta_c} \sqrt{\frac{b_c}{b_s}} \quad (2-19)$$

$$\epsilon' = \frac{h_c}{\delta_c} \sqrt{\frac{b_c}{(b_c + 0.6nh_c)}} \quad (2-20)$$

A continuación se obtienen las funciones:

$$\varphi_R(x) = x \frac{\sinh(2x) + \sin(2x)}{\cosh(2x) - \cos(2x)} \quad (2-21)$$

$$\psi_R(x) = 2x \frac{\sinh(x) - \sin(x)}{\cosh(x) + \cos(x)} \quad (2-22)$$

Y definiendo unos factores de ponderación:

$$m(n) = \frac{n^2 - 4}{6} \quad (2-23)$$

$$m'(n) = \frac{n^2 - 4}{12} \quad (2-24)$$

Se obtienen los valores medios de resistencia en el cobre activo y la cabeza de bobina:

$$k_{nR}(\epsilon) = \varphi_R(\epsilon) + m(n)\psi_R(\epsilon) = \quad (2-25)$$

$$k'_{nR}(\epsilon') = \varphi_R(\epsilon') + m'(n)\psi_R(\epsilon') = \quad (2-26)$$

Y por último:

$$k_R(n) = \frac{k_{nR}(\epsilon)l_s + k'_{nR}(\epsilon')(l_w - l_s)}{l_w} = \quad (2-27)$$

Donde  $l_s$  es la longitud del paquete magnético y  $l_w$  es la mitad de la longitud total de una bobina.

Para evaluar las pérdidas es necesario calcular también el espectro de la corriente de alimentación. El cálculo exacto de las corrientes requiere el tener en cuenta en la resolución del circuito la variación de los parámetros por efecto skin ( $R_{cu}$  y  $L_{\delta r}$ )

Teniendo en cuenta las características del circuito eléctrico de las máquinas de imanes permanentes, se consideran las siguientes aproximaciones para el cálculo de las corrientes,

- Para el primer armónico de corriente el efecto skin puede considerarse despreciable.
- Para armónicos de corriente diferente al fundamental, se considera que el circuito es fundamentalmente inductivo, cuyo módulo de corriente depende de  $L_s$ . Se considera que la variación de la inductancia de las ranuras debido al efecto skin no tiene una gran influencia sobre la inductancia total  $L_s$  del estator, realizando el cálculo de las corrientes con una inductancia constante para todos los armónicos.

Mediante esta aproximación del cálculo es posible calcular el valor temporal de la corriente bien mediante una simulación FEM (sin necesidad de tener en cuenta el efecto skin de los conductores del estator) o mediante una simulación dinámica a parámetros concentrados (con unos valores de inductancia y de flujo del imán ajustados a los niveles de saturación definidos por el punto de operación).

Del valor temporal de la corriente en régimen permanente se calcula, para un periodo fundamental, la descomposición armónica de frecuencias mediante una FFT discreta (Fast Fourier Transform). Para cada armónico se calcula el valor de resistencia AC correspondiente a su frecuencia empleando la ecuación ( 2-15). Sumando las pérdidas de cada armónico se calculan las pérdidas totales del cobre, que pueden ser clasificadas por dos componentes principales: pérdidas del cobre del primer armónico y pérdidas adicionales de pérdidas en el cobre por la conmutación.

## 2.5.2 Pérdidas en el hierro

Otra de las fuentes de calor consideradas en la máquina son las generadas en la chapa magnética de estator.

Las pérdidas en el hierro pueden ser calculadas mediante el método de separación de pérdidas, mediante la siguiente expresión definida por Bertotti:

$$P_{fe} = P_h + P_e + P_{exc} = K_{hist} f \hat{B}^2 + K_e f^2 \hat{B}^2 d_{lam}^2 + K_{exc} f^{1.5} \hat{B}^{1.5} \quad (2-28)$$

Donde  $P_h$ ,  $P_e$  y  $P_{exc}$  son las pérdidas de histéresis, las pérdidas por corrientes de Eddy y las pérdidas de exceso respectivamente,  $d_{lam}$  es la longitud del laminado,  $f$  es la frecuencia y  $\hat{B}$  es la amplitud del campo. Las pérdidas por histéresis son debidas a que la inducción oscila alternativamente entre dos valores máximos recorriendo un ciclo cerrado en el plano B-H. Las pérdidas por corrientes de Eddy son debidas a las corrientes que se crean en un medio conductor cuando es atravesado por una inducción variable en el tiempo. Por último, las pérdidas de exceso son debidas a las dinámicas de magnetización por una distribución aleatoria en los dominios magnéticos.

En cada término aparece un término  $K$ . Estos coeficientes vienen proporcionados por el fabricante para unas condiciones concretas. Sin embargo, para analizar las pérdidas en condiciones específicas, deben ser obtenidos de forma empírica, mediante caracterización magnética de la chapa, lo cual no siempre es posible.

El cálculo de las pérdidas en un régimen transitorio puede hacerse mediante un post-proceso punto a punto de los resultados del análisis transitorio por elementos finitos. Para ello, el software Flux de Cedrat emplea la siguiente fórmula en el post-procesado para el cálculo de la densidad de volumen de las pérdidas instantáneas:

$$dP(t) = \left[ K_h f \hat{B}^2 + \sigma \frac{d_{lam}^2}{12} \left( \frac{dB}{dt}(t) \right)^2 + K_{exc} \left( \frac{dB}{dt}(t) \right)^{\frac{3}{2}} \right] k_f \quad (2-29)$$

Donde  $\sigma$  es la conductividad del material o coeficiente de pérdidas de Eddy y  $k_f$  el factor de apilamiento de la chapa. Las unidades requeridas para cada uno de estos parámetros se muestran en la siguiente tabla:

Parámetro	Unidades
$K_h$	$[\text{WsT}^{-2}\text{m}^{-3}]$
$\sigma$	$[\text{Sm}^{-1}]$
$K_{exc}$	$[\text{W}(\text{Ts}^{-1})^{-3/2}\text{m}^{-3}]$
$d_{lam}$	$[\text{m}]$
$k_f$	-
$f$	$[\text{Hz}]$

Tabla 2-3: Unidades de los parámetros para el cálculo de pérdidas por Bertotti

El valor medio de la densidad de pérdidas en un periodo sería:



$$dP_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T dP(t) dt = K_h f \hat{B}^2 k_f + \frac{1}{T} \int_0^T \left[ \sigma \frac{d_{lam}^2}{12} \left( \frac{dB}{dt}(t) \right)^2 + K_{exc} \left( \frac{dB}{dt}(t) \right)^{\frac{3}{2}} \right] k_f dt \quad (2-30)$$

Y el valor medio de las pérdidas disipadas en un volumen:

$$P_{moy} = \iiint_{vol} dP_{moy} dV \quad (2-31)$$

Como alternativa, el mismo software ofrece una herramienta denominada Loss Surface Model, de aquí en adelante LSM, la cual no depende de estos coeficientes y además tiene en cuenta fenómenos tales como el skin effect. Por ello, se ha seleccionado este método como preferido para el cálculo de las pérdidas en el estator.

En la Figura 2-8-a se muestra el proceso de computación de las pérdidas en la chapa magnética. En primer lugar se resuelve el problema electromagnético del que se obtiene la inducción en cada nodo del mallado. En el post-proceso se reconstruye la excitación magnética obteniendo así la curva de histéresis local. Esto se realiza mediante un modelo  $H(B, dB/dt)$  que se basa en una curva de superficie específica de cada material y que se obtiene experimentalmente. Sin embargo el software proporciona una base de datos en la cual se incluyen las curvas características, como la que se muestra en la Figura 2-8-b, de algunos de los materiales más empleados.

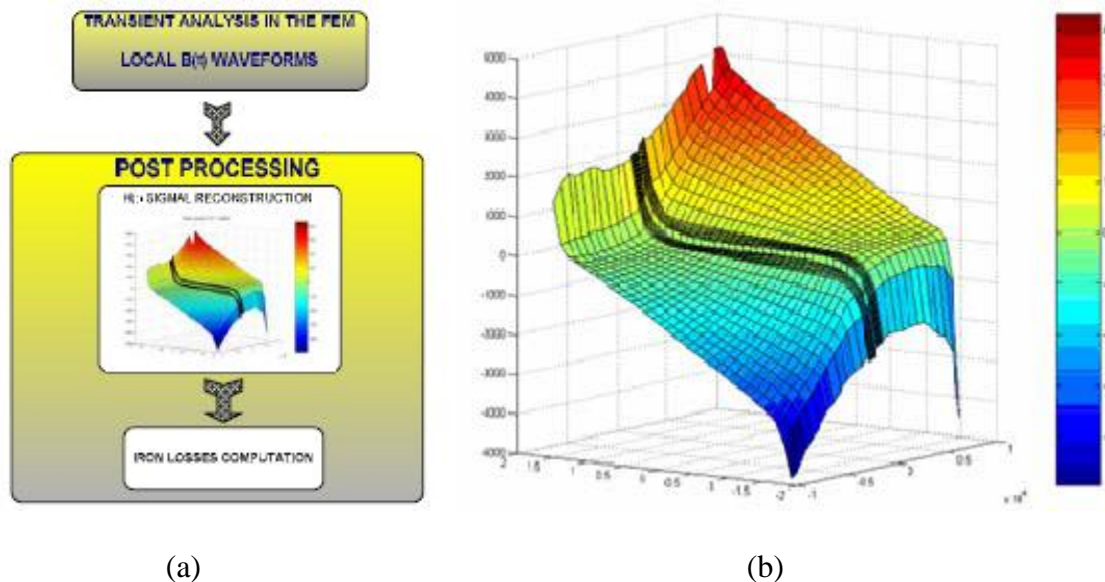


Figura 2-8 Pérdidas en la chapa magnética basándose en LSM: (a) Proceso de computación de las pérdidas mediante el método LSM (b) Ejemplo de una curva característica de superficie de la base de datos de Flux

El modelo de reconstrucción de la excitación magnética se describe mediante la siguiente expresión:

$$H\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = H_{static}(B) + H_{dynamic}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) \quad (2-32)$$

En la siguiente figura se muestra un ejemplo de curva de histéresis reconstruida mediante este método:

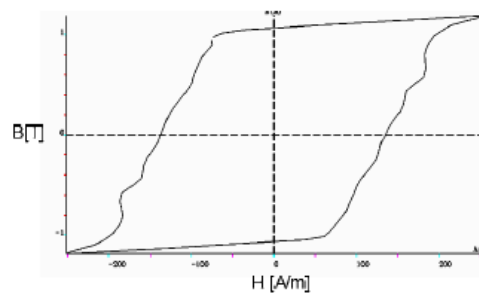


Figura 2-9 Curva de histéresis local reconstruida mediante LSM

Una vez se ha realizado el proceso de reconstrucción, las pérdidas en el hierro se calculan integrando el área de cada lazo de histéresis mediante la siguiente expresión:

$$P_{fe} = \frac{1}{T} \int_T \int_B H dB \left[ \frac{W}{m^3} \right] \quad (2-33)$$

Por otra parte, si bien es posible hacer un primer cálculo de las pérdidas considerando una alimentación senoidal, en este tipo de aplicaciones de alta potencia, en las cuales la frecuencia de conmutación es muy limitada, las pérdidas adicionales generadas por el convertidor [33], [62–67] pueden tener una gran influencia.

Para obtener unos valores de pérdidas más realistas, habrá que simular en FEM de forma transitoria teniendo en cuenta las características de alimentación conmutada que va a usar el sistema de control. Típicamente el inversor suele tener una topología de alimentación de tensión por lo que la simulación FEM más parecida al control real sería con una alimentación mediante fuente de tensión conmutada (generada en forma de tabla). La alimentación magneto-dinámica FEM mediante una fuente de tensión requiere de un transitorio de establecimiento para alcanzar el régimen permanente de la corriente. Teniendo en cuenta los bajos pasos de muestreo temporales necesarios para describir con precisión la tensión conmutada, las simulaciones resultantes mediante una fuente de tensión resultan complejas en cuanto a los largos tiempos de computación y a los requerimientos de memoria.

Como alternativa a estas simulaciones con fuentes de tensión, se propone realizar una simulación FEM equivalente mediante fuente de corriente. Para ello, se calcula el valor transitorio de la corriente mediante un modelo dinámico de parámetros concentrados (disponiendo así de una alta rapidez de simulación). Una vez alcanzado el régimen permanente de la corriente, se captura el último periodo y se introduce como entrada en la simulación FEM en forma de tabla. Los parámetros del modelo dinámico serán ajustados teniendo en cuenta el nivel de saturación predefinido por la corriente fundamental de alimentación. Si bien es cierto que las oscilaciones temporales de las corrientes debido a los armónicos van a modificar transitoriamente los puntos de saturación locales, se considera que globalmente en el motor el nivel de saturación vendrá principalmente caracterizado por la corriente fundamental de alimentación.

### **2.5.3 Pérdidas en los imanes**

Las pérdidas de los imanes no suelen ser demasiado significativas, en comparación con las pérdidas del cobre o del hierro, desde el punto de vista de la eficiencia global del motor. Sin embargo, estas pérdidas deben tenerse en cuenta debido a que producen un incremento de la temperatura local de los imanes.

La causa más común de la generación de estas pérdidas es la distribución espacial de los devanados de estator y su efecto es mayor en las máquinas de imanes superficiales que en las de imanes interiores.

En las aplicaciones ferroviarias se dan al menos tres factores por los cuales se requiere el cálculo preciso de las pérdidas de los imanes:

- Se trabaja con una alta temperatura de los devanados del estator, por lo que en estos diseños se tienen temperaturas altas de los imanes y las pérdidas adicionales pueden hacer que se sobrepasen las temperaturas máximas del imán.
- Suelen ser diseños compactos con una elevada carga eléctrica del estator, lo que produce un aumento de las pérdidas de los imanes por corrientes de Eddy.
- La frecuencia de conmutación del inversor es reducida, lo que acentúa las pérdidas en los imanes debido a armónicos de corriente adicionales que aumentan las corrientes de Eddy en los imanes.

La densidad de las corrientes inducidas de Eddy en un imán de conductividad  $\sigma_m$  sometido a un campo magnético alterno se deducen a partir de la segunda ecuación de Maxwell y se definen como:

$$J_{eddy} = \sigma_m \frac{A_C dB}{l_C dt} \quad (2-34)$$

$A_C$  es el área abrazado por el contorno de longitud  $l_C$  que describe la trayectoria de las corrientes inducidas de Eddy en el imán. Las pérdidas debido a estas corrientes se representan como:

$$P_{iman} = \frac{1}{\sigma_m} \int_{V_m} J_{eddy}^2 dv \quad (2-35)$$

Las pérdidas de Eddy en los imanes de las máquinas SPMSM pueden ser “resistance limited” [25], [26], [68–72] o “not-resistance limited” [73], [74]. Las primeras están caracterizadas por componentes de baja frecuencia, por lo que las pérdidas presentan una distribución axialmente uniforme. En las segundas, sin embargo, las pérdidas se presentan en una estrecha superficie del imán (skin depth) a causa de los armónicos de alta frecuencia que se inducen.

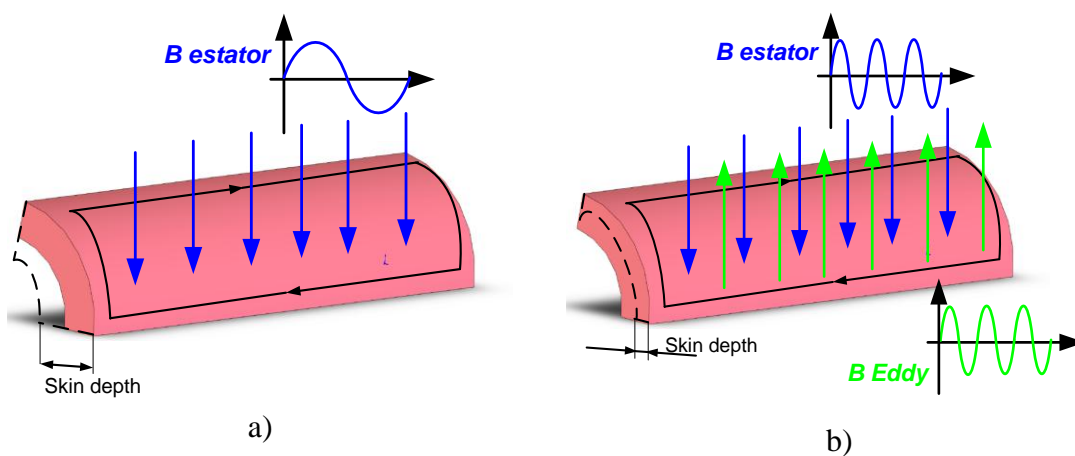


Figura 2-10 Corrientes de Eddy en los imanes. a) resistance limited b) non resistance limited [23]

En aplicaciones como la tracción ferroviaria, debido al rango de frecuencias en las que se trabaja, por lo general las pérdidas se consideran “resistance limited”. En la literatura, estas pérdidas se estudian tanto analíticamente [25], [28], [68], [69], [72], lo cual puede llevar a imprecisiones porque no se tienen en cuenta los efectos no lineales de la curva B-H del núcleo de rotor y estator, o mediante análisis en elementos finitos [27], [75], [76]. En este caso los resultados son más precisos a costa de un mayor coste computacional.

Finalmente, existen estrategias de reducción de las pérdidas por corrientes de Eddy en los imanes, siendo la más empleada la segmentación tanto circunferencial como axial de estos [25–28], [70], [72] y habiéndose demostrado una mayor efectividad de la segmentación circunferencial.

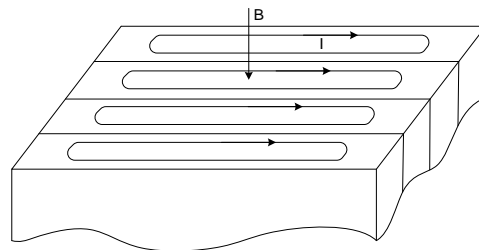


Figura 2-11 Efecto de la segmentación de los imanes en la reducción de las pérdidas

En primera instancia, el método escogido para el cálculo de las pérdidas en los imanes ha sido el análisis mediante elementos finitos. Para ello, al definir la geometría se asigna un conductor sólido a cada segmento de imán, al cual se le asigna un valor de resistividad. Esto hará que se induzcan corrientes de Eddy en cada uno de los conductores sólidos. De esta forma, en el post-proceso bastará con medir la potencia disipada en cada uno de ellos y haciendo la suma se obtendrán las pérdidas totales. Este cálculo es válido tanto para los casos con o sin efecto skin. No obstante, si se detectase una tendencia a efecto skin se debería re-mallar con mayor precisión la zona exterior del imán.

### 2.5.3.1 Herramienta de cálculo de pérdidas para distintas segmentaciones

El cálculo de las pérdidas se debe realizar para cada caso de segmentación, debiendo definir la geometría previamente, lo que supone un proceso excesivamente tedioso.

Con el fin de agilizar este proceso, se ha desarrollado una herramienta simplificada que combina la precisión de la simulación en elementos finitos para el cálculo del campo en los imanes con la rapidez del cálculo analítico de las pérdidas a partir de éste.

Gracias al hecho de que el campo en los imanes es independiente a su grado de segmentación, se puede medir el campo en los imanes para el caso de un único segmento por polo en una única simulación en elementos finitos. Este campo se mide mediante un “path” que abarca el camino que recorrerá el imán durante un periodo entero en un radio concreto.

La información obtenida de esta simulación será un array de datos en el que se tiene el campo magnético en ese radio concreto en cada instante de tiempo, perteneciendo parte de ese campo al imán y el resto al aire, como se ve en la Figura 2-12 a la izquierda.

A continuación, habría que desechar la información correspondiente al aire, consiguiendo de esta forma el campo que ve el imán en un periodo de tiempo completo. Eso se muestra graficado a la derecha de la Figura 2-12.

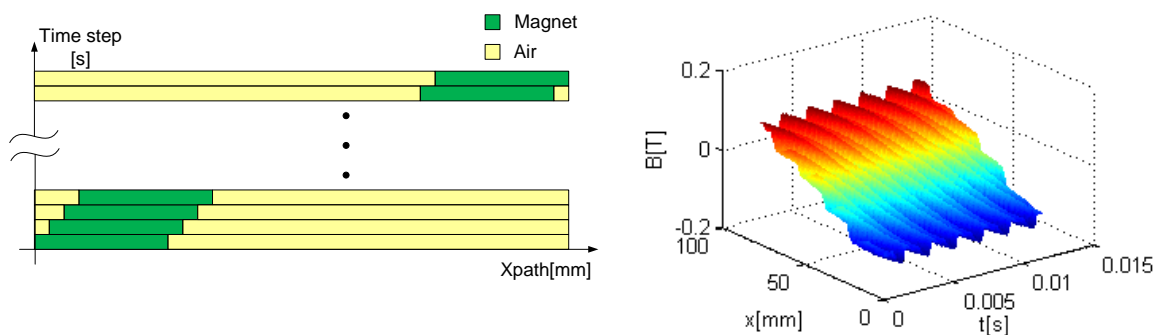


Figura 2-12 Campo en los imanes obtenido en elementos finitos (izquierda) y campo referenciado al rotor.

De esta forma obtenemos el campo en el imán de forma precisa y contemplando las saturaciones, cosa que se complicaría sobremanera de hacerlo de forma analítica.

Para el cálculo de las pérdidas, se supondrá que son “resistance limited”. Sin embargo, aunque no es por el “skin effect”, el campo se debilita a medida que atraviesa el imán para imanes de altura considerable. Esto es, será mayor a un radio cercano al entrehierro y menor a radios menores, más cerca del núcleo de rotor. Por simplicidad, se asume que el flujo será uniforme a lo largo de cierta sección radial. Por ello, dependiendo del caso, será suficiente con la obtención del campo en un único radio, mientras que a medida que aumenta la altura del imán, habrá que obtenerlo para diferentes radios.

Las pérdidas se calcularán obteniendo en primer lugar las corrientes inducidas en el imán a partir del campo magnético. Esto se hace resolviendo la siguiente ecuación, derivada de la segunda ecuación de Maxwell:

$$J_m(t, \theta) = -\frac{1}{\rho} \int \frac{\partial B(t, \theta)}{\partial t} r d\theta + C \quad (2-36)$$

Donde  $\rho$  es la resistividad eléctrica de los imanes,  $\theta$  es el arco del segmento de imán,  $r$  es el radio y  $C$  es una constante de integración que asegura una corriente neta total igual a cero en cada segmento de imán en cualquier instante:

$$\int J_m r d\theta = 0 \quad (2-37)$$

Finalmente, las pérdidas por segmento se obtienen mediante la siguiente ecuación:

$$P = \frac{L}{T} \int_0^T \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \int_{R_1}^{R_2} \rho J_m^2 r dr d\theta dt \quad (2-38)$$

Donde  $L$  es la longitud axial de la máquina,  $T$  es el periodo,  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  son los límites de arco de los segmentos de imán y  $R_1$  y  $R_2$  son el radio interior y exterior del imán respectivamente.

Este método nos permite analizar los efectos de la segmentación con relativa rapidez, ya que basta con una única simulación en FEM para obtener el campo y a partir de éste, las pérdidas para cualquier segmentación se calculan rápidamente de forma analítica.

Además, permite probar segmentaciones diferentes a las empleadas comúnmente de forma sencilla. Esto es, permite asignar diferente longitud a cada segmento de un polo, pudiendo probar infinidad de combinaciones de forma ágil y sencilla.

### 2.5.3.2 Análisis de uso de una segmentación no uniforme

Analizando las distintas opciones de segmentación, se ha introducido un nuevo concepto, denominado segmentación no uniforme de los imanes, mediante el cual puede obtenerse la segmentación óptima para un número de segmentos dado. Para demostrar este concepto, se ha realizado un estudio con tres máquinas diferentes [77].

Las principales características de las máquinas analizadas se muestran en la siguiente tabla:

Fases	3 fases	3 fases	3 fases
Potencia Nominal	157,3KW	143,6KW	143,6KW
Polos (2p)	6 polos	14polos	14polos
Número de ranuras(Q)	36	42	18
Vueltas por fase	30	42	42
Frecuencia	89,4Hz	200Hz	200Hz
Corriente nominal	245Aeff	175Aeff	175Aeff
Ranuras por polo por fase	2	1	0.4286

Tabla 2-4: Características de las máquinas analizadas

Se han obtenido las longitudes óptimas de los segmentos, las que consiguen los niveles más bajos de pérdidas, para diferentes niveles de segmentación de entre 2 y 5 segmentos. Los resultados se han comparado a los obtenidos mediante la segmentación uniforme llegando a alcanzar reducciones de hasta un 10% con respecto a la segmentación uniforme clásica como se muestra en la siguiente figura:

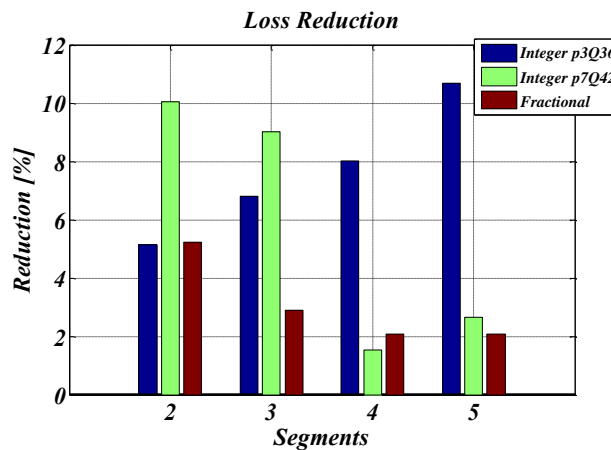


Figura 2-13 Reducción de las pérdidas por Corrientes de Eddy en los imanes mediante segmentación no-uniforme de los imanes con respecto a la segmentación

Se han realizado dos publicaciones en las que se describe y se prueba esta herramienta en más detalle [77], [78]. Ambas se muestran en el Anexo F.



## ***2.6 Análisis térmico***

Si bien el análisis térmico de los motores es un aspecto clave en la mayoría de las aplicaciones, este aspecto en tracción cobra una especial importancia debido a los altos niveles de potencia de los motores empleados. En este rango de potencias, las pérdidas de los motores calientan la máquina considerablemente pudiendo dañar la máquina irreversiblemente.

En este capítulo se introducen los conceptos clave de la transferencia de calor que existe en las máquinas eléctricas así como distintas herramientas de análisis del calentamiento de la máquina.

### **2.6.1 Aspectos clave en la evaluación térmica del motor**

Si bien el análisis térmico de las máquinas eléctricas no es tarea fácil hay algunos aspectos más difíciles de contemplar que comprometen la evaluación de las temperaturas de la máquina. Podemos destacar los siguientes puntos clave [36]:

- Convección en la carcasa.
- Radiación.
- Modelo del devanado tanto en la zona de las cabezas de bobina como en la parte activa.
- Gaps en las zonas de contacto de las diferentes piezas.
- Velocidad del aire de refrigeración
- Modelo equivalente del rodamiento.
- Gap entre estator y rotor.

En este apartado se hablará de los mecanismos físicos que desalojan calor en cada uno de los puntos claves y se mencionarán las diferentes aproximaciones que adopta la literatura para su modelado analítico.

### 2.6.1.1 Refrigeración de la carcasa

Se pueden adoptar diferentes tipos de refrigeración en la carcasa para evacuar las pérdidas que genera el motor. Básicamente los tipos de refrigeración pueden clasificarse por los siguientes:

- **Grado de estanqueidad (IC):** Motor abierto o cerrado, etc.
- **Tipo ventilación:** Ventilación Natural (NV: Natural ventilated), autoventilado (FC: fan cooled), ventilación forzada (FV: forced ventilated),
- **Tipo de refrigerante:** Aire, agua, etc.

Para diseñar el sistema de refrigeración, primeramente se debería definir el grado de estanqueidad requerido por la aplicación. De una primera clasificación habría que definir si el motor tiene que ser cerrado o puede ser abierto.

#### A. Motores cerrados

En un motor cerrado, las partes activas de la máquina están totalmente selladas hacia el exterior, ofreciendo un mayor grado de protección ante partículas externas. La Figura 2-14 muestra diferentes ejemplos de ventilación con máquina cerrada.

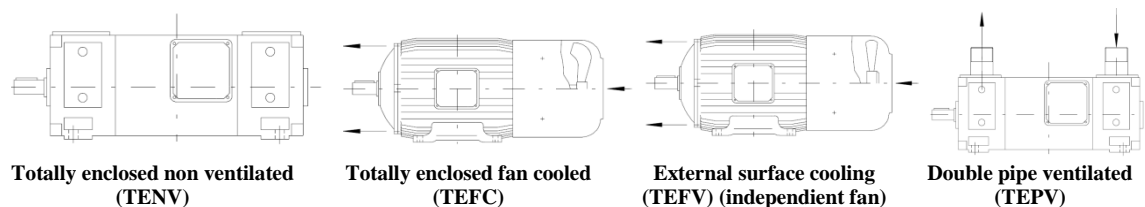


Figura 2-14 Tipos de ventilación con máquina cerrada [79]

**TENV (Totally enclosed non ventilated):** En este tipo de carcasa-refrigeración el calor se evacua a través de la carcasa hacia el exterior por convección natural. Además, esta ventilación limita la densidad de potencia de la máquina ya en la medida que la máquina se quiere hacer más pequeña, la superficie de evacuación disminuye y el calentamiento es más importante.

**TEFC: (Totally enclosed fan cooled):** Se monta un ventilador en el eje del motor y este hace pasar un flujo de aire por unos canales de ventilación que “se lleva el calor” de la máquina. Este tipo de ventilación, por convección forzada permite ir a diseños más compactos para máquinas de misma potencia con el consiguiente aumento en la densidad de potencia. En

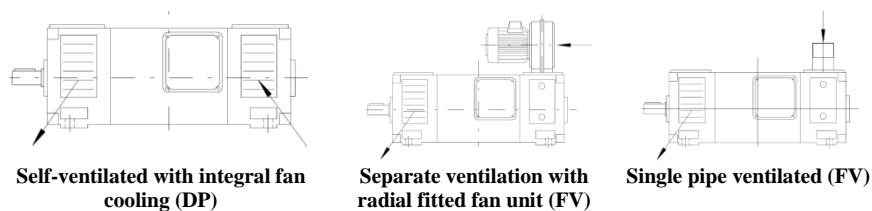
regímenes bajos de velocidad, este tipo de refrigeración no permite enfriar mucho ya que al estar el ventilador unido al eje, la velocidad del fluido disminuye y la convección forzada disminuye.

**TEFV (Totally enclosed fan ventilated):** Para superar las limitaciones de que la velocidad de refrigeración dependa de la velocidad a la que el motor gira, se puede proveer al ventilador de un pequeño motor que le haga girar a una velocidad independiente de la velocidad del motor. El motor se hace más voluminoso ya que tenemos otro motor en el accionamiento pero tenemos la refrigeración más controlada.

**TEPV (Totally enclosed double pipe ventilated):** Si se quiere mantener un flujo de aire independiente del motor pero por problemas de espacio no es posible que el accionamiento incluya el motor del ventilador. Con este tipo de ventilación desacoplamos la ventilación del motor y tenemos un accionamiento más pequeño pero con la necesidad de otro dispositivo que insuffle aire para el enfriamiento.

## B. Motores abiertos

En un motor abierto se permite que las partes activas de la máquina estén expuestas en una cierta intensidad a fenómenos externos como el agua, el polvo o los insectos. Al poder circular el aire exterior por las partes activas del motor, con un motor abierto se puede diseñar una refrigeración más efectiva enfriando directamente los focos de calor. La refrigeración puede ser autoventilada o forzada. Su diseño sigue una estrategia semejante a los motores cerrados pero teniendo especial cuidado a las entradas y salidas de aire para evitar en lo posible entrada de suciedades (introducción de filtros, salida de aire vertical, etc).



*Figura 2-15 Tipos de ventilación con máquina abierta [79]*

### C. Tipos de refrigeración para máquinas de imanes

En máquinas de inducción para tracción ferroviaria utilizan tanto motores abiertos como cerrados en función del tipo específico de aplicación ferroviaria.

En máquinas de imanes, debido a que el motor suele ir situado en la parte baja del vagón, virutas metálicas que se encuentran en la vía pueden adherirse a los imanes, impidiendo que el rotor gire correctamente. Por ello, se selecciona un sistema de refrigeración cerrado (TE) para el estudio en esta tesis.

Por otra parte, la extracción de calor puede realizarse mediante aire o mediante otro fluido como agua o aceite, lo que se denomina refrigeración líquida.

La refrigeración líquida permite evacuar mayor cantidad de calor, por lo que se emplea en máquinas con densidades de potencia muy grandes. Sin embargo, requiere de un intercambiador de calor, que suele ser un tubo en espiral que rodea toda la parte activa de la máquina, y una bomba.

En cuanto a la refrigeración por aire, como se ha visto, el motor puede ser autoventilado, donde el ventilador gira con el eje, o de ventilación forzada mediante un ventilador independiente.

La ventilación forzada mejora la refrigeración a bajas velocidades, sin embargo, es más vulnerable ante fallos por el riesgo añadido de los elementos adicionales como pueden ser el ventilador, el aparillaje eléctrico y la alimentación del ventilador.

En aplicaciones de tracción ferroviaria normalmente se opta, a ser posible, por un motor autoventilado. Será el tipo seleccionado en este estudio.

#### *2.6.1.2 Flujo de aire en los conductos de refrigeración*

En caso de que la convección sea forzada, el aire que se introduce en los canales de ventilación saca el calor de la máquina a temperatura ambiente. Esta evacuación de calor se puede estimar mediante correlaciones que principalmente tienen en cuenta las propiedades físicas del fluido y la velocidad del mismo o mediante simulaciones CFD. Por lo tanto a la hora de evaluar en qué medida desaloja calor un flujo de aire dado, es importante saber estimar la velocidad del mismo.

El problema es que el punto de partida es un ventilador dado, aplicado un sistema hidráulico que en nuestro caso son los conductos de la carcasa. Los ventiladores suelen estar caracterizados por una curva de caudal-presión [80].

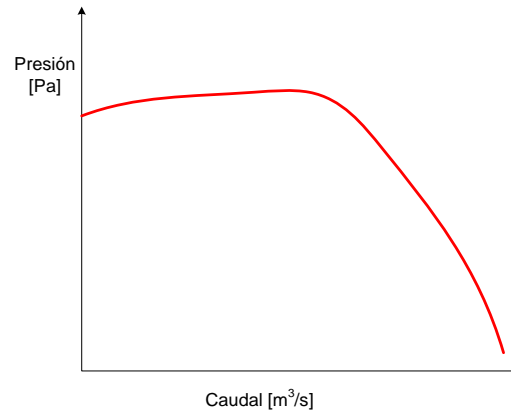


Figura 2-16 Curva de caudal-presión del ventilador

Esta curva es para una geometría y velocidades dadas del ventilador. Existen las denominadas “fan laws” que permiten obtener el caudal, la presión y la potencia partiendo de una curva dada para cierto cambio en el diámetro o velocidad del ventilador [81]:

<b>Fan Law 1 (Caudal)</b>	$\frac{Q_1}{Q_2} = \left(\frac{D_1}{D_2}\right)^3 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)$
<b>Fan Law 2 (Presión)</b>	$\frac{p_1}{p_2} = \left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \frac{\rho_1}{\rho_2}$
<b>Fan Law 3 (Potencia)</b>	$\frac{W_1}{W_2} = \left(\frac{D_1}{D_2}\right)^5 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^3 \frac{\rho_1}{\rho_2}$

Tabla 2-5: Fan laws

Donde  $Q$  es el caudal,  $p$  es la presión,  $W$  es la potencia,  $D$  es el diámetro,  $N$  es la velocidad de giro y  $\rho$  es la densidad del gas.

Pero la curva de funcionamiento es con el ventilador funcionando en vacío, es decir cuando no está aplicado a cierto sistema hidráulico. En definitiva, el sistema obligará al ventilador a funcionar en un régimen dado de presión/caudal. Para ello, podemos obtener el modelo del sistema hidráulico y buscar donde intersecan ambas curvas para conocer el régimen de trabajo del ventilador y por lo tanto el flujo de aire que refrigera nuestra máquina [80].

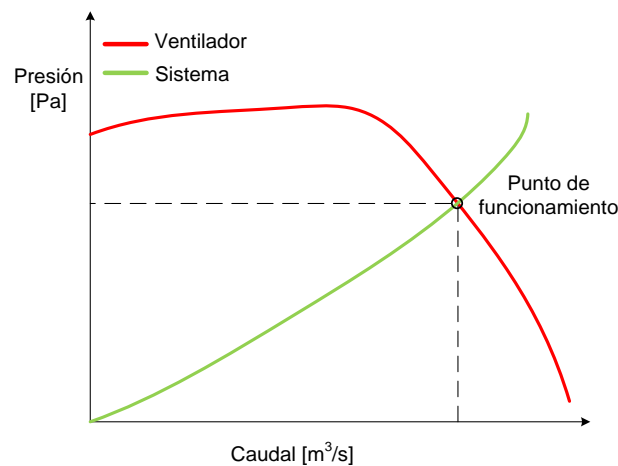


Figura 2-17 Intersección entre las curvas del ventilador y del sistema y punto de operación

Con este punto de funcionamiento podríamos calcular los caudales y las velocidades de los caudales de refrigeración para a posteriori calcular en qué medida se refrigera la máquina por convección forzada.

Sin embargo aun teniendo el caudal de entrada, la velocidad del caudal puede variar a lo largo de la máquina debido al cambio de régimen del fluido (turbulento, laminar) o por obstáculos que puede haber en los conductos. Para este tipo de análisis es especialmente interesante el uso de herramientas de simulación CFD ya que pueden tener en cuenta este tipo de cuestiones.

### 2.6.1.3 Radiación

La radiación es uno de los fenómenos menos conocidos en las máquinas eléctricas. Se suele asumir que es despreciable frente a la convección aunque la teoría más aceptada hoy por hoy es que esto es cierto sólo en máquinas que están refrigeradas de manera forzada en velocidades no muy bajas [36]. Hay algunos trabajos que permiten hacer una estimación de la radiación a modo de coeficiente de convección mixto que supone cierto incremento debido a la relación [82], [83].

La radiación se da principalmente en la carcasa de la máquina y en menor grado en el aire interno. Los parámetros que influyen en la radiación son:

- La emisividad, que depende del material y el acabado de éste (oxidado, pulido, anodizado...).

- El factor geométrico, que es la proporción de radiación que pasa de una superficie (carcasa) a otra (aire ambiente).
- La temperatura de la superficie.
- La temperatura ambiente.

El cálculo de la radiación en geometrías complejas, como con aletas, puede ser una tarea muy complicada, por lo que generalmente se tiende a simplificaciones.

#### *2.6.1.4 Modelo del airgap*

En el airgap realmente hay un aire en movimiento que transfiere el calor de estator a rotor. Este movimiento de aire viene fijado principalmente por el arrastre de las piezas de rotor aunque la convección natural también afecta. En máquinas de alta velocidad, el aire crea turbulencias en las aperturas de las ranuras que refrigeran localmente los dientes del estator. Sin embargo en el rango de velocidades que se mueven las máquinas de tracción ferroviaria, se puede suponer que estos efectos tendrán un peso mínimo y que la transferencia de calor en el airgap es más sencilla.

A velocidades bajas, se puede suponer que el aire del entrehierro está cuasi-estático por lo que conduce prácticamente por conducción. En la práctica se modifica la conductividad del aire para tener en cuenta el aporte de la convección. De esta forma, se obtiene una conductividad equivalente entre rotor y estator. Esto se muestra en más detalle en el Anexo C.

#### *2.6.1.5 Modelo de devanado*

El devanado tiene dos partes bien diferenciadas en las que los mecanismos de evacuación de calor no son los mismos:

##### **1. Parte activa del devanado**

En la parte activa del devanado la evacuación de calor se hace principalmente de manera radial hacia el exterior. Hasta llegar al laminado el calor se transfiere por conducción por los diferentes materiales que componen un devanado

- Cobre
- Aislante del cobre

- Impregnación o aire entre conductores
- Papel de aislamiento entre la chapa y del devanado.

En el caso concreto en que el devanado no estuviera impregnado, el aire entre conductores se suele suponer estático por lo que la transferencia se sigue dando por conducción. El aire en la ranura no es deseable térmicamente ya que la conducción térmica del aire es bastante baja comparada con las impregnaciones que se emplean en los devanados.

Analíticamente se suelen considerar modelos multilayer que van considerando cada uno de los materiales de manera concéntrica.

## **2. Cabezas de bobina**

El calor en las cabezas de bobina no se transfiere directamente al laminado y a diferencia de la parte activa del cobre no se desaloja en su totalidad de forma radial. Hay una parte de la potencia disipada en las cabezas de bobina se desaloja axialmente por el cobre (la zona del devanado con menor resistencia térmica) hacia al laminado y posteriormente radialmente al exterior. Hay otra parte de potencia que disipa la cabeza que se desaloja hacia el aire interior de la máquina para luego sacar el calor a través de la tapas hacia el exterior. El calor que se desaloja hacia el aire interior lo hace por medio de convección. Sin embargo esta convección es diferente a la convección que se da al exterior desde la carcasa.

En este caso la convección es entre dos sólidos por medio de un fluido. La temperatura de ambos sólidos es desconocida por lo que la estimación del coeficiente de convección es más difícil. Por otro lado, la potencia que se disipa hacia el aire interior depende la relación entre los caminos térmicos axiales y convectivos por lo que este desalojo de calor no depende únicamente de sí mismo.

Es por esto por lo que la convección al interior se suele estimar a partir de resultados experimentales publicados sobre máquinas eléctricas. Partiendo de estos datos se extrapola la convección en las cabezas de bobinas al aire interior.

### *2.6.1.6 Gaps entre piezas*

El contacto entre las diferentes piezas es una de las mayores incógnitas en el análisis térmico de máquinas. Depende del acabado de ellas en el mecanizado, o de concentricidades por ejemplo, factores muy difíciles de contemplar sin un prototipo experimental. Aunque en cada pieza podríamos definir una resistencia de contacto, la más importante de todas es la del



interface entre el laminado y la carcasa ya que la mayoría de las pérdidas se desalojan precisamente por ahí. Se pueden encontrar valores aproximados en diferentes publicaciones que pueden resultar interesantes a modo orientativo [36], [37]:

	<b>Conductancia [W/m<sup>2</sup>/C]</b>	<b>Gap efectivo [mm]</b>
<b>Cerámica-Cerámica</b>	500-3000	0.0087-0.0052
<b>Cerámica-Metal</b>	1500-8500	0.0031-0.0173
<b>Grafito-Metal</b>	3000-6000	0.0043-0.0087
<b>Acero Inox.-Acero Inox.</b>	1700-3700	0.0070-0.0153
<b>Aluminio-Aluminio</b>	2200-12000	0.0022-0.0012
<b>Acero Inox.-Aluminio</b>	3000-4500	0.0058-0.0087
<b>Hierro-Aluminio</b>	4000-40000	0.0006-0.0060
<b>Cobre-Cobre</b>	10000-25000	0.0010-0.0026

Tabla 2-6: Conductancia y gap efectivo entre diferentes materiales (presión moderada y acabado común) [72]

### 2.6.1.7 Modelo equivalente del rodamiento

Los rodamientos son difíciles de modelar térmicamente ya que es una mezcla de conducción en las bolas del mismo que sólo tienen un punto de contacto y convección/conducción del lubricante. Realmente aun siendo una parte del motor difícil de modelar y por ello se recoge en esta sección, no es una pieza que sea determinante ni siquiera en la temperatura de los imanes siempre y cuando su estimación no esté muy alejada de la realidad. Como valores orientativos para su evaluación analítica podemos modelar el rodamiento como una resistencia equivalente de aire con un gap equivalente. Algunas publicaciones han medido este gap equivalente [36], [37], aunque son valores orientativos que nos tienen que servir para no sobre o subestimar el efecto del rodamiento demasiado.

<b>Motor</b>	<b>Diámetro interior [mm]</b>	<b>Diámetro exterior [mm]</b>	<b>Anchura [mm]</b>	<b>Gap equivalente [mm]</b>
<b>4 kW</b>	30	72	19	0.35
<b>7.5 kW</b>	40	80	18	0.23
<b>15 kW</b>	45	100	25	0.40

Tabla 2-7: Gap equivalente del rodamiento [37]

## 2.6.2 Herramientas para el análisis térmico de las máquinas eléctricas

### 2.6.2.1 MotorCAD

MotorCAD es una herramienta analítica de cálculo térmico. Mediante una red de resistencias y capacidades térmicas, el software puede calcular las temperaturas en diferentes partes clave de la máquina. Incluso se pueden evaluar ciclos de pérdidas o refrigeraciones forzadas. Las principales ventajas de esta herramienta son:

- Velocidad de cálculo.
- Herramienta orientada a máquinas eléctricas: Hay una base de datos de las características térmicas de los materiales más utilizados en máquinas eléctricas (papeles de aislamiento, imanes, chapas...).
- Se consideran carcasas, método de montaje de la máquina....

Pero al estar basado en modelos analíticos tiene ciertas limitaciones:

- Hay que introducir muchos coeficientes tales como los coeficientes de convección dentro de la máquina que a priori no conocemos ya que a su vez dependen de la temperatura.
- Las diferentes partes del motor están consideradas de modo macro por lo que puede que no se detecten puntos calientes.

El software MotorCAD proporciona un interface gráfico que permite definir la máquina de forma realmente sencilla rellenando ciertos campos con los parámetros de la misma.

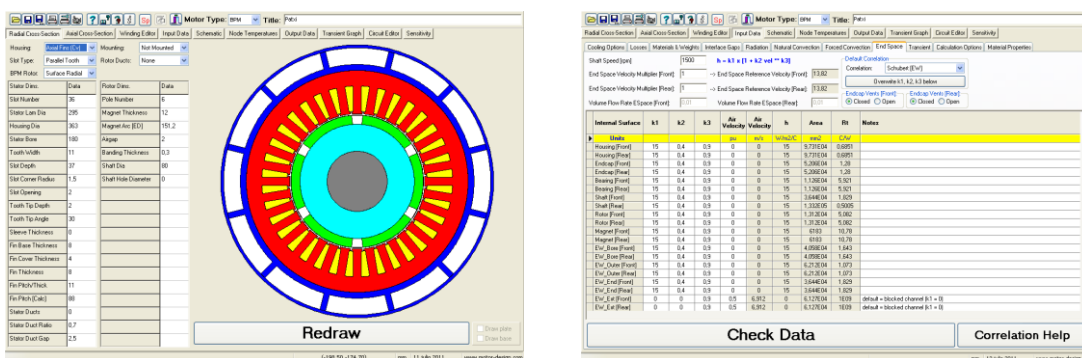


Figura 2-18 Interface gráfica MotorCAD

Como puede verse en esta en la Figura 2-18, el programa asigna un color a cada zona de la máquina el cual emplea a posteriori para designar las resistencias y capacidades térmicas

correspondientes a esa zona. Los elementos empleados en la red de resistencias son los siguientes:







Resistencia térmica de conducción	
Resistencia térmica de convección	
Resistencia térmica de radiación	
Resistencia térmica de conducción entre distintos elementos	
Fuente de pérdidas	
Nodo	

Tabla 2-8: Detalle de las figuras en MotorCad

### 2.6.2.2 FEM 2D térmico

Los modelos de simulación numérica en 2D son muy apropiados para analizar las técnicas de simplificación de un conjunto complejo en un modelo equivalente sencillo. La modelización de un motor eléctrico en 2D exige realizar una serie de simplificaciones en cuanto al devanado, la refrigeración y la modelización del gap existente entre rotor y estator se refiere.

Mediante el empleo de modelos 2D focalizados en la zona central del motor nos permiten tener una primera visión del patrón térmico del motor para condiciones desfavorables, es decir, sin tener en cuenta la evacuación de calor en la dirección axial y considerando únicamente la evacuación de calor en la dirección radial. Por ello, en este tipo de cálculo no tiene sentido contemplar las pérdidas que se dan en los imanes ya que la evacuación de las pérdidas de estos se hace principalmente a lo largo del eje. Por ello y a pesar de que los valores numéricos para dicho caso no son del todo precisos, nos puede dar un rango de temperaturas aproximado y nos permite identificar tendencias y puntos calientes de forma rápida.

### 2.6.2.3 FEM 3D térmico

Los modelos 2D permiten tener unos primeros valores y un primer entendimiento del comportamiento térmico de la máquina. No obstante, debido al elevado número de simplificaciones que requieren los valores numéricos obtenidos no son del todo representativos en algunos casos. Los mayores puntos débiles de las simulaciones 2D es que no podemos ver el punto más caliente de la máquina que suele ser la cabeza de bobina y que la transferencia de calor del imán no está modelada correctamente. Para poder tener una mayor precisión en los resultados e identificar con una mayor precisión los puntos calientes de la máquina y tener una mayor comprensión del comportamiento térmico real de la máquina e identificar las principales vías de evacuación de calor en el mismo, es necesario abordar modelos tridimensionales completos.

Sus mayores desventajas con respecto a las soluciones anteriores son que requiere de un esfuerzo mayor a la hora de definir la geometría y que los tiempos de simulación crecen considerablemente ya que el número de nodos a resolver es alto.

## ***2.7 Conclusiones***

En este apartado se ha logrado definir los requerimientos que debe cumplir toda máquina para ser empleada en la tracción ferroviaria. Esto definirá el punto de partida a la hora de realizar el diseño de la máquina.

Por otra parte, se ha establecido una metodología avanzada de diseño mediante la cual se definen y ajustan las dimensiones de la máquina de forma que cumpla las especificaciones. Esta metodología está dividida en tres etapas, las cuales sirven para cualquier tipo de máquina de imanes permanentes en general. El único punto que es específico para cada máquina es el prediseño analítico, del cual se mostrarán varios ejemplos específicos más adelante.

Finalmente, en esta metodología se contempla el análisis térmico de la máquina, el cual es indispensable integrar en la etapa de diseño, ya que los imanes son especialmente sensibles a las altas temperaturas.



## Capítulo 3.

# **ESTRATEGIAS DE DISEÑO**

---

*En este capítulo, se describen las estrategias de diseño analítico, primera fase de la metodología de diseño, tanto para configuraciones de imanes superficiales como de imanes interiores.*

*Además, se analizan y comparan diferentes configuraciones para un caso con reductora mecánica y se describen las particularidades de un caso direct-drive.*

### 3.1 Diseño analítico de una SPMSM

Para realizar el dimensionado de la máquina partimos de las restricciones impuestas por los requerimientos de la aplicación, fijando un punto de funcionamiento nominal ( $T_n, N_n$ ).

A continuación, han de fijarse ciertos parámetros, llamados parámetros de ajuste porque podrán reajustarse durante el proceso, basándose en predicciones y/o objetivos. Esto se describirá más adelante.

Finalmente, basándose en las ecuaciones electrotécnicas y electromagnéticas de las máquinas SPMSM que se describen en los siguientes apartados, se define una estrategia de dimensionado, que es la primera fase del diagrama mostrado en la Figura 2-1.

#### 3.1.1 Características de placa

El primer objetivo del diseño analítico será obtener la corriente necesaria para garantizar el par.

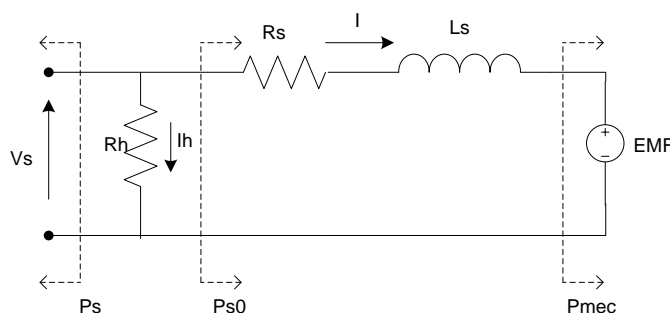


Figura 3-1 Circuito eléctrico para el cálculo de potencias

Para ello, en primer lugar habrá que obtener la tensión eficaz de fase de la máquina. A la hora de definir la tensión nominal del motor se plantea un problema, ya que el motor va a tener que trabajar en un rango variable de tensiones de catenaria, trabajando el inversor a plena onda. De esta manera, la máxima alimentación del motor será:

$$V_{fase}(eff) = \frac{2}{\pi} V_{catenaria} \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3-1)$$

Y la tensión de línea:

$$V_{Linea} = \sqrt{3} V_{fase}(eff) \quad (3-2)$$



A partir de aquí, pueden obtenerse las potencias, considerando el circuito eléctrico que se muestra en la Figura 3-1.

Las potencias se obtienen a partir del par nominal y la velocidad nominal, estableciendo previamente un rendimiento y un factor de potencia deseados:

$$P_{mec_n} = T_n w_n \quad (3-3)$$

$$P_{s_n} = \frac{P_{mec_n}}{\eta} \quad (3-4)$$

$$Q_{s_n} = P_{s_n} \tan \varphi \quad (3-5)$$

$$S_{s_n} = \sqrt{P_{s_n}^2 + Q_{s_n}^2} \quad (3-6)$$

$$P_{s0_n} = P_{s_n} - P_{fe} \quad (3-7)$$

$$Q_{s0_n} = Q_{s_n} \quad (3-8)$$

$$S_{s0_n} = \sqrt{P_{s0_n}^2 + Q_{s0_n}^2} \quad (3-9)$$

Donde  $T_n$  es el par nominal,  $w_n$  es la velocidad angular nominal en radianes por segundo,  $\eta$  es el rendimiento,  $\cos(\varphi)$  es el factor de potencia,  $P_{mec}$  es la potencia mecánica,  $P_s$ ,  $Q_s$  y  $S_s$  son la potencia activa, reactiva y aparente en los bornes del motor y  $P_{s0}$ ,  $Q_{s0}$  y  $S_{s0}$  son la potencia activa, reactiva y aparente del motor una vez restadas las pérdidas del hierro.

Con lo que la corriente nominal, que deberá ser menor a la máxima permitida por el convertidor, se obtendría mediante:

$$I_n = \frac{S_{s0_n}}{\sqrt{3}V_{Linea}} \quad (3-10)$$

A partir de la cual se puede obtener el flujo magnético de los imanes despejándolo de la ecuación de par:

$$T_n = 3pI_n\psi_{PM} \quad (3-11)$$

Donde  $p$  es el número de pares de polos.

Y la fuerza electromotriz:

$$EMF = pw_n\psi_{PM} \quad (3-12)$$

Para obtener la resistencia y la inductancia deseadas, tendremos:

$$P_{cu} = P_{s0n} - P_{mecn} \quad (3-13)$$

$$R_s = \frac{P_{cu}}{3I_n^2} \quad (3-14)$$

$$L_s = \frac{Q_{s0n}}{3I_n^2 W_n p} \quad (3-15)$$

Al tratarse de una máquina de imanes superficiales, los valores de la inductancia en los ejes rotatorios d y q serán prácticamente idénticos y de valor  $L_s$ .

## 3.1.2 Dimensionado del estator

### 3.1.2.1 Bobinados conformados

Para poder definir el estator, en primer lugar hay que definir las ranuras. En este caso, como diseño preliminar, las ranuras serán cuadradas como se muestra en la Figura 3-2.

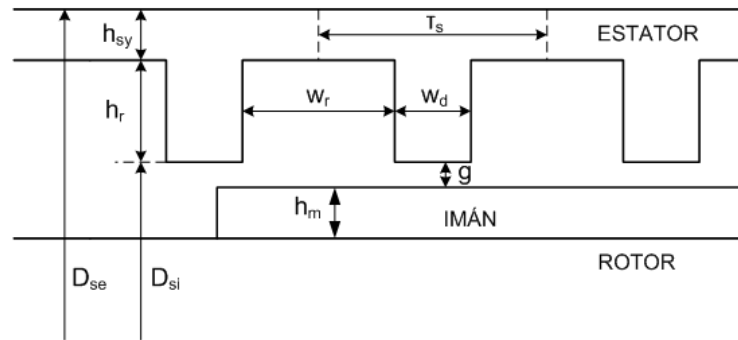


Figura 3-2 Dimensiones del núcleo magnético del estator

El paso de ranura se define como:

$$\tau_s = D_{si} \frac{\pi}{Q} \quad (3-16)$$

Donde  $D_{si}$  es el diámetro interior de estator y  $Q$  es el número de ranuras.

El número de vueltas por fase  $N_{ph}$  se fija a partir de la expresión del flujo magnético de los imanes, cuyo valor ha sido obtenido previamente mediante la ecuación (3-11):

$$\hat{\psi}_{PM} = \frac{\xi_1 N_{ph} \hat{B}_{g1} D_{si} L_e}{p} \quad (3-17)$$

Donde  $\zeta_l$  es la componente fundamental del factor de devanado,  $\hat{B}_{g1}$  es la amplitud de la fundamental de la inducción en el entrehierro y  $L_e$  la longitud efectiva del núcleo magnético.

Sabiendo que el número de conductores por cada ranura  $Z$  debe ser un número entero, ecuación (3-18), considerando una inducción en el entrehierro cercana a la  $B_r$  del imán seleccionado, por ejemplo (1T), y fijando una longitud de forma que quepa dentro de las dimensiones especificadas, se escoge un valor de  $N_{ph}$  de forma que se cumplan las dos siguientes condiciones:

- $Z$  es entero
- $\frac{D_{se}}{2} < D_{si} < \frac{3D_{se}}{4}$

Con:

$$Z = \frac{2mN_{ph}}{Q} \quad (3-18)$$

Donde  $m$  es el número de fases.

Además, se sabe que la suma de las anchuras la ranura y del diente,  $w_r$  y  $w_d$  es:

$$\tau_s = w_r + w_d \quad (3-19)$$

Por lo que para lograr un valor de  $w_r$  basta con definir  $w_d$ :

$$w_d \geq \tau_s \frac{\hat{B}_{g0}}{B_{sat_d}} \quad (3-20)$$

Donde  $B_{sat_d}$  es el campo de saturación del diente y  $\hat{B}_{g0}$  es la amplitud del campo en el entrehierro y se definirá más adelante, en el apartado 3.1.4.

La altura de la culata se calcula de la siguiente manera:

$$h_{sy} \geq \frac{\tau_p D_{si}}{2} \frac{\bar{B}_{g0}}{2B_{sat_y}} \quad (3-21)$$

Donde  $B_{sat,y}$  es el campo de saturación de la culata,  $\bar{B}_{g0}$  es el valor efectivo de la inducción por polo que se definirá en el apartado 3.1.4 y  $\tau_p$  es el paso polar que se define como:

$$\tau_p = \frac{\pi}{p} \quad (3-22)$$

Desarrollando las expresiones ( 3-20) y ( 3-21), puede verse que el término  $D_{si}$  se simplifica.

El área de la ranura será:

$$A_r = h_r w_r \quad (3-23)$$

Donde  $h_r$  es la altura de ranura y se puede definir como:

$$h_r = \frac{D_{se} - D_{si}}{2} - h_{sy} \quad (3-24)$$

Y finalmente  $D_{si}$  puede obtenerse de la expresión de sección de la ranura:

$$A_r = \frac{1}{Q} \left( \pi \left[ \left( \frac{D_{se}}{2} - h_{sy} \right)^2 - \left( \frac{D_{si}}{2} \right)^2 \right] - Q w_d h_r \right) \geq \frac{ZI}{\Delta K_{fill}} \quad (3-25)$$

Donde  $D_{se}$  es el diámetro exterior de estator,  $I$  es la corriente,  $\Delta$  es la densidad de corriente y  $K_{fill}$  es el factor de relleno.

Para calcular la sección del cobre puede emplearse la siguiente ecuación:

$$A_c = A_r K_{fill} \quad (3-26)$$

Y la sección de cada conductor será:

$$A_{cu} = \frac{A_c}{Z} \quad (3-27)$$

### 3.1.2.2 Bobinados no conformados

En este caso, la forma de la ranura no es recta sino que tiene mayor anchura en su parte exterior que en la interior. Además, los dientes tienen *toothtips* como se muestra en la siguiente figura:

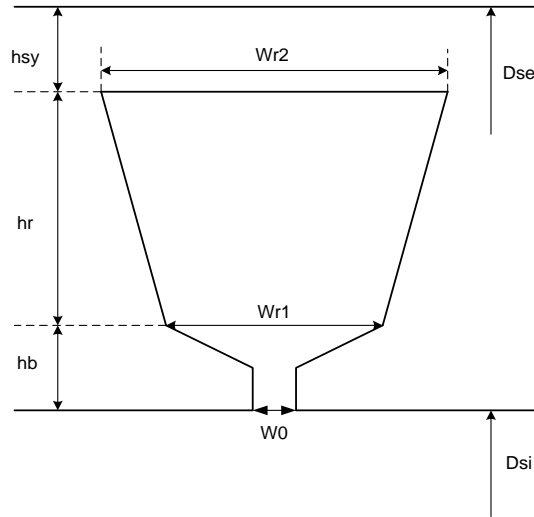


Figura 3-3 Dimensiones del núcleo magnético del estator con ranuras no rectas

La anchura inferior y superior de la ranura se obtienen mediante:

$$w_{r1} = \frac{\tau_s(D_{si} + 2h_b)}{2} - w_d \quad (3-28)$$

$$w_{r2} = \frac{\tau_s(D_{si} + 2(h_b + h_r))}{2} - w_d \quad (3-29)$$

Además, se sabe que:

$$A_r = \frac{w_{r1} + w_{r2}}{2} h_r \quad (3-30)$$

Y finalmente la altura de la ranura:

$$h_r = \frac{D_{se} - D_{si}}{2} - h_{sy} - h_b \quad (3-31)$$

### 3.1.3 Distribución de los conductores y factor de devanado

La distribución de los conductores en las ranuras se obtiene mediante la Estrella de Ranuras [84]. Para saber si la máquina es entera se define el parámetro  $q$  como el número de ranuras de estator por polo y por fase. Si es entero la máquina será entera, sino será fraccional.

$$q = \frac{Q}{2pm} \quad (3-32)$$

Se define otro parámetro  $t_p$  denominado periodicidad del devanado, el cual se determina resolviendo el máximo divisor común de  $Q$  y  $p$ .

$$t_p = MDC[Q, p] \quad (3-33)$$

El número de ranuras y pares de polos por cada periodicidad son:

$$Q' = \frac{Q}{t_p} \quad (3-34)$$

$$p' = \frac{p}{t_p} \quad (3-35)$$

En la Estrella de Ranuras únicamente se representa una periodicidad de la máquina. La única condición que se tiene que cumplir es que  $Q'$  sea múltiplo del número de fases  $m$ . Para obtener la ubicación de las bobinas en las ranuras:

$$\alpha_n = \frac{360}{Q'} \quad (3-36)$$

$$\alpha_z = p' \alpha_n \quad (3-37)$$

Donde  $\alpha_n$  y  $\alpha_z$  son el ángulo entre dos vectores adyacentes y el ángulo entre dos ranuras adyacentes respectivamente.

Para calcular la distribución para un armónico de orden  $n$ :

$$\alpha_{z_n} = n \cdot \alpha_z \quad (3-38)$$

En primer lugar, se colocan los conductores de la primera fase. Para maximizar el par enlazado se sitúan los de polaridad positiva (en caso de haber más de uno en una periodicidad)

en vectores adyacentes y los de polaridad negativa en los vectores opuestos. A continuación se pasa al siguiente par de conductores de la siguiente fase, situándolos en los vectores contiguos a los anteriores. Finalmente se sitúa la última fase de la misma manera. El orden que se sigue comúnmente es A+, B-, C+.

En el caso de una máquina entera, los vectores adyacentes se corresponden a ranuras adyacentes. En las máquinas fraccionales en cambio no.

Para un ejemplo de  $Q=24$  ranuras y  $p=2$  pares de polos, sabiendo que la máquina es entera, el número de ranuras por polo por fase será:

$$q = \frac{24}{2 \cdot 2 \cdot 3} = 2 \quad (3-39)$$

La periodicidad será:

$$t_p = MDC[24,2] = 2 \quad (3-40)$$

Entonces, en una periodicidad tendremos 12 ranuras y un par de polos. De estas 12 ranuras, serán 4 por cada fase, dos son positivas y dos negativas. El ángulo entre vectores adyacentes y el ángulo entre dos ranuras adyacentes será  $30^\circ$  en los dos casos, ya que al tratarse de una máquina entera  $t_p$  es igual a  $p$ .

Por lo que la Estrella de ranuras queda de la siguiente forma:

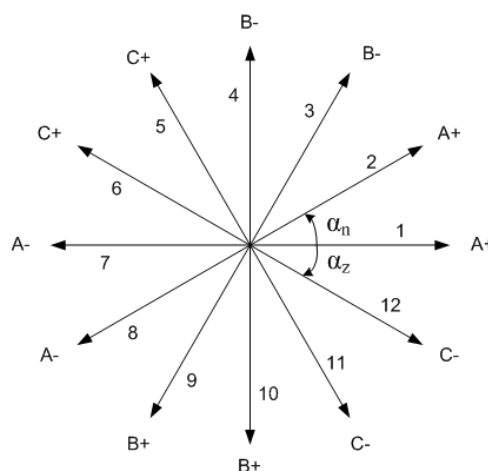


Figura 3-4 Distribución de conductores aplicando la técnica de la estrella de ranuras

Una vez obtenida la distribución de los conductores, puede calcularse el factor de devanado. Esto se hace a partir de los vectores de la EMF [23], [85–87]. El vector  $\vec{E}_h$  del conductor  $h$  es:

$$\vec{E}_h = \hat{E} e^{j(\varphi_h)} \quad (3-41)$$

Donde  $\hat{E}$  es la amplitud y  $\varphi_h$  es la posición angular del vector, que se obtiene de la distribución de los conductores.

El factor de devanado se define como la división entre la suma vectorial de los vectores de una fase y la suma escalar de sus amplitudes. Como el término de amplitud desaparece, el factor de devanado se convierte en una magnitud por unidad:

$$\vec{K}_{wn} = \frac{\hat{E} \sum_{h=0}^{z-1} e^{jn(\varphi_h)}}{\hat{E} \sum_{h=0}^{z-1} |e^{jn(\varphi_h)}|} = \frac{\sum_{h=0}^{z-1} e^{jn(\varphi_h)}}{\sum_{h=0}^{z-1} |e^{jn(\varphi_h)}|} = \frac{\sum_{h=0}^{z-1} e^{jn(\varphi_h)}}{z} \quad (3-42)$$

Donde  $\vec{K}_{wn}$  es el factor de devanado para el armónico de orden  $n$  y  $z$  es el número de conductores de una fase.

Para el ejemplo anterior, se tendría un factor de devanado de:

$$\vec{K}_{w1} = \frac{\sum_{h=0}^3 e^{j(\varphi_h)}}{4} = \frac{e^{j(0)} + e^{j(\alpha_n)} - e^{j(6\alpha_n)} - e^{j(7\alpha_n)}}{4} = 0.9659 \quad (3-43)$$



### 3.1.4 Dimensionado de los imanes

Para obtener las dimensiones de los imanes, han de definirse tres parámetros: la altura  $h_m$ , la anchura  $w_m$  y la longitud  $l_m$ , Figura 3-5.

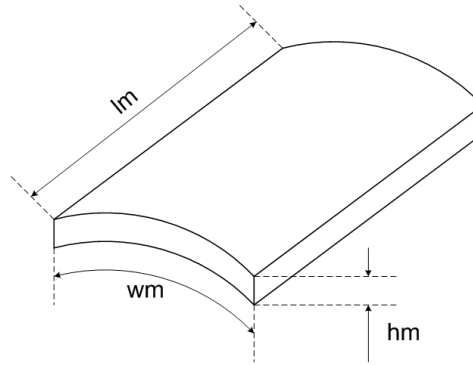


Figura 3-5 Un imán del rotor con sus respectivas cotas

La longitud,  $l_m$ , es igual a la longitud efectiva del núcleo magnético  $L_e$ . Para obtener la anchura del imán,  $w_m$ , hay que definir el parámetro  $\alpha_i$ , el cual relaciona el pole pitch o paso polar  $\tau_p$ , con el spán del imán  $\beta_m$ :

$$\alpha_i = \frac{\beta_m}{\tau_p} \quad (3-44)$$

$$w_m = \beta_m \frac{(D_{si} - 2g - h_m)}{2} \quad (3-45)$$

Donde  $g$  es la longitud del entrehierro.

La amplitud de la componente fundamental del campo en el entrehierro se puede calcular a partir de (3-17), y de la siguiente expresión se obtiene la amplitud del campo en el entrehierro  $\hat{B}_{g0}$ :

$$\hat{B}_{g1} = \frac{4}{\pi} \hat{B}_{g0} \sin\left(\alpha_i \frac{\pi}{2}\right) \quad (3-46)$$

La amplitud del campo en el entrehierro depende tanto de las características magnéticas del imán como de su altura y de la longitud del entrehierro. Por ello, de la siguiente expresión puede obtenerse la altura del imán:

$$\hat{B}_{g0} = \frac{K_a B_r}{1 + \mu_r \frac{K_a K_c g}{h_m}} \quad (3-47)$$

Donde  $B_r$  y  $\mu_r$  son la remanencia magnética y la permeancia relativa del imán respectivamente,  $K_c$  es el coeficiente de Carter debido al efecto ranura y  $K_a$  es el coeficiente que relaciona las superficies del imán y el entrehierro:

$$K_a = \frac{\frac{D_{si} - g - \frac{h_m}{2}}{2}}{\frac{D_{si} - g}{2}} \quad (3-48)$$

Si bien en una primera aproximación el coeficiente de Carter puede suponerse igual a 1, si se quiere afinar más la geometría este puede calcularse como:

$$K_c = \left( 1 - \frac{w_0}{\tau_s} + \frac{4g}{\pi\tau_s} \ln \left( 1 + \frac{\pi w_0}{4g} \right) \right)^{-1} \quad (3-49)$$

Dos fórmulas a tener en cuenta son la de la inducción media por polo:

$$\bar{B}_{g1} = \frac{2}{\pi} \hat{B}_{g1} \quad (3-50)$$

Y el valor efectivo de la inducción por polo:

$$\bar{B}_{g0} = \alpha_i \hat{B}_{g0} \quad (3-51)$$

### 3.1.5 Circuito equivalente de la máquina

Una vez definidas todas las dimensiones de la máquina, se pueden recalcular sus parámetros eléctricos para poder analizar el circuito equivalente.

La Figura 3-6 muestra un circuito equivalente clásico, el cual estudia únicamente la acción del armónico fundamental. La expresión de tensión en régimen permanente para una máquina de imanes superficiales se plantea de la siguiente forma:

$$\vec{v} = R\vec{i} + \frac{d\vec{\Psi}}{dt} = R\vec{i} + w_e L \vec{i}_0 + w_e \vec{\Psi}_{PM} \quad (3-52)$$

Donde  $w_e = p\Omega_m$  es la pulsación eléctrica y  $R$  y  $L$  son la resistencia y la inductancia del devanado de armadura respectivamente. Todos estos parámetros corresponden a una fase.

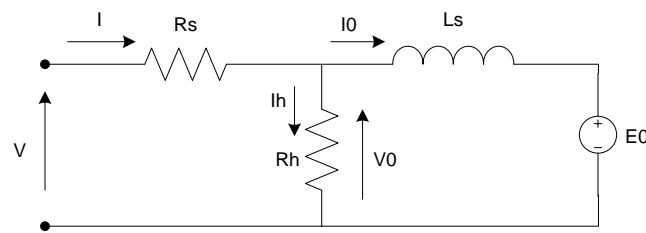


Figura 3-6 Circuito eléctrico equivalente para la máquina de imanes superficiales

### 3.1.5.1 Resistencia del cobre

En una máquina eléctrica el cobre se calienta de forma considerable, por lo que es necesario considerar el efecto de la temperatura mediante el coeficiente de temperatura  $\alpha_T$ . El cálculo de la resistencia del cobre para temperatura ambiente se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$R_0 = \frac{\rho L_{cu} N_{ph}}{A_{cu}} \quad (3-53)$$

Para obtener la longitud del cobre  $L_{cu}$ , se suman la longitud efectiva y la de las cabezas de bobina:

$$L_{cu} = 2(L_e + L_{end}) \quad (3-54)$$

Para obtener la longitud de las cabezas de bobina se realizan dos suposiciones:

- El devanado está centrado
- Las ranuras son muy estrechas por lo que con un radio medio,  $R_{av}$ , será suficiente

Basándonos en la siguiente figura, el cálculo de  $L_{end}$  será:

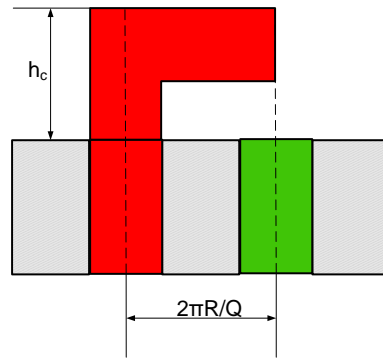


Figura 3-7 Representación de las cabezas de bobina

$$L_{end} = 2h_c + \left(\frac{Q'}{2}\right) \frac{2\pi R_{av}}{Q} \quad (3-55)$$

Donde  $R_{av}$  es el radio medio en la ranura y  $h_c$  es la altura de la cabeza de bobina. Este valor dependerá del proceso de montaje por lo que en la etapa de diseño se le tendrá que asignar un valor aproximado, por ejemplo, una séptima parte de la longitud del paquete magnético.

El radio medio en la ranura puede obtenerse mediante:

$$R_{av} = \frac{D_{si}}{2} + \frac{\left[\left(\frac{D_{se}}{2} - h_{sy}\right) - \frac{D_{si}}{2}\right]}{2} \quad (3-56)$$

Y para una temperatura  $T$ , la resistencia será:

$$R = R_0(1 + \alpha_T(T - T_0)) \quad (3-57)$$

### 3.1.5.2 Inductancia

La inductancia total de una máquina de imanes es el resultado de la suma de una serie de inductancias parciales que se pueden definir como [88], [89]:

- Inductancia de la componente fundamental de campo en el entrehierro:  $L_\delta$
- Inductancia de fugas en el entrehierro:  $L_{\delta\sigma}$
- Inductancia de fugas en la ranura:  $L_{r\sigma}$
- Inductancia de fugas asociada a las cabezas de bobina:  $L_\sigma$

### ***Inductancia de la componente fundamental de campo en el entrehierro***

Es la componente principal de la inductancia y se define como la inductancia que resulta de eliminar todas las componentes de fugas del valor total de la inductancia. En el caso de las máquinas de imanes superficiales, se considera que la inductancia es igual en el eje d y en el eje q, y se calcula de la siguiente forma:

$$L_{\delta} = \sum_{\substack{n=-1 \\ n \neq 0}}^1 \frac{\mu_0 D_{si} L_e (\xi_n N_{ph})^2}{(nt_p)^2 \pi \left(g + \frac{h_m}{\mu_r}\right)} \left(1 + 2 \cos\left(\frac{2\pi}{3}(n-1)\right)\right) = \frac{3\mu_0 D_{si} L_e (k_w N_{ph})^2}{(t_p)^2 \pi \left(g + \frac{h_m}{\mu_r}\right)} \quad (3-58)$$

Donde  $k_w$  es el componente fundamental del factor de bobinado.

### ***Inductancia de dispersión asociada al contenido armónico del campo en el entrehierro***

Se obtiene del mismo modo que la anterior con la diferencia que en este caso se tiene en cuenta la aportación de los demás armónicos del espectro y se contabiliza como una inductancia de fugas:

$$L_{\delta} = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq \pm 1}}^{\infty} \frac{\mu_0 D_{si} L_e (\xi_n N_{ph})^2}{(nt_p)^2 \pi \left(g + \frac{h_m}{\mu_r}\right)} \left(1 + 2 \cos\left(\frac{2\pi}{3}(n-1)\right)\right) \quad (3-59)$$

### ***Inductancia de dispersión de ranuras***

Es la componente de inductancia debida al flujo que se fuga por el interior de las ranuras. El valor depende del número de capas del devanado y de las dimensiones y la forma de la ranura. Su valor se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$L_{r\sigma} = \mu_0 Z^2 L_e \lambda \quad (3-60)$$

Donde  $\lambda$  es un parámetro dimensional cuyo valor para diferentes tipos de ranuras se describe en la Figura 3-8.

	$\lambda = \frac{h_2}{3w_1} + \frac{h_3}{w_1} + \frac{2h_1}{w_o + w_1} + \frac{h_o}{w_o}$
	$\lambda = \frac{h_2}{3w_1} K_w + \frac{h_3}{w_1} + \frac{2h_1}{w_o + w_1} + \frac{h_o}{w_o}$ $K_w = 3 \frac{4c^2 - c^4(3 - 4 \ln c) - 1}{4(c^2 - 1)^2(c - 1)} \quad \text{siendo} \quad c = \frac{w_2}{w_1}$
	$\lambda_u = \mu_o \left( \frac{h_3}{3w_1} + \frac{h_2}{w_1} + \frac{h_1}{w_r - w_o} \ln \left( \frac{w_1}{w_o} \right) + \frac{h_o}{w_o} + \frac{h_4}{w_1} + \frac{h_5}{w_1} \right)$ $\lambda_d = \mu_o \left( \frac{h_2}{3w_1} + \frac{h_1}{w_1 - w_o} \ln \left( \frac{w_1}{w_o} \right) + \frac{h_o}{w_o} + \frac{h_4}{w_1} \right)$ $\lambda_m = \mu_o \left( \frac{h_2}{2w_1} + \frac{h_1}{w_1 - w_o} \ln \left( \frac{w_1}{w_o} \right) + \frac{h_o}{w_o} + \frac{h_5}{w_1} \right)$

Figura 3-8 Ejemplo de tres posibles configuraciones de ranura y las respectivas expresiones matemáticas para el cálculo de la inductancia de dispersión

En nuestro caso, hemos simplificado el valor de este parámetro mediante la siguiente expresión:

$$\lambda = \frac{h_r}{3w_{r1}} \approx \frac{h_r^2}{3A_r} \quad (3-61)$$

### Inductancia de dispersión las cabezas de bobina

Esta probablemente sea la inductancia más compleja de determinar debido a la incertidumbre en la forma final de las cabezas de bobina. De todas formas, se puede obtener un valor bastante aproximado mediante la siguiente expresión:

$$L_\sigma = \frac{\mu_o N_p h^2}{\pi} \left( \pi \frac{\tau_s}{2} + l_c \right) \ln \left( \frac{K_e \tau_s}{2r_c} \right) \quad (3-62)$$

Donde  $K_e$  es un factor de corrección debido al conformado de las cabezas y, como puede verse en la Figura 3-9,  $l_c$  es la longitud de las cabezas de bobina,  $r_c$  es el radio del grupo de conductores que conforman la bobina y  $\tau_s$  es el paso de ranura.

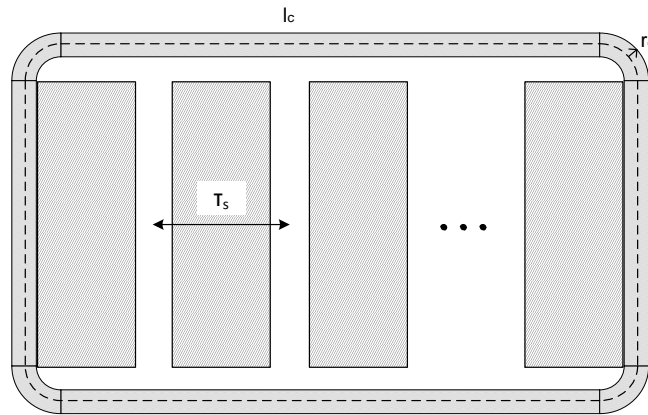


Figura 3-9 Bobina no concentrada

### 3.1.6 Estrategia de dimensionado

Una vez definidas las ecuaciones necesarias para modelar la máquina, puede definirse la estrategia de dimensionado.

En primer lugar se han definido los parámetros de entrada y los de salida, así como varios parámetros que no vienen explícitamente definidos por las especificaciones pero deben ser definidos por el diseñador y pueden ser reajustados en el proceso de diseño.

Como se ha dicho antes, el punto de partida es la obtención de la corriente nominal necesaria a partir de la placa característica, habiendo fijado un rendimiento y un factor de potencia objetivo. A partir de esta se pueden definir el resto de parámetros.

En la siguiente figura puede verse el esquema de dimensionado:

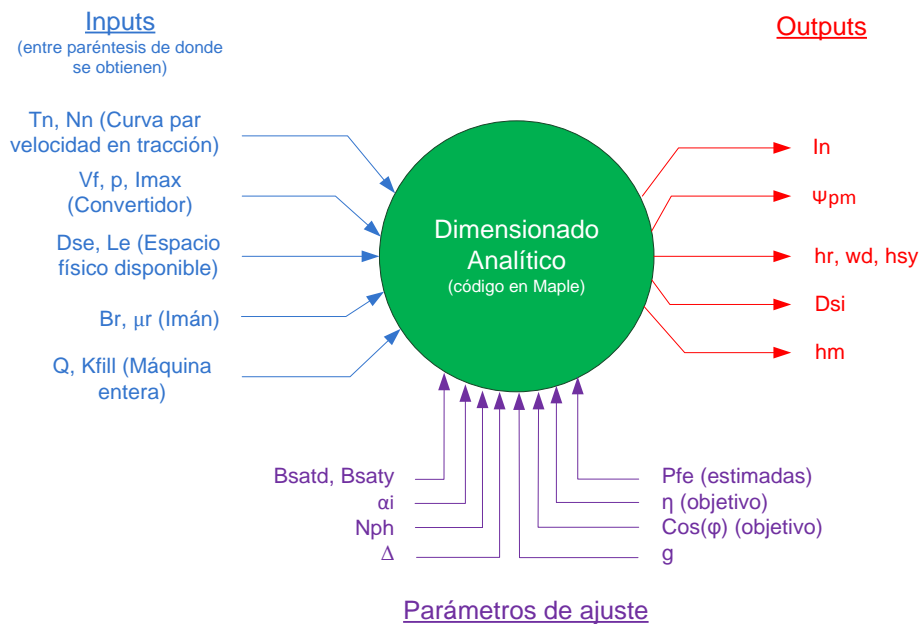


Figura 3-10 Dimensionado analítico

El código del dimensionado analítico ha sido implementado en Maple. La decisión de emplear este software se hizo en base a que es un software muy eficaz para el cálculo simbólico.

Como puede verse, tras el proceso de dimensionado se obtendrán las dimensiones físicas necesarias para definir la máquina así como la corriente de alimentación necesaria para la obtención del par nominal.

En el caso de que no se pueda conseguir una corriente nominal menor a la máxima permitida o que los niveles de saturación tengan que ser desorbitados, la máquina no será realizable.

En la Figura 3-11 se muestra el diagrama de flujo del procedimiento de dimensionado. Una vez obtenidos los parámetros de salida o outputs, si volvemos a la Figura 2-1, habrá que comprobar que se cumplen los requerimientos. Si no es así, habrá que modificar los parámetros de ajuste y así reiteradamente hasta obtener unos resultados válidos.



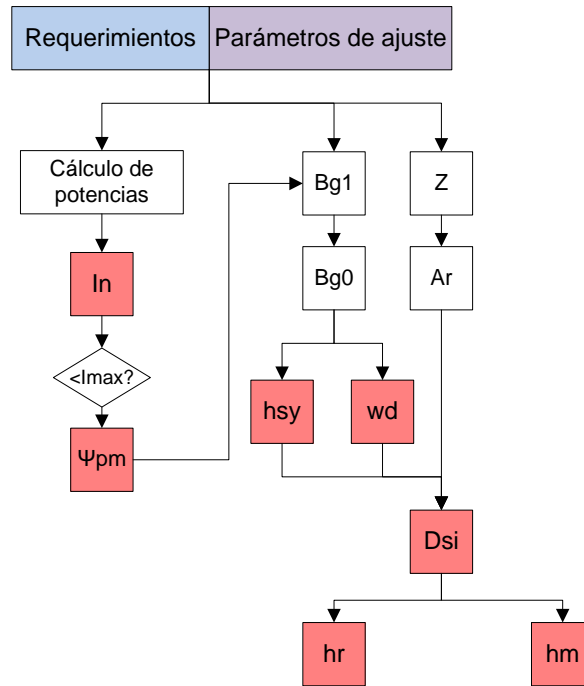


Figura 3-11 Diagrama de flujo del procedimiento de dimensionado

### 3.2 Diseño analítico de una IPMSM

Si bien la mayor ventaja que suponen las máquinas de imanes interiores frente a las de imanes superficiales es su capacidad para funcionar en un rango de velocidades mayor, también ofrecen la posibilidad de obtener una componente de par reluctante además del par debido al imán. Esto ocurre porque, a diferencia de las máquinas de imanes superficiales, el circuito magnético en el eje d y en el eje q es diferente.

Este comportamiento se explica si se analiza la fórmula que describe la creación de par electromagnético:

$$T_{em} = 3p(\psi_{PM}I_q - (L_q - L_d)I_dI_q) = 3pI_q(\psi_{PM} - (\xi - 1)L_dI_d) \quad (3-63)$$

Donde  $\xi$  es la saliencia de la máquina:

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} \quad (3-64)$$

En el caso de las máquinas con imanes superficiales, la inductancia en el eje “d” y en el eje “q” se consideran iguales, ya que la permeabilidad relativa del aire y la de los imanes es prácticamente igual, y al estar estos situados en el entrehierro, el flujo deberá atravesar un camino igual en ambos ejes. Por ello, el segundo término de la resta en ( 3-63) se desprecia.

Sin embargo, en las máquinas de imanes interiores, mientras que en el eje “d” el flujo deberá atravesar tanto un entrehierro de aire como los imanes, en el eje “q” únicamente tendrá que cruzar el entrehierro. Esto supone que la inductancia sea mayor en este último eje.

Esto hace que, mientras que en el caso de las máquinas de imanes superficiales podamos obtener el  $\Psi_{PM}$  mediante ( 3-11) una vez obtenida la corriente nominal  $I_n$ , en el caso de las máquinas de imanes interiores aparezcan un número mayor de incógnitas, por lo que la estrategia a la hora de abordar el diseño será diferente.

Por ello, en vez de partir de la placa característica, se tratará de obtener la mínima corriente que garantice el par mediante un proceso de minimización de la corriente.

### 3.2.1 Minimización de la corriente

Como se ha dicho, la estrategia de dimensionado se ha basado en la minimización de la corriente:

$$i_n^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (3-65)$$

Con una restricción dada por la ecuación de par:

$$T = \frac{3}{2} p i_q (\Psi_{PM} + (1 - \xi) L_d i_d) \quad (3-66)$$

Se crea una función de Lagrange de la que se despejará  $i_d$ :

$$F = i_d^2 + i_q^2 + \lambda \left( \frac{3}{2} p i_q (\Psi_{PM} + (1 - \xi) L_d i_d) - T \right) \quad (3-67)$$

Derivando esta función parcialmente respecto a  $i_d$  e  $i_q$ , e igualando a cero:

$$\frac{\partial F}{\partial i_d} = 2 i_d + \lambda \left( \frac{3}{2} p i_q (1 - \xi) L_d \right) = 0 \quad (3-68)$$

$$\frac{\partial F}{\partial i_q} = 2 i_q + \lambda \left( \frac{3}{2} p (\Psi_{PM} + (1 - \xi) L_d i_d) \right) = 0 \quad (3-69)$$

Y despejando  $\lambda$  en ambas ecuaciones e igualando, se puede llegar a:

$$i_d (\Psi_{PM} + (1 - \xi) L_d i_d) = i_q^2 (1 - \xi) L_d \quad (3-70)$$

Combinando las ecuaciones (3-65) y (3-70), expresando así  $i_q$  en función de  $i_d$  e  $i_n$ :

$$(\Psi_{PM} i_d + (1 - \xi) L_d i_d^2) = (i_n^2 - i_d^2) (1 - \xi) L_d \quad (3-71)$$

Finalmente puede despejarse  $i_d$ :

$$i_d = \frac{-\Psi_{PM} \pm \sqrt{\Psi_{PM}^2 - 8 (1 - \xi)^2 L_d^2 i_n^2}}{4 (1 - \xi) L_d} \quad (3-72)$$

El objetivo es llegar a una expresión en la que la única incógnita sea  $i_n$ .

Para ello, ahora se define la corriente característica [23], [90] como:

$$i_{ch} = \frac{\Psi_{PM}}{i_n L_d} \quad (3-73)$$

Se puede expresar la ecuación ( 3-72) en función de  $i_n$ ,  $i_{ch}$  y  $\xi$ . Esta función define la curva de trayectoria.

$$i_d = \frac{-\Psi_{PM} + \sqrt{\Psi_{PM}^2 + 8 (1 - \xi)^2 (L_d i_n)^2}}{4 L_d (1 - \xi)} = i_n \frac{-i_{ch} \pm \sqrt{i_{ch}^2 + 8 (1 - \xi)^2}}{4 (1 - \xi)} \quad (3-74)$$

Y sabiendo que en coordenadas polares se tiene:

$$\begin{cases} i_d = i_n \cos(\alpha) \\ i_q = i_n \sin(\alpha) \end{cases} \quad (3-75)$$

Se puede definir el termino que multiplica a  $i_n$  en ( 3-74) como:

$$\cos(\alpha) = \frac{-i_{ch} \pm \sqrt{i_{ch}^2 + 8 (1 - \xi)^2}}{4 (1 - \xi)} \quad (3-76)$$

Ahora la ecuación de par ( 3-66) puede definirse como:

$$T = \frac{3}{2} p i^2 L_d \sin(\alpha) (i_{ch} + (1 - \xi) \cos(\alpha)) \quad (3-77)$$

Sin embargo, todavía sigue habiendo un término  $L_d$ . Para deshacernos de él se usará la ecuación de tensión:

$$\begin{cases} V_d = R i_d - \omega L_q i_q \\ V_q = R i_q + \omega (\Psi_{PM} + L_d i_d) \end{cases} \quad (3-78)$$

Y despreciando  $R$  para un primer cálculo analítico del módulo de tensión se tendrá:

$$\left(\frac{V}{\omega}\right)^2 = (L_q i_q)^2 + (\Psi_{PM} + L_d i_d)^2 \quad (3-79)$$

Y operando para eliminar  $L_q$ ,  $i_d$ ,  $i_q$  y  $\Psi_{PM}$  se llega a:

$$\left(\frac{V}{\omega}\right)^2 = (L_d \xi i_n \sin(\alpha))^2 + (i_n L_d)^2 (i_{ch} + \cos(\alpha))^2 \quad (3-80)$$

De esta forma, se puede emplear la ecuación ( 3-77) para despejar el término:

$$L_d \sin(\alpha) = \frac{2T}{3p(i_{ch} + (1 - \xi) \cos(\alpha))i_n^2} = \frac{K}{i_n^2} \quad (3-81)$$

Sustituyéndolo en ( 3-80) se tiene:

$$\begin{aligned} \left(\frac{V}{\omega}\right)^2 &= \left(\frac{\xi K}{i_n}\right)^2 + \left(\frac{K}{i_n \sin(\alpha)}\right)^2 (i_{ch} + \cos(\alpha))^2 \\ &= \left(\frac{\xi K}{i_n}\right)^2 + \frac{K^2}{1 - \cos^2(\alpha)} (i_{ch} + \cos(\alpha))^2 \end{aligned} \quad (3-82)$$

Para simplificar la expresión se definen dos parámetros a y b tal que:

$$\begin{cases} a = (K \xi)^2 \\ b = \frac{(K)^2}{1 - \cos^2(\alpha)} (i_{ch} + \cos(\alpha))^2 \end{cases} \quad (3-83)$$

De esta forma la ecuación ( 3-82) puede expresarse como:

$$\left(\frac{V}{\omega}\right)^2 = \left[\frac{a}{i_n^2} + \frac{b}{i_n^2}\right] \quad (3-84)$$

Y de aquí puede obtenerse la expresión de la corriente, que deberá ser menor a la máxima permitida por el convertidor:

$$i_n = \frac{\sqrt{a+b}}{\frac{V}{\omega}} \quad (3-85)$$

Siendo las únicas incógnitas  $i_{ch}$  y  $\xi$ , que deberán ser definidas por el usuario a modo de objetivo.

A partir de la corriente se pueden obtener unos valores de  $i_d$  e  $i_q$  utilizando las ecuaciones ( 3-74) y ( 3-65) y  $L_d$  se obtendría operando ( 3-81) de forma que quede en función de  $\cos(\alpha)$ :

$$L_d = \frac{K}{i_n^2 (\sqrt{1 - \cos^2(\alpha)})} \quad (3-86)$$

$L_q$  vendría dada por:

$$L_q = L_d \xi \quad (3-87)$$

Y finalmente el flujo del imán:

$$\Psi_{PM} = L_d i_n i_{ch} \quad (3-88)$$

Como se ha dicho, para la obtención de  $i_n$ , hay que fijar una  $i_{ch}$  y una saliencia  $\xi$ , y a partir de ahí pueden calcularse los demás parámetros. Esto es, los parámetros  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $L_d$ ,  $L_q$  y  $\Psi_{PM}$  son función de esas dos variables.

### 3.2.2 Dimensionado del estator

Una vez obtenidos los parámetros electromagnéticos de la máquina, pueden obtenerse las dimensiones físicas. Como es bien sabido, las IPMSM se diferencian de las SPMSM únicamente en la configuración del rotor. Esto es, el estator empleado es exactamente idéntico en sus características.

Por ello, tanto la obtención de las dimensiones de estator como la distribución de los conductores se hacen de la misma manera que se explica en los apartados 3.1.2 y 0.

Además, el cálculo de la resistencia también se hará como en 3.1.5.1. Con todo esto, podría obtenerse la placa característica.

### 3.2.3 Dimensionado de los imanes

Antes de dimensionar los imanes, hay que definir la longitud del entrehierro. Para ello, a continuación se muestra la expresión de la inductancia en el eje q:

$$L_q = \frac{\Lambda_q}{I_q} = \frac{3}{\pi} \mu_0 \frac{D_{si} L_s}{g} \left( \frac{k_w N_{ph}}{p} \right)^2 \quad (3-89)$$

Si comparamos esta ecuación con la obtenida en (3-58), se ve que la única diferencia es que mientras en esta tenemos el entrehierro  $g$ , con imanes superficiales se tiene un entrehierro efectivo que se puede definir como:

$$\delta = \left( g + \frac{h_m}{\mu_r} \right) \quad (3-90)$$

En cuanto a la expresión de la inductancia en el eje d:

$$L_d = \frac{\Lambda_d}{I_d} = \frac{3}{\pi} \mu_0 \frac{D_{si} L_s}{g} \left( \frac{k_w N_{ph}}{p} \right)^2 \left( 1 - \frac{8h_m D_{si}}{\pi^2 h_m D_{si} + 2\pi p g \mu_r l_m} \right) \quad (3-91)$$

El desarrollo de ambas expresiones puede verse en el Anexo B.

Si de estas dos expresiones obtenemos la saliencia:

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} = \frac{1}{1 - \frac{8h_m D_{si}}{\pi^2 h_m D_{si} + 2\pi p g \mu_r l_m}} \quad (3-92)$$

De aquí puede despejarse el siguiente término:

$$l_m = h_m \frac{D_{si}}{p g \mu_r} \left( \frac{4}{\pi} \frac{1}{1 - \frac{1}{\xi}} - \frac{\pi}{2} \right) \quad (3-93)$$

A continuación se obtendrá la expresión del campo en el entrehierro debido al imán. En la siguiente figura se muestran el camino que recorre el flujo así como la nomenclatura empleada para definir las dimensiones del imán:

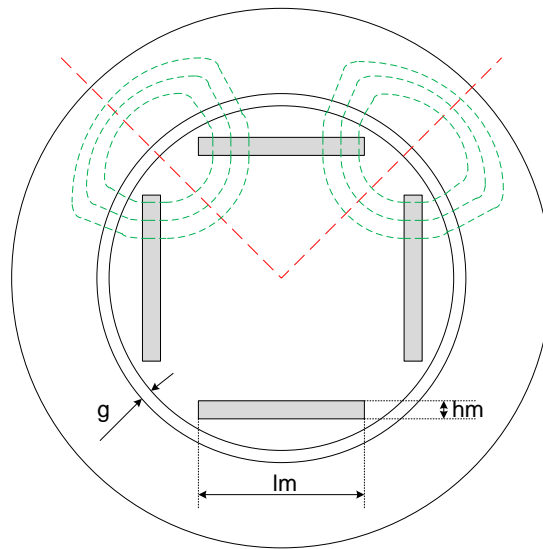


Figura 3-12 Ejemplo de una máquina de imanes interiores

De la Ley de Gauss se sabe que:

$$B_m l_m = B_g \frac{2\pi R_r}{2p} = B_g \frac{\pi R_r}{p} \quad (3-94)$$

Donde  $B_m$  es el campo creado por el imán,  $l_m$  es la longitud de este,  $B_g$  es el campo en el entrehierro,  $R_r$  es el radio del rotor y  $p$  el número de pares de polos.

La Ley de Ampere dice que:

$$2H_m h_m + 2H_g g = 0 \quad (3-95)$$

Donde  $H_m$  y  $H_g$  son la intensidad del campo magnético en el imán y en el entrehierro respectivamente,  $h_m$  es la altura del imán y  $g$  es la longitud del entrehierro.

El campo en el entrehierro se define como:

$$B_g = \mu_0 H_g \quad (3-96)$$

Y en el imán como:

$$B_m = B_r + \mu_r \mu_0 H_m \quad (3-97)$$

Donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío y  $\mu_r$  es la permeabilidad magnética relativa del imán.

Despejando  $H_g$  y  $H_m$  y sustituyéndolos en (3-95) se puede obtener  $B_m$ :

$$B_m = B_r - B_g \mu_r \frac{g}{h_m} \quad (3-98)$$

Y sustituyendo esto en (3-94) se obtiene el campo en el entrehierro:

$$B_g = \frac{B_r}{\frac{\pi R_r}{p l_m} + \mu_r \frac{g}{h_m}} \quad (3-99)$$

Este parámetro  $B_g$  anteriormente lo hemos nombrado como  $\hat{B}_{g0}$ .

El valor de este se puede obtener como en las SPMSM fijando  $\alpha_i$  y calculando  $\hat{B}_{g1}$  de la expresión (3-17). Finalmente, si se sustituye el término (3-93) en la expresión (3-99) podemos obtener el valor de  $h_m$ :



$$h_m = \frac{B_g}{B_r} \mu_r g \left[ \frac{\pi}{2 \left( \frac{\frac{4}{\pi}}{1 - \frac{1}{\xi}} - \frac{\pi}{2} \right)} + 1 \right] \quad (3-100)$$

Y de (3-93) se obtiene  $l_m$ .

### 3.2.4 Estrategia de dimensionado

Una vez definidas las ecuaciones necesarias para modelar la máquina, puede definirse la estrategia de dimensionado.

Como puede verse en la siguiente figura, los parámetros de entrada son los mismos que en el caso de las máquinas de imanes superficiales, ya que vienen establecidos por los requerimientos de la aplicación.

Sin embargo, los parámetros de ajuste son diferentes. Lo más destacable son la saliencia  $\xi$  y la corriente característica  $i_{ch}$ , que deberá fijarlos el diseñador en función del nivel de par reluctante y la capacidad de debilitamiento de campo deseados.

En cuanto a las salidas, se puede ver que el número de parámetros necesarios para definir una IPMSM es mayor que en las SPMSM.

En la siguiente figura puede verse el esquema de dimensionado:

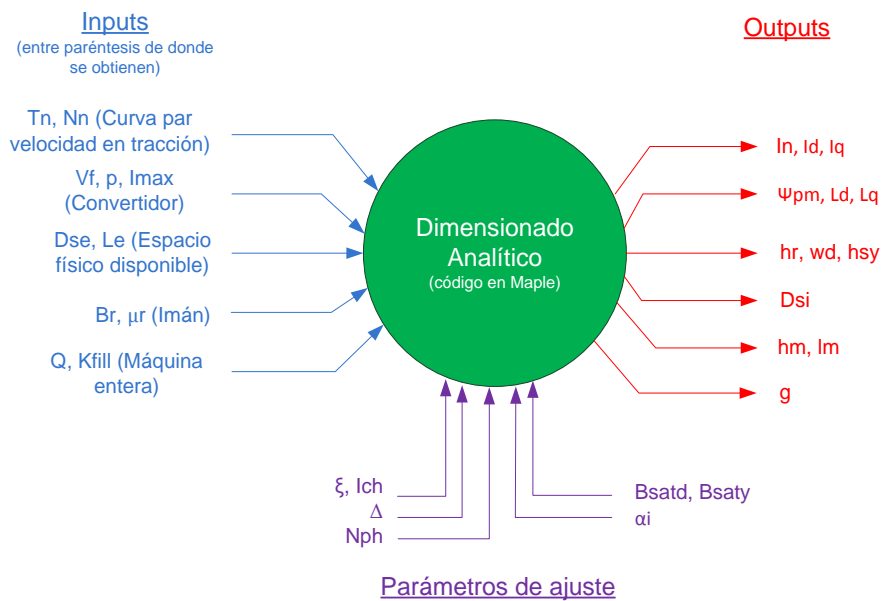


Figura 3-13 Dimensionado analítico

En cuanto al procedimiento de dimensionado, en la siguiente figura se muestra el diagrama de flujo que sigue el código para el cálculo de parámetros. Una vez obtenidos los parámetros de salida, al igual que en el caso de las máquinas superficiales, se comprobará que se cumplen los requerimientos y en caso de no ser así, se deberán reajustar los parámetros de ajuste hasta obtener una máquina válida, como se muestra en la Figura 2-1.

Al igual que en el caso de las SPMSM, el punto de partida es la obtención de la corriente nominal necesaria, pero esta vez se hace a partir de una función de minimización de corriente, en lugar de un cálculo de potencias. A partir de esta se obtiene el resto de parámetros.

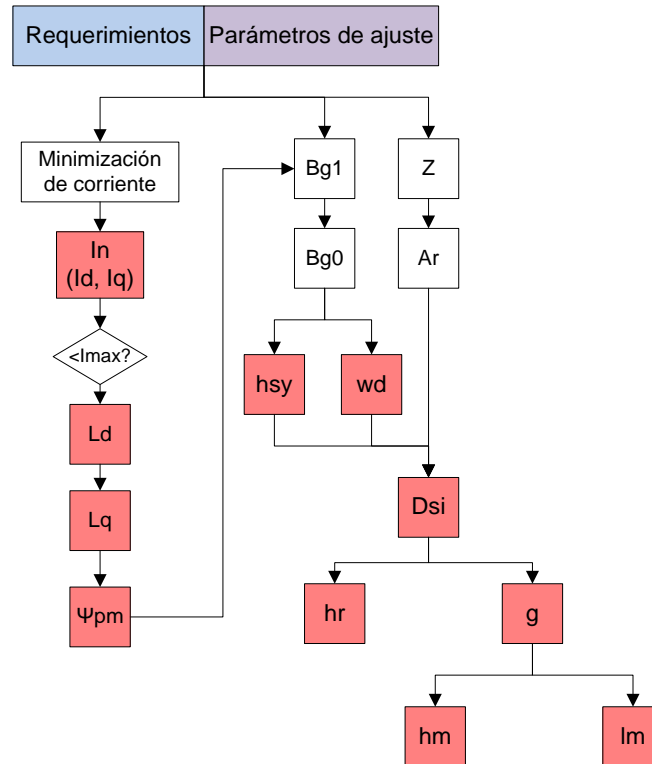


Figura 3-14 Diagrama de flujo del procedimiento de dimensionado

### 3.3 Estudio de diseños de PMSMs con reductora

A día de hoy, el empleo de una reductora como acoplamiento entre el eje del motor y el eje tractor es lo más habitual en tracción ferroviaria. De esta forma se consigue transmitir la potencia de forma controlada.

El principal objetivo de la reductora es permitir que el motor funcione a velocidades altas bajos niveles de par, donde los motores eléctricos funcionan de forma óptima, y mediante la reductora se reduce la velocidad y se aumenta el par, adecuándolos a la velocidad y al par necesarios en el eje tractor y manteniendo la potencia constante.

Si bien se sabe que el empleo de reductoras producirá pérdidas mecánicas y requerirá cierto mantenimiento periódico, las ventajas que ofrece a la hora de transmitir la potencia también son importantes. Por ello, se ha decidido escoger una configuración con reductora como primer caso de estudio.

A continuación se muestra un estudio comparativo de distintos tipos de máquina para una configuración con reductora en función de la colocación de los imanes, el número de pares de polos y la configuración del devanado. Para ello, se ha partido de las mismas especificaciones para todas las máquinas, esto es, mismos niveles de par y velocidad requeridos, mismas dimensiones exteriores... y se ha seguido la estrategia de diseño propuesta. Este estudio servirá para escoger un tipo de máquina.

Los resultados se muestran en valores por unidad, normalizados en base a los valores de corriente nominal, par nominal, rizado de par, pérdidas del cobre, hierro e imanes, volumen de imán, densidad de corriente y pérdidas totales correspondientes al caso con imanes superficiales:

$I_n$ [A]	$T_n$ [Nm]	$\Delta T$ [Nm]	$P_{cu}$ [KW]	$P_{fe}$ [KW]	$P_m$ [W]	$V_{iman}$ [m <sup>3</sup> ]	$\Delta$ [A/mm <sup>2</sup> ]	$P_{tot}$ [KW]
245	1031	78.66	7.437	1.024	230	1.999e-3	10.82	8.691

Tabla 3-1 Valores de base para normalizar resultados

### 3.3.1 SPMSM vs IPMSM

En primer lugar, se ha comparado una máquina de imanes superficiales con una de imanes interiores. Ambas máquinas son enteras, y se ha escogido el mismo número de pares de polos y ranuras, en concreto 3 pares de polos y 36 ranuras.

En el caso de la máquina de imanes superficiales, se ha fijado un entrehierro de 2mm teniendo en cuenta que los imanes irán cubiertos por un cilindro de fibra de vidrio que suele ser de alrededor de 1mm de grosor. A esto habría que añadirle 1mm más, que para máquinas de estos tamaños se considera un tamaño adecuado para evitar problemas mecánicos.

En cuanto a la máquina de imanes interiores, se ha definido una saliencia de 1.44 y una corriente característica de 1.5. El entrehierro resultante para obtener esos valores sería también de 2mm. En cuanto a los imanes, la longitud obtenida del dimensionado requiere que se monten en forma de “v”. Esto proporciona un flujo mayor en el entrehierro ya que se da una concentración del flujo. El ángulo que forman los imanes se escoge mediante un análisis en elementos finitos, de forma que se logre el mayor nivel de par con el menor rizado posible.

Analizando la máquina de imanes interiores, tras un primer dimensionado analítico deberíamos poder obtener un par mayor para una misma corriente gracias a su saliencia, nos enfrentamos a una saturación del núcleo de estator considerablemente mayor. Además, hay que tener en cuenta que los arcos que entierran el imán deben tener un grosor lo suficientemente pequeño para poder saturarlo y que no haya un flujo de fugas excesivo pero también deben aportar rigidez mecánica y no deben deformarse debido a la fuerza que ejercen los imanes cuando el rotor gira a altas velocidades. El grosor escogido para ello es de 1.5mm. Por ello, tras simular la máquina en FEM, nos encontramos con que la corriente de alimentación debe aumentarse más de lo planeado para conseguir el par deseado.

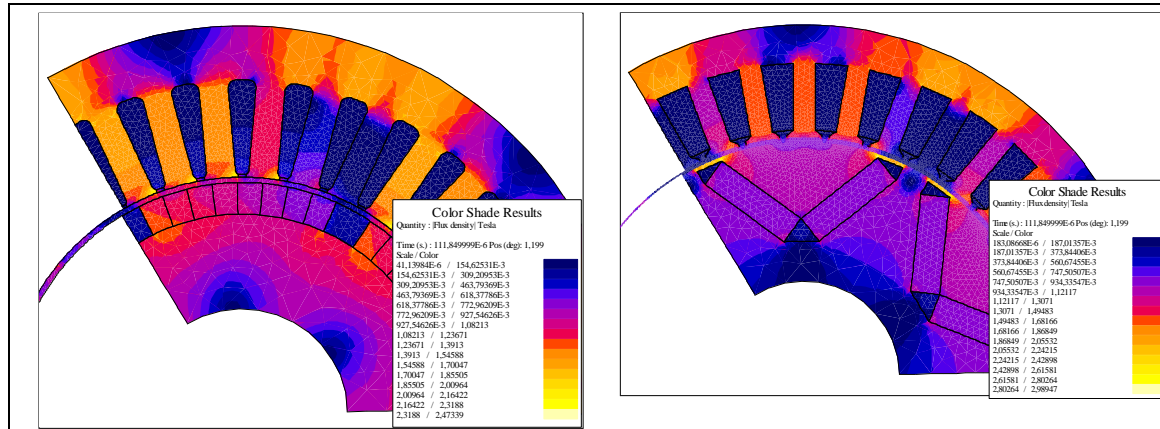


Figura 3-15 Distribución del campo en las máquinas con  $p=3$  y  $Q=36$ . SPMSM (izquierda) y IPMSM (derecha)

Los resultados obtenidos para ambas máquinas en por unidad se muestran en la Figura 3-16. Como apunte, las pérdidas en los imanes para la máquina de imanes superficiales se muestran para el caso de imanes sin segmentar para que la comparación sea más justa.

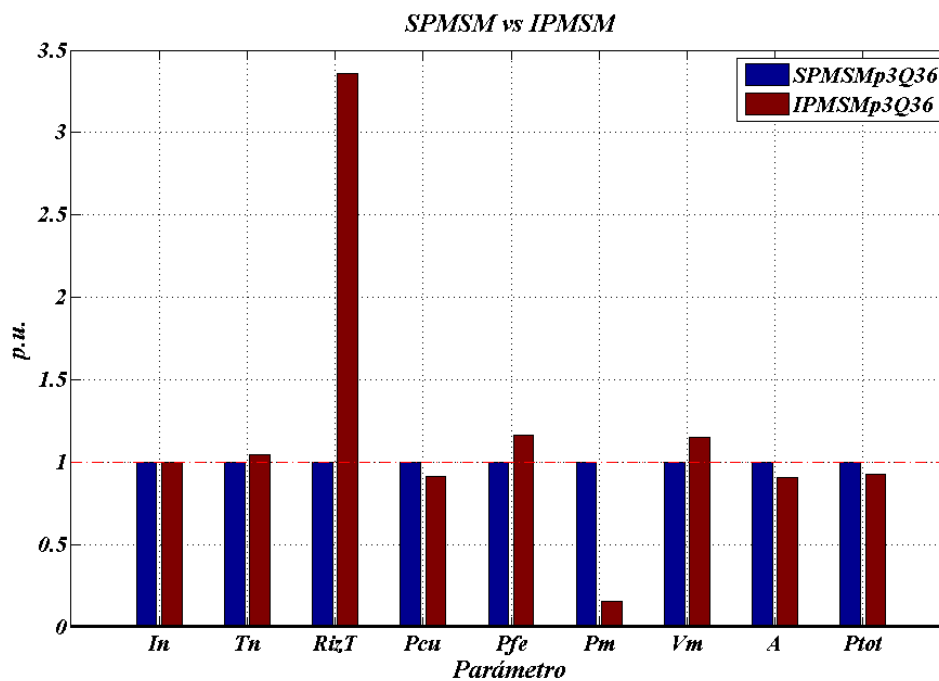


Figura 3-16 Resultados para máquinas de imanes superficiales e interiores con  $p=3$  y  $Q=36$  en valores por unidad

Como puede verse, se logran unos resultados bastante similares en ambos casos. La mayor diferencia se ve en el rizado de par, que en la SPMSM se mantiene por debajo del 10%, mientras que en la IPMSM es cercano al 25% del nominal. Este nivel de rizado está por encima de los niveles aceptables.

Sin embargo, las pérdidas en los imanes son muy bajas en la máquina IPMSM. Además, este tipo de máquina ofrece una rigidez mecánica considerablemente mayor por estar los imanes enterrados. Esto también les proporciona mayor protección ante la desmagnetización, ya que el campo en contra que pueden llegar a ver es menor, y además, en el proceso de fabricación, el montaje de los imanes debería ser más simple.

Asimismo, se está trabajando con una densidad de corriente y unas pérdidas del cobre menores, lo cual es muy favorable para su comportamiento térmico.

Las pérdidas del hierro son ligeramente superiores en la IPMSM, pero su peso es menor al de las pérdidas del cobre, por lo que esto no es tan importante.

En cuanto a las pérdidas totales, en el caso de la IPMSM son ligeramente menores. Los rendimientos serían del 95.8% en el caso de la SPMSM frente al 96.19% en el caso de la IPMSM.

En cuanto al volumen de imán, este es ligeramente superior en el caso de la máquina de imanes interiores.

### 3.3.2 IPMSM $p=3$ vs IPMSM $p=4$

Partiendo de los beneficios que muestra el diseño de imanes interiores, con el fin de obtener una menor saturación en el núcleo, se ha propuesto probar el diseño de una máquina con 4 pares de polos. Con esta topología, el número de ranuras debe ser de 24 para que sea entera.

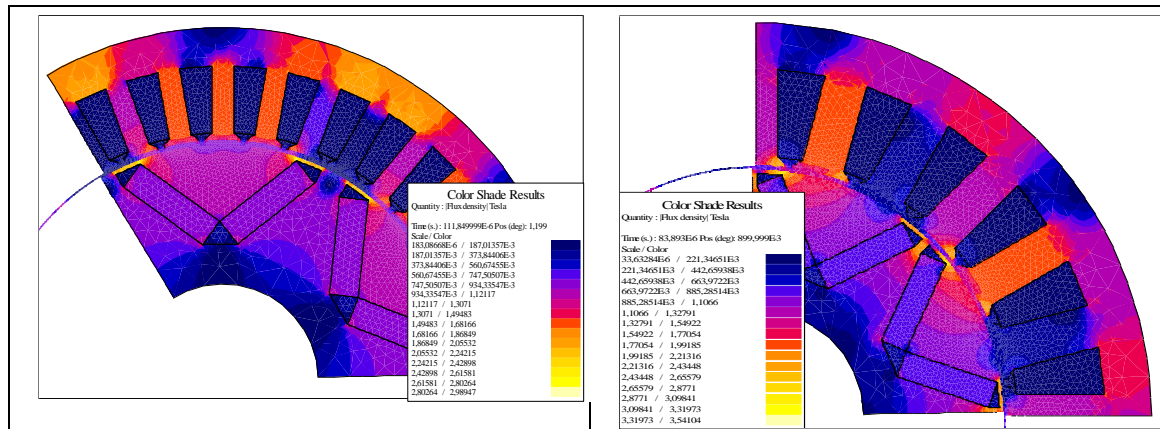


Figura 3-17 Distribución del campo en las máquinas IPMSM.  $p=3$  y  $Q=36$ (izquierda).  $p=4$  y  $Q=24$  (derecha)

Además, emplear 4 pares de polos implica subir la frecuencia de alimentación máxima de 178.25Hz a 237.66Hz, situándonos cerca del límite desde el punto de vista del convertidor para este tipo de aplicación.

En este caso, la saliencia escogida es de 1.49 y la corriente característica de 1.8, con un entrehierro resultante de 1.6mm. Para el arco de los imanes se ha mantenido el grosor de 1.5mm.

Sin embargo, se ha logrado reducir la densidad de corriente y el número de vueltas por fase, reduciendo con ello las pérdidas del cobre. Las pérdidas totales se han reducido notablemente, con unos rendimientos que serían de un 96.19% y un 97.1% respectivamente, por lo que existe una mejoría notable.

Con esto, se ve que se está avanzando hacia una máquina más fría y con un mayor grado de protección de los imanes.

Aún así, el rizado de par aumenta todavía más que en el caso anterior, por lo que hay que estudiar su causa y tratar de reducirlo.



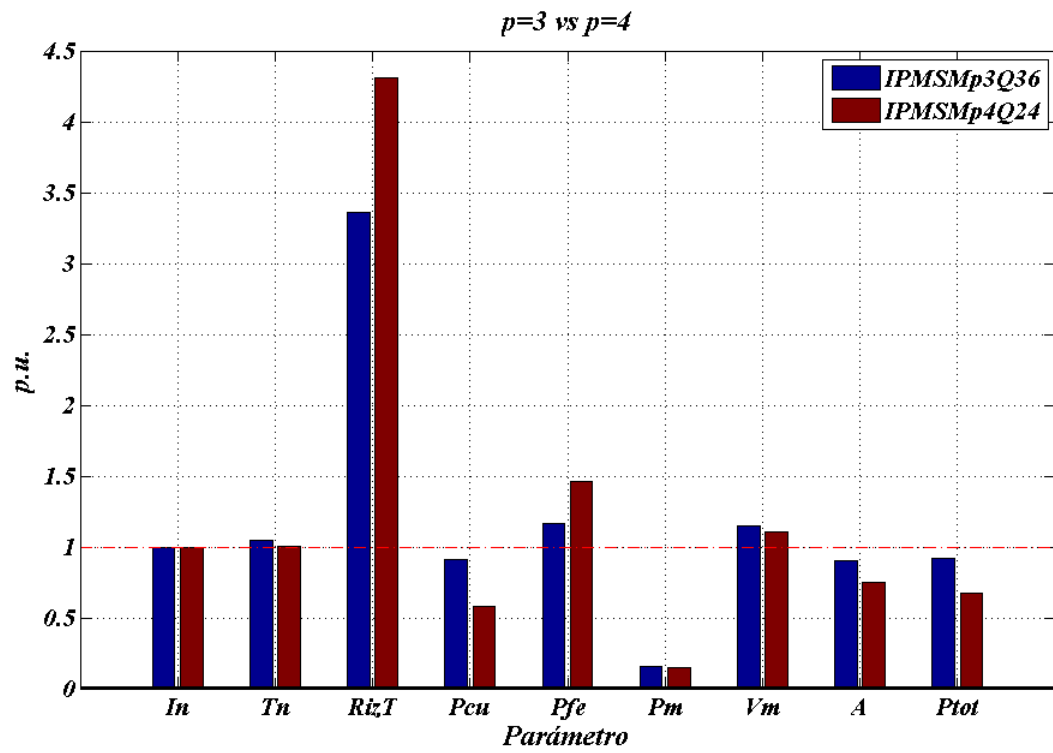


Figura 3-18 Resultados para máquinas de imanes interiores con  $p=3$   $Q=36$  y  $p=4$   $Q=24$  en valores por unidad

### 3.3.3 IPMSM entera vs IPMSM fraccional

Tras estudiar diferentes métodos de análisis y minimización del rizado de par en la literatura [91–105], se llegó a la conclusión de que para obtener una máquina con niveles bajos de rizado de par, se ha de partir de una combinación de pares de polos y el número de ranuras correcta, ya que el rizado de par está muy influenciado por esta elección.

Por ello, con el fin de obtener una máquina con un rizado de par menor, se llevó a cabo un estudio en el que se analizan todas las combinaciones de pares de polos y ranuras posibles para máquinas de tres fases.

El estudio se limitó a máquinas con 3 o 4 pares de polos, dadas las limitaciones de frecuencia del convertidor.

En primer lugar, se identificaron las combinaciones viables. De éstas, se identificaron las máquinas enteras, las fraccionales y de estas últimas, las de devanados concentrados.

En las siguientes tablas se calculan el número de ranuras por polo y por fase de cada máquina y también la periodicidad de cada una de ellas.

Q/p	3	4	
6	0,333	0,250	
9	0,500	0,375	
12	0,667	0,500	
15	0,833	0,625	
18	1,000	0,750	
21	1,167	0,875	
24	1,333	1,000	
27	1,500	1,125	
30	1,667	1,250	
33	1,833	1,375	
36	2,000	1,500	
39	2,167	1,625	
42	2,333	1,750	
45	2,500	1,875	
48	2,667	2,000	
51	2,833	2,125	
54	3,000	2,250	
57	3,167	2,375	
60	3,333	2,500	
63	3,500	2,625	
66	3,667	2,750	
69	3,833	2,875	
72	4,000	3,000	

■ n es múltiplo del número de fases (no realizable)

■ Q es impar y cercano a 2p (unbalanced magnetic pull)

■ la máquina es entera

■ q<0,5 -> Devanados concentrados

Tabla 3-2 Valor de  $q=Q/(2*m*p)$  para combinaciones de p y Q con p=3 y p=4

Q\p	3	4
6	3	2
9	3	1
12	3	4
15	3	1
18	3	2
21	3	1
24	3	4
27	3	1
30	3	2
33	3	1
36	3	4
39	3	1
42	3	2
45	3	1
48	3	4
51	3	1
54	3	2
57	3	1
60	3	4
63	3	1
66	3	2
69	3	1
72	3	4

Tabla 3-3 Valor de  $tp=MCD(Q,p)$  para combinaciones de  $p$  y  $Q$  con  $p=3$  y  $p=4$

A continuación, se analizó el mínimo común múltiplo (mCM) entre el número de ranuras y el número de polos. El valor obtenido mediante este cálculo está relacionado con el armónico fundamental del par de cogging [23], [85], [106]. Por ello, las máquinas fraccionales, debido a su relación entre polos y ranuras, tienden a tener valores más altos de mCM en comparación con las máquinas enteras.

Este fenómeno puede verse en la Tabla 3-4. Aquí, las máquinas enteras, marcadas en rojo, muestran valores muy bajos de mCM en comparación con las fraccionales, en las cuales el mCM aumenta aún más con números de ranuras altos.

En el caso de la máquina p4Q24, puede verse que el valor de mCM es de 24, por lo que tendrá un par de cogging elevado. Si queremos reducir el par de cogging sin cambiar demasiado el diseño, una opción interesante es la combinación p4Q27, la cual tiene un mCM de 216, lo que nos asegura bajos niveles de cogging.

De esta forma, puede optarse por mantener las dimensiones del rotor y modificar el estator, evitando así un rediseño completo. Esto es, habría que calcular las dimensiones de diente y yugo de estator, así como el número de vueltas por fase.

Q/p	3	4
6	6	24
9	18	72
12	12	24
15	30	120
18	18	72
21	42	168
24	24	24
27	54	216
30	30	120
33	66	264
36	36	72
39	78	312
42	42	168
45	90	360
48	48	48
51	102	408
54	54	216
57	114	456
60	60	120
63	126	504
66	66	264
69	138	552
72	72	72

Tabla 3-4 Mínimo común múltiplo entre Q y 2p para combinaciones de p y Q con p=3 y p=4

Finalmente, se analiza el rizado de par electromagnético, el cual se debe a la interacción entre los armónicos de mismo orden de las densidades de flujo del imán y del estator. Los armónicos espaciales de orden 5° y 7° del campo del imán son las principales causas de este efecto, ya que crean el armónico de par de menor orden, el 6°. Para tratar de reducir estos armónicos existen dos opciones:

1. Tratar de eliminar estos armónicos modificando la configuración del rotor y los imanes.
2. Escoger una combinación de ranuras con un factor de devanado bajo para los armónicos de 5° y 7° orden.

En el caso de la máquina con p=4 y Q=24, el factor de devanado con un devanado de una capa es de 1 tanto para el armónico fundamental como para los armónicos de 5° y 7° orden. Esto es la causa del alto rizado de par, ya que existe una componente de orden 6 de gran amplitud.

En las máquinas fraccionales, al ser Q' impar en casi todas ellas, es necesario emplear un bobinado de doble capa para obtener un número igual de conductores positivos y negativos en cada fase.

Si analizamos los factores de devanado a doble capa de orden 1, 5 y 7 para todas las combinaciones anteriores, Tabla 3-5, puede verse que la combinación p=4 y Q=27 tiene un

factor de devanado alto para la fundamental y valores bajos para el 5° y 7° armónico. Esto es, el nivel de par enlazado será alto pero el 5° y 7° armónico apenas enlazarán par, por lo que la componente de 6° orden del par será baja, y con ello el rizado de par.

Q\p	3	4	Q\p	3	4	Q\p	3	4
6		0,866	6		0,866	6		0,866
9	0,866	0,945	9	0,866	0,14	9	0,866	0,06
12		0,866	12		0,866	12		0,866
15		0,951	15		0,173	15		0,111
18	0,866	0,945	18	0,866	0,14	18	0,866	0,06
21		0,953	21		0,182	21		0,124
24		0,866	24		0,866	24		0,866
27	0,945	0,954	27	0,14	0,185	27	0,06	0,129
30		0,951	30		0,173	30		0,111
33		0,954	33		0,187	33		0,131
36	0,933	0,945	36	0,067	0,14	36	0,067	0,06
39		0,954	39		0,188	39		0,133
42		0,953	42		0,182	42		0,124
45	0,9514	0,9545	45	0,173	0,189	45	0,111	0,134
48		0,933	48		0,067	48		0,067
51		0,9546	51		0,1895	51		0,134
54	0,945	0,954	54	0,14	0,185	54	0,06	0,129
57		0,9547	57		0,1898	57		0,1347
60		0,951	60		0,173	60		0,111
63	0,953	0,9547	63	0,182	0,19	63	0,124	0,135
66		0,954	66		0,187	66		0,131
69		0,9548	69		0,19	69		0,135
72	0,949	0,945	72	0,163	0,14	72	0,096	0,06

Tabla 3-5 Factores de devanado a doble capa del orden 1, 5 y 7 para  $p=3$  y  $p=4$ .

Manteniendo el rotor de la topología de imanes interiores con  $p=4$  y  $Q=24$ , y modificando el estator a  $Q=27$  para obtener una máquina fraccional, se ha dimensionado y simulado la máquina. La saliencia obtenida es de 1.4, manteniendo un entrehierro de 1.6mm.

Los resultados obtenidos, comparándolos con el caso anterior se muestran en la Figura 3-19.

Como puede verse, se consiguen unas prestaciones muy similares, a diferencia de que el rizado de par se reduce considerablemente, llegando a valores por debajo del 3%.

Como punto negativo, la corriente aumenta ligeramente, y con ello las pérdidas del cobre. Sin embargo, siguen siendo menores que en los casos con  $p=3$  y  $Q=36$ . Además, hay que resaltar que no se trata de un diseño desde cero, sino de un rediseño a partir de la configuración con  $p=4$  y  $Q=24$ , por lo que es muy posible que se pueda llegar a unos resultados mejores rediseñándola desde la base.

Las pérdidas en los imanes también se ven aumentadas debido a la configuración fraccional de la máquina. Sin embargo, esto no es tan crítico como en el caso de la máquina de

imanes superficiales, ya que el punto de funcionamiento de los imanes está más alejado del codo en las máquinas de imanes interiores.

Con respecto a las pérdidas totales, crecen ligeramente, pasando el rendimiento de un 97.1% a un 96.64%.

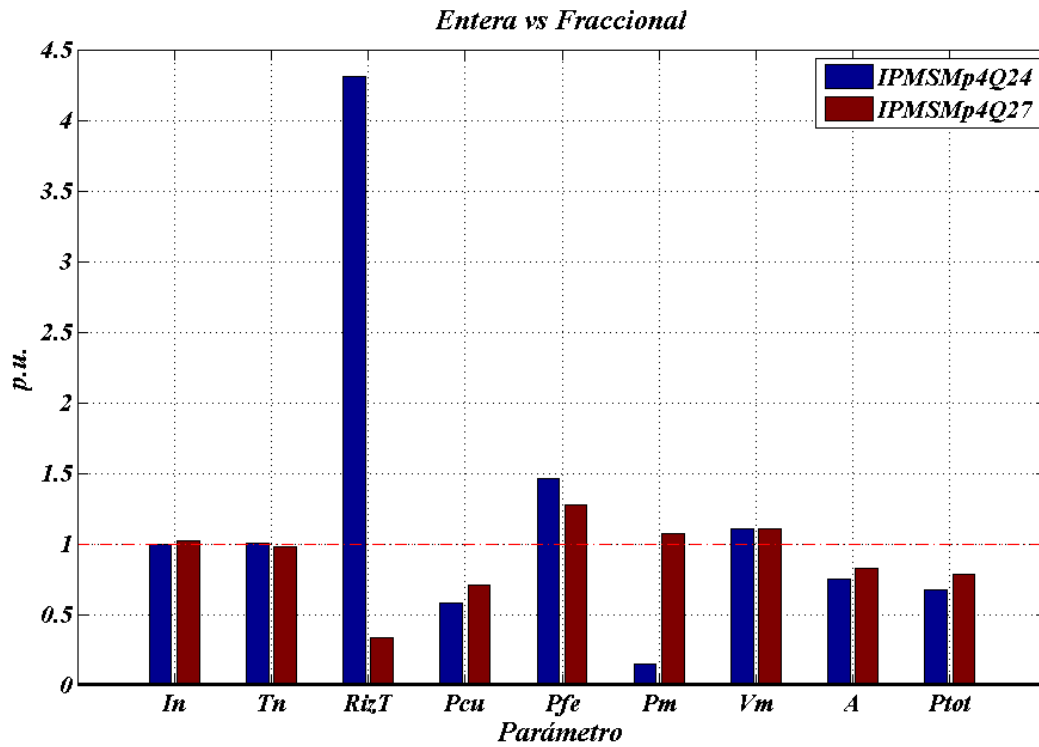


Figura 3-19 Resultados para máquinas de imanes interiores con  $p=4$   $Q=24$  y  $p=4$   $Q=27$  en valores por unidad

### 3.3.4 Conclusiones

Si comparamos los diseños con mejores prestaciones, esto es, la máquina entera de imanes superficiales y la fraccional de imanes interiores, Figura 3-20, puede verse que ambos diseños ofrecen soluciones validas.

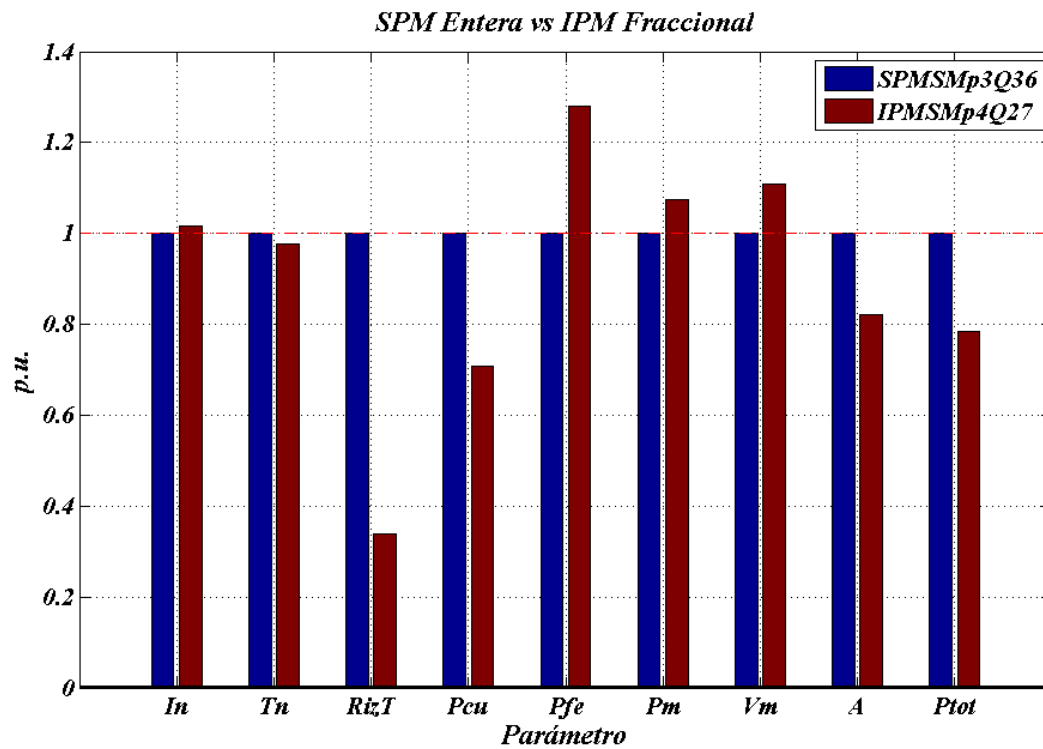


Figura 3-20 Resultados para las máquinas SPMSM p3Q36 y IPMSM p4Q27 en valores por unidad

Por una parte, la máquina de imanes superficiales ofrece mayor nivel de par con un rizado por debajo del 10%. Además, esta geometría es más fácil de analizar y el diseño del rotor es más simple. Sin embargo, debido a su resistencia del cobre, las pérdidas del cobre son bastante elevadas, pudiendo ocasionar problemas de calentamiento.

La segunda máquina por su parte, puede ser una máquina más fría ya que tiene menores pérdidas del cobre y menor densidad de corriente. Además, el rizado de par es especialmente reducido. Por otra parte, los imanes están mejor protegidos por estar insertados dentro del núcleo del rotor, aportando rigidez mecánica y protección ante desmagnetizaciones. Todo esto a costa de un volumen de imán ligeramente mayor y un nivel de par menor. Aunque es importante recordar que no se trata de una máquina dimensionada y optimizada desde cero, por lo que podría llegar a lograrse un nivel de par mayor con un rediseño. Las pérdidas totales son bastante

menores en este caso, con un rendimiento del 96.64% frente al 95.8% en el caso de la máquina superficial.

Para el requisito establecido se concluye:

***Imanes Superficiales:*** Ofrecen la solución más competitiva en cuanto a costo y capacidad de par. Puede optarse por esta topología como solución de referencia.

***Imanes Interiores:*** Su diseño es más complejo y requiere de un mayor esfuerzo de validación teórico/experimental del diseño optimizado. El optar por esta topología debe estar justificado hacia la mejora de la eficiencia, en la necesidad de altos requerimientos en debilitamiento o hacia la facilidad del proceso de fabricación del motor.



### 3.4 Estudio de diseño de PMSMs sin reductora

Si se emplea un accionamiento directo al eje, se evitan las pérdidas mecánicas que generadas por el empleo de reductoras así como el trabajo de mantenimiento que estas requieren.

Las máquinas direct-drive de imanes permanentes, se pueden encontrar en dos vertientes principales, tracción a eje o tracción a rueda.

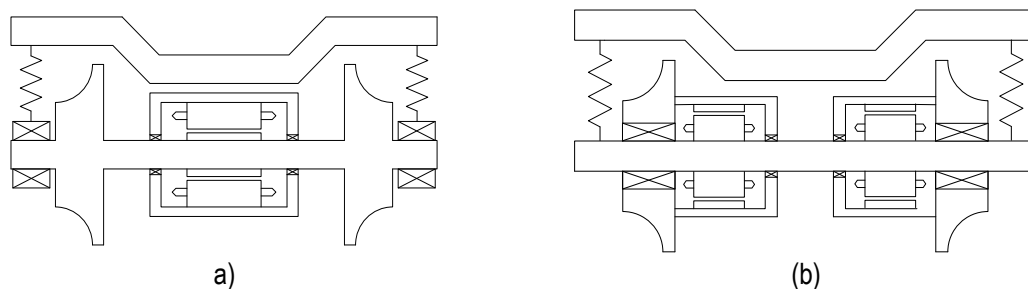


Figura 3-21 Diferentes conceptos de Direct Drive a) tracción a eje b) tracción a rueda

La opción de acoplamiento a rueda, se presta más para el caso de tranvías de piso bajo ya que permite un diseño del bogie más flexible.

En cuanto a las topologías más idóneas para un direct-drive, por un lado tenemos las máquinas de flujo axial, que permiten realizar diseños con diámetros grandes y longitudes cortas. Desde el punto de vista del diseño, son más complejas de analizar ya que son máquinas en las que el flujo se cierra en las tres dimensiones. Desde el punto de vista constructivo, presentan dificultades a la hora de balancear las fuerzas de atracción entre discos. Este problema es solventado en parte con el uso de estructuras simétricas con múltiples estator/rotor de manera que las fuerzas a un lado y al otro se compensen. Sin embargo requieren de un montaje mecánico muy fino. Por otro lado, el laminado de este tipo de máquinas no es una tecnología madura ya que se debe de hacer al estilo de los “tape wound transformer” (en espiral).

Por otro lado, están las máquinas de flujo transversal, que presentan una mayor capacidad de par por unidad de volumen. Sin embargo, debido a su alto flujo de fugas requiere de un dimensionado del convertidor mayor, lo que repercute negativamente en el costo del accionamiento.

Finalmente, las máquinas radiales son las máquinas que más nos encontramos tanto en productos comerciales como en trabajos de investigación. Son las que mayor simplicidad constructiva y facilidad de análisis ofrecen y, sobre todo las máquinas de imanes superficiales,

tienen un alto aprovechamiento del campo del imán, lo que contribuye a la reducción del volumen de la máquina.

El diseño de una máquina direct-drive difiere del de una máquina con reductora en que si bien las dos máquinas han de dimensionarse para un mismo nivel de potencia, el empleo de la tecnología direct-drive requiere de un gran esfuerzo en el diseño, ya que al no emplear reductora la máquina deberá funcionar a bajas velocidades, lo que supone un gran número de pares de polos, y a altos niveles de par, lo que implica altos niveles de corriente. Esto probablemente implique que la máquina tenga que ser fraccional, o sea, que el número de ranuras por polo por fase no sea entero.

Cuando se trata de máquinas multipolares, realizar un diseño con devanados enteros supone ir a un número alto de ranuras. Por ejemplo para una  $q=1$  y  $p=22$ , tendríamos 132 ranuras. Para reducir el rizado de par se suele tender a una  $q$  de al menos  $q=2$ , lo que aumentaría el número de ranuras hasta un número que dificultaría sobremanera el devanado de la máquina.

Empleando una  $q$  fraccional, podemos obtener devanados trifásicos válidos con un número de ranuras más reducido. Los devanados fraccionales suelen tender a tener un rizado de par bastante limitado. Sin embargo se caracterizan por aumentar las pérdidas en los imanes. Esto es debido al alto contenido armónico de este tipo de devanados que giran de manera asíncrona respecto al rotor. En la siguiente figura podemos ver la comparación de un devanado con  $q=1$  y  $q=0.909$  y la presencia de armónicos fraccionales.

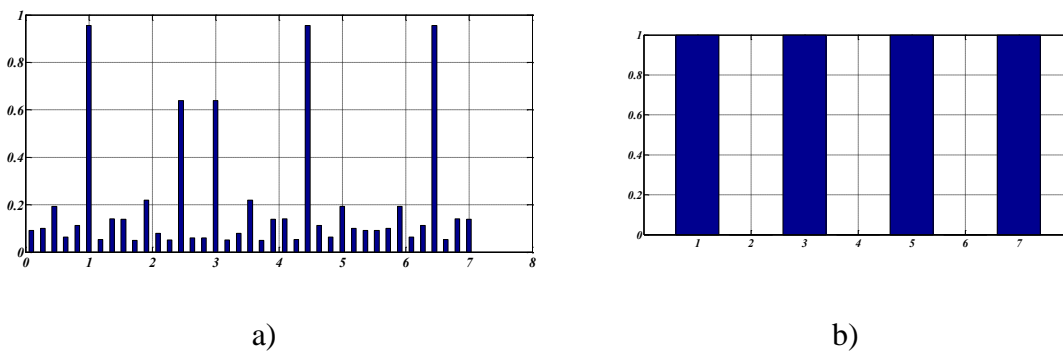


Figura 3-22 Armónicos de devanado (a) fraccional (b) entero

Los devanados concentrados son una subfamilia de los devanados fraccionales. La mayor peculiaridad de ellos es que el devanado resultante está concentrado en un diente en forma de bobina a diferencia de la clásica bobina diametral.

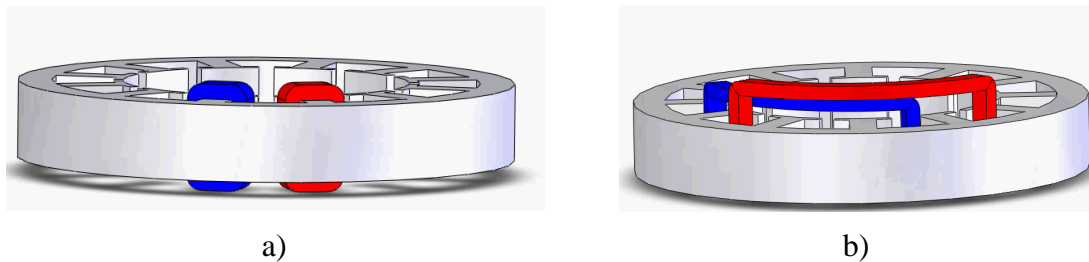


Figura 3-23 Devanado (a) concentrado (b) diametral

Este tipo de devanados, reducen mucho las cabezas de bobina por lo que la máquina resultante es más compacta y las pérdidas del cobre son menores. Los devanados concentrados, tienen una  $q < 1$  por lo que el número de ranuras es muy pequeño. Hay una combinación especialmente interesante,  $q = 0.5$ . Esta combinación tiene devanado concentrado mientras que no presenta ningún armónico fraccional. Como contrapartida, el aprovechamiento del campo imán es menor que en las máquinas de  $q = 1$ , aproximadamente un 15% menor. Sin embargo presenta rizados de par menores (un 15% también).

Por ello es una combinación muy interesante que nos permite:

- Menor número de ranuras
- Devanados concentrados: Máquina más compacta, menores pérdidas
- Rizados moderados de par

A costa de:

- Menor aprovechamiento del imán

Además, debido a las altas corrientes y al hecho de funcionar a tan bajas velocidades, se deberá recurrir a la refrigeración líquida para poder evacuar el calor.

Con todo esto, el diseño de una máquina direct-drive no es más que una variante concreta de los casos anteriores, con la particularidad de que habrá que hacer las siguientes suposiciones:

- Niveles altos de par y con ello **corrientes altas**
- Baja velocidad por lo que requerirá un **alto número de pares de polos**
- **Máquina fraccional**, debiendo considerar firmemente los devanados concentrados

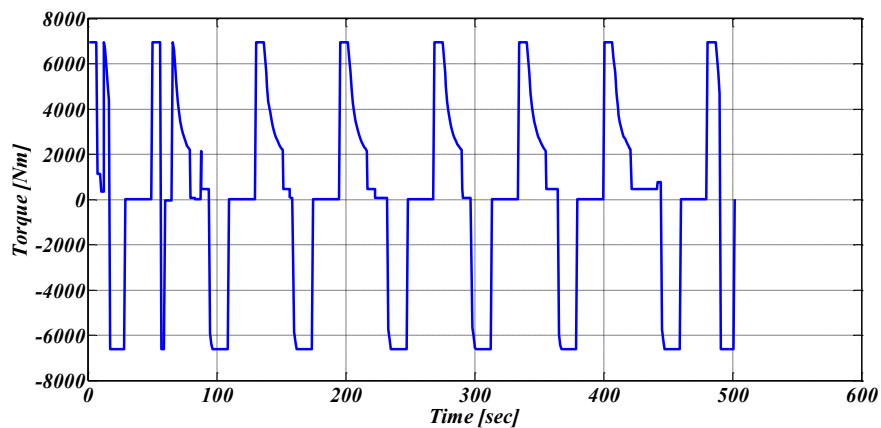
- **Alta densidad de corriente**
- **Refrigeración líquida**
- **Máquina muy saturada**, funcionando al límite de saturación de la chapa
- **Imanes de alta inducción magnética**, para minimizar la carga eléctrica

Además, por tratarse de máquinas con efectos de saturación muy pronunciados y densidades de corrientes tan altas, el análisis en FEM y el análisis térmico son de vital importancia y gran parte del esfuerzo deberá centrarse en estas fases.

### 3.4.1 Ejemplo de diseño de un motor sin reductora

En este apartado se muestra un breve ejemplo de diseño de una máquina de tracción para una aplicación ferroviaria sin reductora.

El diseño de las máquinas de tracción ferroviaria, como se ha mencionado anteriormente, se realiza para un recorrido dado suficientemente representativo como para generalizar el diseño.



*Figura 3-24 Recorrido empleado en el diseño*

Del recorrido y con el dato de la velocidad, podemos obtener la curva par velocidad que se utilizará para la obtención del punto nominal de diseño del motor.

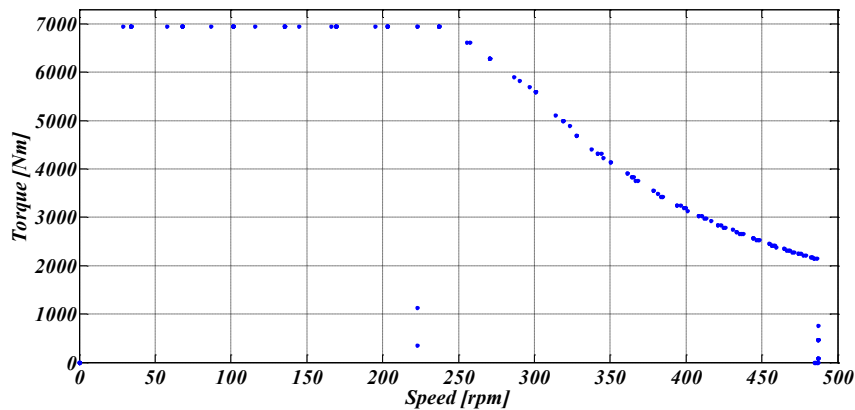


Figura 3-25 Curva par velocidad

La topología seleccionada para el diseño del motor ha sido la radial. En concreto se ha optado por una máquina de imanes superficiales (SPM) ya que el aprovechamiento del campo es mayor, lo que contribuirá a la reducción del volumen de la máquina.

La tensión de fase disponible del convertidor será de 660V, por lo que tendremos 381V de fase.

En cuanto a la elección del número de pares de polos, la frecuencia de alimentación de los motores de tracción, ronda los 70 Hz nominales debido a limitaciones tanto en la electrónica de potencia como en el control. Por ello tenemos que irnos hasta los 22 pares de polos para obtener una frecuencia semejante; 78 Hz a 214 rpm.

Una vez seleccionado el número de pares de polos, estamos en situación de seleccionar el número de ranuras del diseño. En este punto, existen varias opciones de diseño.

- Devanados enteros
- Devanados fraccionales
- Devanados fraccionales con devanados concentrados

La combinación con  $q=0.5$  y 22 pares de polos tiene 66 ranuras y es la combinación que se ha empleado en el diseño. Por otro lado el factor de relleno que se ha supuesto para el devanado (ratio entre sección de ranura y sección de cobre neta) es de 0.5. Es decir, debido a las dificultades de inserción de las bobinas en las ranuras únicamente se aprovecha el 50% del espacio disponible en cada ranura.

Se han empleado imanes de Neodimio N48 con una remanencia de 1.4T. Un diseño tan compacto como este requiere del uso de imanes de alto grado para minimizar en la medida de lo posible la carga eléctrica.

Para el sistema de refrigeración, se ha optado por una carcasa con canales en espiral.

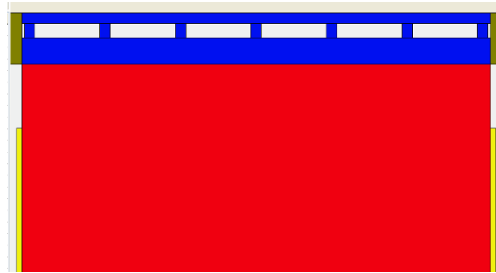


Figura 3-26 Refrigeración líquida con canales en espiral

Con este tipo de refrigeración, aumentamos la superficie de contacto con el estator para obtener una refrigeración más efectiva. Tanto la anchura como la altura de los canales de refrigeración serán un parámetro del dimensionado que nos fijarán las caídas de presión y caudal del sistema de refrigeración.

En cuanto a la longitud de la máquina y considerando que los requerimientos volumétricos son bastante limitantes, se ha optado por un planteamiento mecánicamente compacto empleando rodamientos de SKF especiales para tracción ferroviaria que integran el encoder. Siendo la longitud total de un rodamiento 22.7 m, se necesitarían 45.4 mm para dos rodamientos.

Con los requisitos de dimensiones de la refrigeración y de las partes mecánicas se define la longitud y diámetro activo, disponiendo de los siguientes requisitos:

Parámetro	Símbolo	Dimensión
Par nominal	$T_n$	6950 Nm
Velocidad nominal	$N_n$	214 rpm
Corriente máxima	$I_{max}$	350 A
Diámetro exterior	$D_{se}$	500 mm
Longitud efectiva	$L_e$	180 mm
Tensión eficaz de fase máxima	$V_f(eff)$	381V
Pares de polos	$p$	22
Número de ranuras	$Q$	66
Factor de relleno de la ranura	$K_{fill}$	0.5
Remanencia magnética del imán	$B_r$	1.4T
Permeabilidad relativa del imán	$\mu_r$	1.09

Tabla 3-6: Requisitos de diseño de la máquina

Con estos requisitos, aplicando la metodología de diseño propuesta en esta tesis, se han obtenido las dimensiones internas de la máquina.

Las simulaciones en elementos finitos, permiten validar el prediseño realizado en base a ecuaciones analíticas básicas. Las ecuaciones analíticas no permiten tener en cuenta efectos no lineales como pueden ser saturaciones etc. En la siguiente figura se muestra el modelo que se ha empleado en las simulaciones.

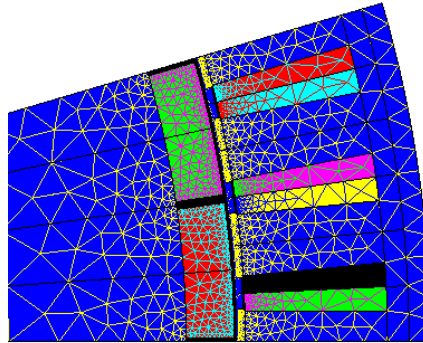


Figura 3-27 Modelo de la máquina en FEM

El campo magnético es más rectangular de lo habitual. Esto es otro efecto de la saturación que hace que el efecto de la ranura sea menos acusado. Con los imanes seleccionados, el campo en el entrehierro es de alrededor de 1.25T.

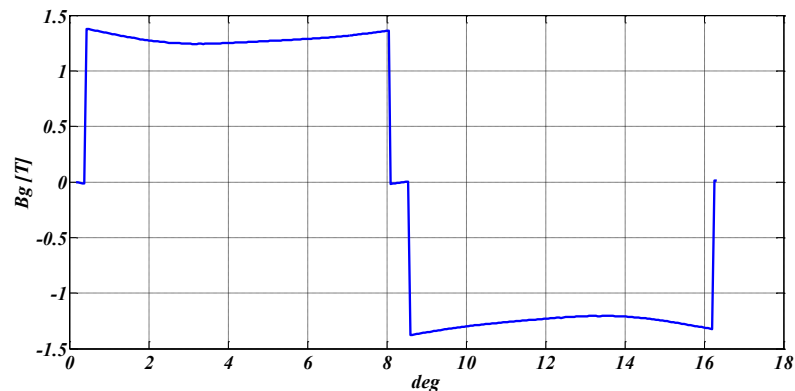


Figura 3-28 Campo en el entrehierro

En la siguiente figura vemos la inducción en el estator de la máquina diseñada. El campo magnético ronda los 2T, valor relativamente alto. Esto es debido a que las restringidas dimensiones de la máquina exigen un diseño muy cercano a la saturación de los materiales magnéticos empleados.

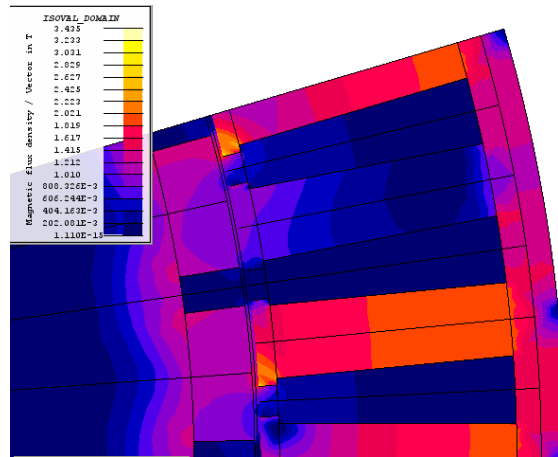


Figura 3-29 Inducción de la máquina

Las simulaciones FEM también nos permiten entender el comportamiento de la máquina con más facilidad. La inductancia de la máquina es relativamente alta. No suele ser común encontrarse con inductancias altas en topologías de imanes superficiales ya que el imán, desde el punto de vista del devanado, es semejante al aire. Esto hace que el entrehierro equivalente que ve el devanado sea relativamente alto lo que disminuye la inductancia. La razón de esta inductancia alta se puede ver en la siguiente figura.

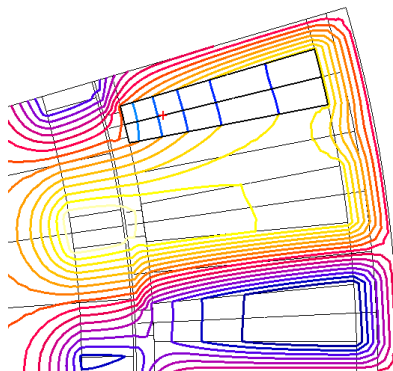


Figura 3-30 Líneas de campo en el estator

Debido a que las ranuras están especialmente juntas, hay bastantes líneas de campo que atraviesan el devanado directamente por la ranuras. La inductancia de fugas por la ranura es alta lo que aumenta la inductancia total. Una inductancia de fugas de la ranura tiene una clara ventaja y es que podemos debilitar campo sin afectar al punto de magnetización del imán. Sin embargo también tiene una desventaja muy grande y es que el campo de fuga no crea par pero si satura el estator haciendo más difícil tener mucho flujo de imán para reducir la corriente.



Con todo esto, el diseño cumple las especificaciones. En la siguiente tabla, podemos ver la característica del motor en 3 puntos de funcionamiento: a par máximo-velocidad nominal, a par térmico o rms y a velocidad máxima.

	Par máximo	Térmico	Velocidad máxima
<b>T [Nm]</b>	6960	4900	3055
<b>n [rpm]</b>	214	214	482
<b>f [Hz]</b>	78.46	78.46	176.73
<b>In [A]</b>	253	157	158.11
<b>VL [V]</b>	591	539	645
<b><math>\eta</math></b>	77%	86%	89.39%
<b>cos fi</b>	0.7	0.9	0.976

Tabla 3-7: Placa de características del motor en diferentes puntos de funcionamiento.

El objetivo de diseño era de llegar a un 90% de eficiencia dando el par térmico. Esto penaliza la eficiencia que se obtiene al par máximo. Desde un punto de vista térmico, las pérdidas del cobre durante el recorrido disminuyen optimizando la eficiencia al par térmico pese a que la eficiencia al par nominal resulta más baja.

Como se ve en la tabla, no se ha obtenido la eficiencia esperada. Siendo una máquina tan compacta, la saturación del circuito magnético es elevada lo que ha disminuido la eficiencia del punto de funcionamiento.

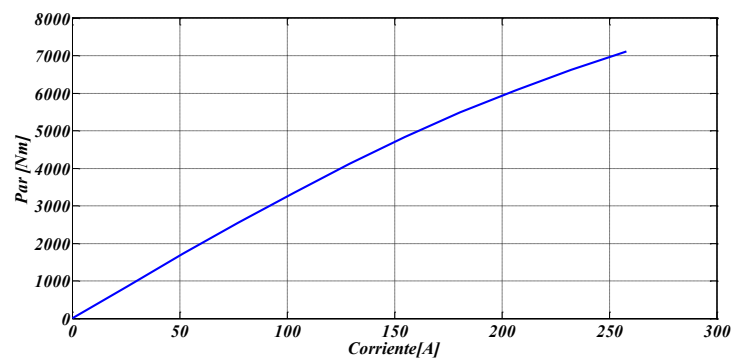


Figura 3-31 Curva Par-Corriente

La curva de Par Vs corriente se satura debido al alto campo magnético del estator por lo que es necesario inyectar más corriente para alcanzar el par requerido. Esta corriente extra reduce la eficiencia y por lo tanto aumenta el calentamiento. Además, esta disminución del par por unidad de corriente dificultará la evacuación de calor en la máquina ya que las pérdidas han aumentado.

Para la validación térmica del diseño, se ha empleado MotorCad. Con un análisis en régimen estacionario se analiza la temperatura de los diferentes elementos cuando estas se han estabilizado sin importar el tiempo que tarda en llegar esta situación de estabilidad. Por lo tanto no es realista hacer este tipo de análisis con las pérdidas de par máximo ya que el motor nunca estará desarrollando el par máximo de forma permanente.

El análisis transitorio en cambio permite definir ciclos de pérdidas partiendo de recorridos de par. De esta manera podemos obtener las temperaturas del motor para el recorrido de par que hemos definido en el diseño magnético.

La evaluación térmica de la máquina se ha realizado en dos etapas:

- Etapa de análisis en régimen estacionario: En esta etapa se ha considerado que la máquina está funcionando a par térmico. Con las pérdidas correspondientes a este par se ha realizado un estudio en régimen estacionario. Este análisis nos ha permitido de una manera ágil estudiar la influencia de diferentes parámetros en la evacuación de calor. El diseño presentado en la sección anterior es el resultado de combinar las simulaciones FEM con este análisis en régimen permanente.
- Etapa de análisis en régimen transitorio: Una vez validado el diseño electromagnéticamente para el par máximo (sección anterior) y térmicamente para el par eficaz, se ha validado el diseño térmicamente para el recorrido de par Vs tiempo.

Para el par rms de la máquina, se han calculado las pérdidas del cobre y se han estudiado las temperaturas de la máquina. Se ha supuesto que la temperatura del exterior es de 40°C. En la siguiente figura podemos ver el circuito térmico.

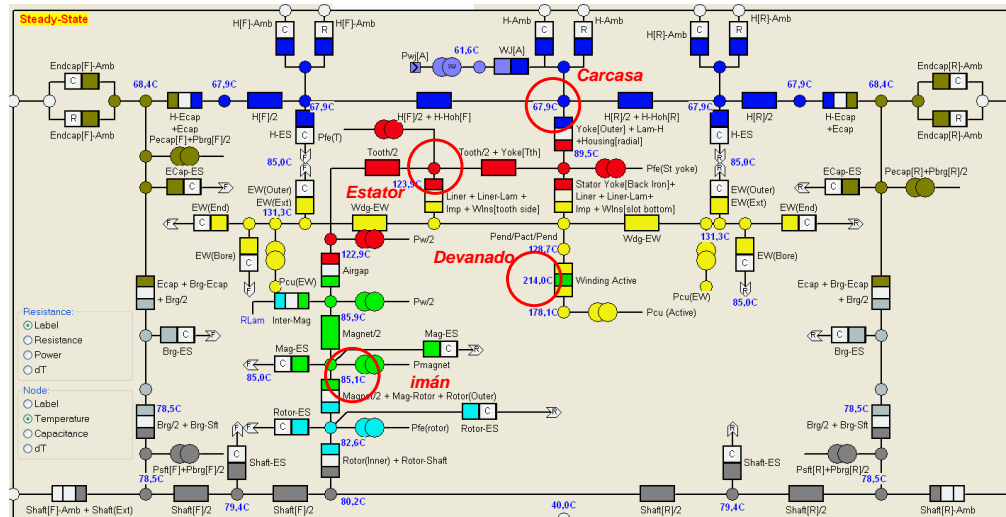


Figura 3-32 Temperaturas de la máquina en régimen estacionario

Se han subrayado los puntos clave del diseño. En cuanto al devanado, este cumple con la temperatura correspondiente a un clase 200 ya que el diferencial de temperatura es de 175°. El imán está a 85° por lo que el imán apenas perderá campo remanente, con lo que las prestaciones de la máquina se mantendrán. La carcasa de la máquina se encuentra a 68° que corresponde a la parte más fría de la máquina junto con el eje.

Por lo tanto la máquina queda validada para el par térmico. En la siguiente tabla se muestran las temperaturas de diferentes zonas del motor.

Imán	85.1°C
Cobre	214°C
Diente de estator	123.5°C
Yugo de estator	89.5°C
Carcasa	67.9°C
Tapas	68.4°C

Tabla 3-8: Temperaturas en diferentes zonas de la máquina 40° exterior

Una vez que validado el régimen permanente, se introducido el ciclo de pérdidas en el recorrido del tren para analizar el transitorio de las temperaturas. Se han simulado 5 ciclos completos para llegar a un régimen permanente. En la siguiente figura se muestran las temperaturas.

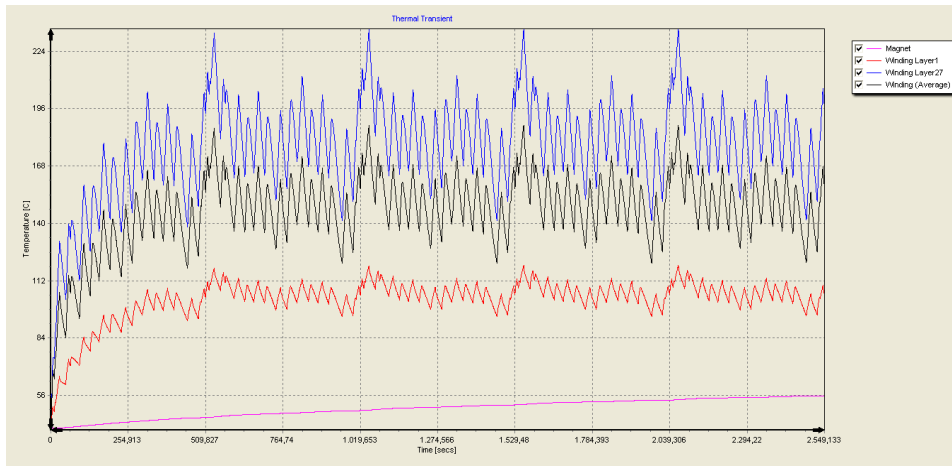


Figura 3-33 Temperaturas en 5 ciclos de recorrido

La temperatura de los imanes incluso no ha acabado de converger pero se ve como su pendiente se ha reducido bastante en torno a los 56°. El devanado tiene diferente temperatura dependiendo de cuanto de profundo se mide en la ranura. La temperatura máxima llega hasta los 224° en periodos cortos de tiempo. Estos resultados también confirman que la máquina cumple con la clase 200.

Por lo tanto el motor queda validado térmicamente frente al recorrido del tren.

### ***3.5 Conclusiones***

En este apartado se han desarrollado las estrategias de diseño para las dos topologías de máquinas de imanes permanentes de flujo radial, las de imanes superficiales y las de imanes interiores.

Estas estrategias de diseño se han aplicado al estudio de aplicaciones con reductora. Con un ejemplo de aplicación de tranvía, se han comparado las topologías de imanes superficiales y la de imanes interiores. Indicar que es difícil generalizar el estudio a cualquier aplicación, pero se puede concluir que la solución de imanes superficiales ofrece unas mejores prestaciones generales. La solución de imanes interiores debe ser debidamente optimizada para ofrecer una solución competitiva. Aspectos que se podrían mejorar con las máquinas de imanes interiores serían: mejorar la eficiencia, facilitar el proceso de fabricación del motor, ofrecer altos requerimientos de debilitamiento.

La estrategia de diseño se ha aplicado a una solución direct-drive, donde se requiere de de una configuración multipolar. Para ello, la solución con un diámetro limitado del estator viene de la mano de usar un devanado fraccional con un número reducido de ranuras con respecto al número de polos. En este tipo de devanados con pocas ranuras por polo no es aconsejable el uso de imanes interiores debido a que producirán importantes pérdidas en el rotor (chapa e imanes). Empleando la solución de imanes superficiales y devanados concentrados se ha abordado el diseño electromagnético-térmico de un motor para aplicación ferroviaria. Se han cumplido con las importantes restricciones volumétricas necesitándose para ello de una refrigeración líquida.

Como conclusión de este tipo de aplicación, destacar que las herramientas electromagnéticas/térmicas desarrolladas en esta tesis son válidas para las aplicaciones direct-drive. En el caso de la aplicación direct-drive la necesidad de un diseño acoplado térmico/electromagnético se muestra imprescindible. Asimismo, es necesario un diseño conjunto mecánico/eléctrico que permite optimizar las dimensiones del motor.



## Capítulo 4.

### **DISEÑO DE UN PROTOTIPO**

---

*En este capítulo se diseña y se analiza mediante simulación un prototipo de imanes superficiales que cumple con unos requisitos definidos para un tranvía.*

*Para ello se sigue la metodología de diseño definida en los apartados anteriores. Este prototipo servirá para validar la metodología de diseño desarrollada.*

## 4.1 Requerimientos de la máquina

Se va a realizar un diseño de una máquina de tracción para un ejemplo de tranvía. A partir de los datos del tranvía en operación normal se han obtenido las gráficas de par, potencia y tensión respecto a la velocidad:

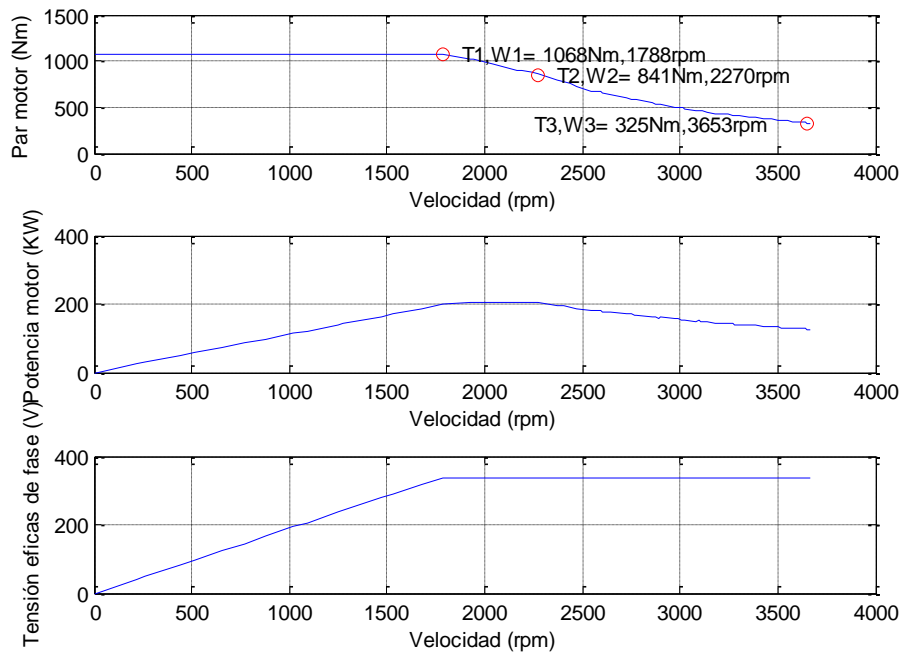


Figura 4-1 Gráficas de par-velocidad, potencia-velocidad y tensión-velocidad

Se especifica que la corriente no debe superar los 350 A eficaces para un correcto funcionamiento del convertidor.

En cuanto a la tensión de catenaria, se dispone de un valor medio de 750V. Trabajando el motor a plena onda, la tensión de alimentación del motor será:

$$V_f(ef) = \frac{2}{\pi} V_{catenaria} \frac{1}{\sqrt{2}} = 337.6186V \quad (4-1)$$

Para obtener el número de pares de polos, se establece una frecuencia máxima del convertidor de 200Hz. Sabiendo, de la Figura 4-1, que la velocidad máxima es de 3650rpm, puede obtenerse un número de pares de polos a partir de:

$$f_{max} = \frac{n_{max}p}{60} < 200Hz \quad (4-2)$$



De aquí se obtiene que el número de pares de polos tenga que ser menor o igual a tres. En nuestro caso, se ha escogido  $p=3$ .

Para que la máquina tenga un devanado entero, el número de ranuras debe ser múltiplo de 18. Teniendo en cuenta que a mayor número de ranuras menor será el par de cogging pero considerando las limitaciones de fabricabilidad, se ha escogido un número de ranuras de  $Q=36$ , con lo que se tiene una  $q=2$ .

Esta configuración, devanando la máquina a una sola capa, nos da un factor de devanado de 0.9659, con lo que el nivel de aprovechamiento del campo del imán es alto.

Además, se considera un factor de relleno de la ranura (ratio entre sección de ranura y sección de cobre neta) del 0.4. Es decir, que debido a las dificultades de inserción de las bobinas en las ranuras únicamente se aprovecha el 40% del espacio disponible en cada ranura.

En cuanto a los imanes, se han escogido de NdFeB, grado 40, clase Ultra High (UH). Estos imanes tienen una temperatura máxima de funcionamiento recomendada de  $180^{\circ}\text{C}$ . Si bien en frío tienen una  $B_r=1.26\text{T}$ , el dimensionamiento de la máquina se realizará suponiendo una temperatura de los imanes en régimen continuo de  $150^{\circ}\text{C}$ , por lo que se dispondrá de una  $B_r=1.1\text{T}$ .

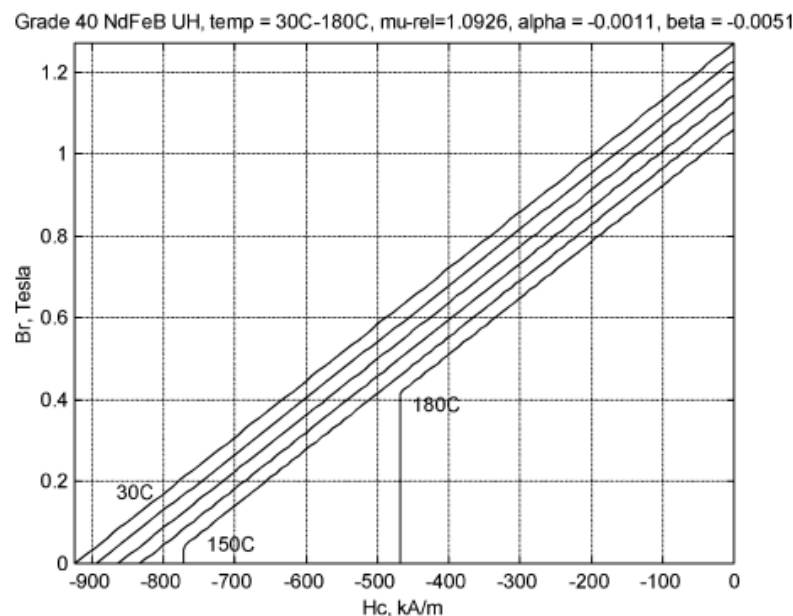


Figura 4-2 Curva característica del imán NEO 40 UH

En resumen, las especificaciones de la máquina se muestran en la siguiente tabla:

Parámetro	Símbolo	Dimensión
Par nominal	$T_n$	1068 Nm
Velocidad nominal	$w_n$	187.23 rad/s
Tensión de catenaria	$V_{DC}$	750 V
Corriente máxima	$I_{max}$	350 A
Diámetro de la rueda	$D_w$	0.55 m
Coefficiente de la reductora	$i$	5.44
Diámetro exterior	$D_{se}$	295 mm
Longitud efectiva (con factor de apilamiento de 0.97)	$L_e$	374 mm
Tensión eficaz de fase máxima	$V_f(eff)$	337.62 V
Pares de polos	$p$	3
Número de ranuras	$Q$	36
Factor de relleno de la ranura	$K_{fill}$	0.4
Remanencia magnética del imán	$B_r$	1.1T
Permeabilidad relativa del imán	$\mu_r$	1.09

Tabla 4-1: Requisitos de diseño de la máquina

El diámetro exterior y la longitud efectiva son las dimensiones máximas del paquete magnético, que se obtienen restando las dimensiones de las partes no efectivas de la máquina al hueco disponible en el bogie.

## 4.2 Parámetros de ajuste

Como ya se ha dicho antes, los parámetros de ajuste son parámetros que debe de fijar el diseñador en base a sus criterios y objetivos.

Tras varias iteraciones de dimensionado analítico y FEM, los valores escogidos para estos parámetros se muestran en la siguiente tabla:

Parámetro	Símbolo	Dimensión
<b>Campo de saturación del diente</b>	$B_{satd}$	1.22 T
<b>Campo de saturación del yugo</b>	$B_{saty}$	1.77 T
<b>Pérdidas en el hierro</b>	$P_{fe}$	1000 W
<b>Longitud del entrehierro</b>	$g$	2 mm
<b>Rendimiento</b>	$\eta$	0.9
<b>Factor de potencia</b>	$\cos(\varphi)$	0.9
<b>Número de vueltas por fase</b>	$N_{ph}$	30 vueltas
<b>Densidad de corriente</b>	$\Delta$	10 A/mm <sup>2</sup>
<b>Ratio entre el spán del imán y el paso polar</b>	$\alpha_i$	0.84

Tabla 4-2: Requisitos de diseño de la máquina

Los criterios de elección de estos valores se describen a continuación:

Los niveles de campo de saturación de diente y yugo,  $B_{satd}$  y  $B_{saty}$ , se establecen bajo la premisa de que se sabe que se va a tener una máquina trabajando a altos niveles de campo, debido al alto requerimiento de densidad de par de la aplicación.

Las pérdidas del hierro se estiman de forma aproximada a partir de las características de la chapa escogida, en nuestro caso es de la clase 330-65 A, y un volumen de chapa estimado.

En cuanto al entrehierro,  $g$ , este se escoge teniendo en cuenta que los imanes irán cubiertos por un por un cilindro de fibra de vidrio de alrededor de 1mm de grosor. A esto habría que añadirle 1mm más, que para máquinas de estos tamaños se considera un tamaño adecuado para evitar problemas mecánicos.

El rendimiento y el factor de potencia se fijan en 0.9 como punto de partida.

El número de vueltas por fase se fija como se explica en 3.1.2.1, fijando un valor mínimo y máximo de  $D_{si}$ .

El valor de la densidad de corriente se escoge en función del tipo de ventilación empleada. En la siguiente tabla se muestran unos valores aproximados que pueden ayudar a la hora de la elección.

Sin refrigeración	Ventilador	Refrigeración Líquida
<6 A/mm <sup>2</sup>	<15 A/mm <sup>2</sup>	<30 A/mm <sup>2</sup>

Tabla 4-3: Densidades de corriente máximas para distintos tipos de refrigeración [107]

Finalmente, la elección del valor de  $\alpha_i$  se hace para minimizar el rizado de par generado por el campo del imán. En la expresión analítica del campo en el entrehierro, aparece el siguiente término [23]:

$$\frac{\sin\left(k\alpha_i \frac{\pi}{2}\right)}{k} \quad (4-3)$$

Donde,  $k$  es el orden del armónico.

Se sabe que solo los armónicos impares no múltiplos de 3 aparecen en el par, siendo el de orden  $k=1$  el que crea la componente continua del par [89]. Por ello, si graficamos estos valores para las primeras 5 órdenes, podemos ver que con un  $\alpha_i$  de entre 0.8 y 0.85, la componente fundamental será alta mientras que las dos principales componentes que generan rizado, la 5ª y la 7ª, tendrán valores bajos.

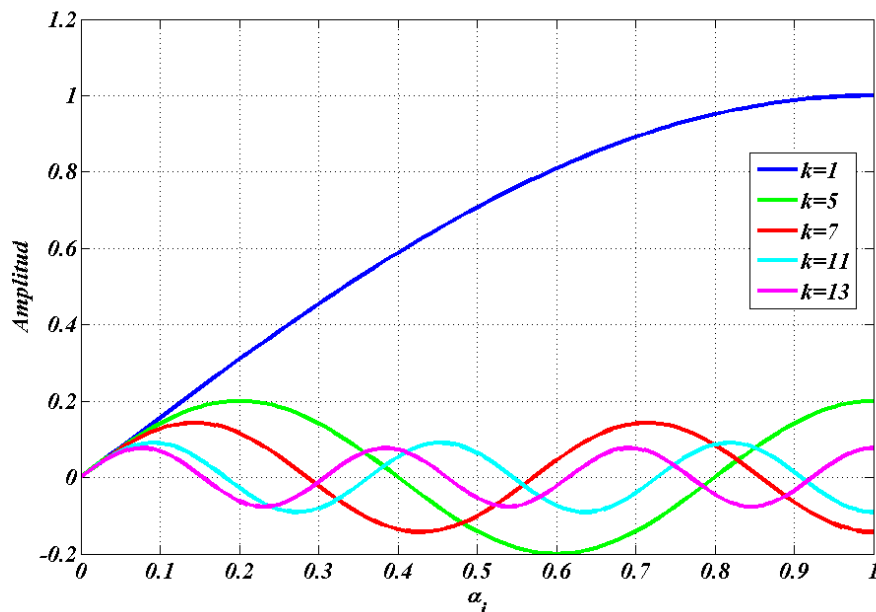


Figura 4-3 Influencia de  $\alpha_i$  en el campo del entrehierro y el par

### 4.3 Prediseño analítico

Una vez definidos todos los parámetros de entrada, se ejecuta el programa de cálculo analítico y se obtienen las dimensiones internas del motor y sus prestaciones. En la siguiente tabla se resumen las prestaciones obtenidas:

Parámetro	Símbolo	Dimensión
Tensión eficaz de fase	$V_{\text{fase}}$	313.74 V
Tensión de línea	$V_{\text{Linea}}$	543.41V
Corriente nominal de alimentación	$I_n$	242.94 A
Flujo magnético en los imanes	$\Psi_{\text{PM}}$	0.488 Wb
Pérdidas en el cobre	$P_{\text{cu}}$	6.827 KW
Rendimiento	$\eta$	96.23
Factor de potencia	Pf	0.9054
Inductancia del devanado	$L_s$	0.98 mH
Resistencia del devanado (20°C)	$R_{s0}$	25.58 mΩ
Resistencia del devanado (150°C)	$R_s$	38.56 mΩ
Amplitud de la fundamental del campo en el entrehierro	$\hat{B}_{g1}$	1.06 T

Tabla 4-4: Estudio analítico de las prestaciones de la máquina

## 4.4 Análisis en FEM

El siguiente paso es simular la máquina en el software FEM, en nuestro caso Flux2D de Cedrat, para analizar sus prestaciones, pero esta vez teniendo en cuenta los efectos de saturación. Con esto, las prestaciones de la máquina se verán degradadas con respecto a las obtenidas analíticamente. Si los resultados se alejan mucho de los obtenidos en el prediseño, esto es, si los efectos de la saturación, que como ya hemos dicho antes, es bastante alta en esta aplicación, son mayores que los supuestos, habrá que volver al prediseño y modificar los parámetros de ajuste. Si, por el contrario, estamos cerca de lo estimado, habrá que hacer pequeños cambios en las dimensiones geométricas e incrementar la corriente ligeramente para compensar la saturación. Esto puede verse en el esquema de la metodología de diseño que se muestra en la Figura 2-1. Por ello, en un las primeras etapas de diseño existirá una gran interacción entre las dos primeras fases, y a medida que nos acercamos al diseño deseado, será suficiente con iterar únicamente en el módulo de FEM. En esta tesis únicamente se muestran los resultados obtenidos en las últimas iteraciones de cada fase.

De esta forma, simulando la máquina obtenida del prediseño analítico en FEM, se obtienen los siguientes resultados:

	Circuito abierto	Carga
$B_d$ [T]	1.19	1.62
$B_y$ [T]	1.71	1.73
$T_n$ [Nm]	-	1012
$\Delta T$ [%]	-	8
$\hat{B}_{g1}$ [T]	-	1.05

Tabla 4-5: Análisis de las prestaciones en FEM

En primer lugar, si analizamos los valores de campo en el diente y el yugo en vacío, estos se acercan mucho a los definidos en el prediseño, estando ligeramente por debajo. Una vez introducida la carga nominal en cambio, el valor del campo en el diente crece considerablemente. Este aumento del campo en carga es la razón por la que se ha elegido un campo de saturación menor en el diente a la hora de hacer el prediseño y es una muestra de la interacción que existe entre las dos etapas.

Por otra parte, tenemos un par de 1012Nm, que es 5,5% menor a los 1068Nm requeridos, mientras que el rizado se mantiene por debajo del 10%.

Por último se observa que la amplitud de la componente fundamental del campo en el entrehierro es de 1,05T, frente a los 1,06T calculados de forma analítica. Este valor es importante, ya que es directamente proporcional al nivel de par.

En esta última iteración, el objetivo ha sido aumentar el nivel de par para que la diferencia con respecto a los 1068Nm requeridos sea menor al 5%. Para ello se han realizado los siguientes ajustes:

- Se ha aumentado la altura del yugo en un 6,77%. De esta forma, la saturación del yugo en carga disminuirá, obteniendo un nivel mayor de par.
- Para compensar este aumento de yugo que conlleva un aumento de la densidad de corriente por disminuirse el área de ranura, se han reducido la anchura del diente y el diámetro interior de estator muy ligeramente. En concreto un 0.8% y un 0.21% respectivamente.
- Se ha aumentado la corriente en un 0.84%. Se trata de minimizar el aumento de corriente para que las pérdidas del cobre no aumenten demasiado.
- Se ha aumentado la altura del imán en un 2.8%. De esta forma, se logrará un campo en el entrehierro ligeramente mayor.

Los resultados obtenidos tras esta última optimización se muestran a continuación:

	Circuito abierto	Carga
$B_d$ [T]	1.214	1.66
$B_y$ [T]	1.62	1.635
$T_n$ [Nm]	-	1031
$\Delta T$ [%]	-	7.6
$\hat{B}_{g1}$ [T]	-	1.055

Tabla 4-6: Análisis de las prestaciones en FEM tras la optimización

Como puede verse, mediante los cambios, se ha logrado obtener un campo menor en el yugo en carga, prácticamente igualándolo al valor del campo en el diente. Además, se ha logrado aumentar el campo en el entrehierro ligeramente. Esto repercute directamente en el nivel de par, que ha aumentado, siendo ahora únicamente un 3.6% menor al establecido en los requerimientos. Además, también se ha logrado disminuir ligeramente el nivel del rizado de par.

La siguiente imagen muestra una captura en Flux de la geometría y su densidad de flujo para una carga eléctrica dada:

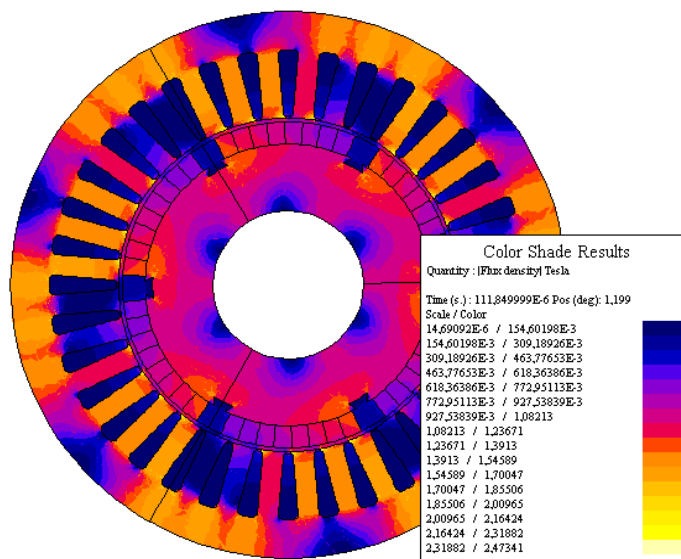


Figura 4-4 Captura de la geometría en Flux

Y en la siguiente tabla se muestra un análisis más extenso de los resultados obtenidos tras la optimización en FEM, los cuales, como puede verse, se acercan bastante a los obtenidos en el prediseño analítico, al tratarse ya de las últimas iteraciones.

Parámetro	Símbolo	Dimensión
Par nominal	$T_n$	1031.1 Nm
Rizado de par (pico a pico)	$\Delta T$	78.6 Nm
Velocidad nominal	$\omega_n$	187.23 rad/s
Diámetro exterior	$D_{se}$	295 mm
Longitud efectiva (con factor de apilamiento de 0.97)	$L_e$	374 mm
Pares de polos	$p$	3
Número de ranuras	$Q$	36
Factor de relleno de la ranura	$K_{fill}$	0.4
Remanencia magnética del imán (a 150°C)	$B_r$	1.1T
Permeabilidad relativa del imán	$\mu_r$	1.09
Corriente nominal	$I_n$	245 A
Tensión eficaz de fase	$V_{fase}$	303.28 V
Tensión de línea	$V_{Linea}$	525.3 V
Pérdidas en el hierro	$P_{fe}$	1024 W
Pérdidas en el cobre	$P_{cu}$	7437 W
Pérdidas en los imanes (sin segmentar)	$P_{m0}$	230 W
Pérdidas en los imanes (8 segmentos)	$P_{m8}$	150 W
Potencia mecánica nominal	$P_{mecn}$	193.06 KW
Potencia nominal del motor	$P_{s0n}$	200.64 KW
Potencia eléctrica nominal en el inversor	$P_{sn}$	201.66 KW
Rendimiento	$\eta$	95.7
Factor de potencia	$Cos(\varphi)$	0.9
Número de conductores por ranura	$Z$	5
Número de vueltas por fase	$N_{ph}$	30
Longitud del entrehierro	$g$	2 mm



Flujo magnético en los imanes	$\Psi_{PM}$	0.47722 Wb
Resistencia del devanado (150°C)	$R_s$	41.3 mΩ
Inductancia del devanado	$L_s$	0.9 mH
Amplitud de la fundamental del campo en el entrehierro	$\hat{B}_{g1}$	1.05512 T
Fuerza electromotriz	$EMF$	268.7 V
Par térmico	$T_{rms}$	568.08 Nm
Corriente térmica	$I_{rms}$	168.6232 A
Densidad de corriente (a corriente nominal)	$\Delta$	10.82 A/mm <sup>2</sup>
Densidad de corriente (a corriente térmica)	$\Delta$	7.45 A/mm <sup>2</sup>
Carga lineal específica (a corriente térmica)	$q_m$	75907 A/m

Tabla 4-7: Resumen de parámetros de la máquina

#### 4.4.1 Análisis en distintos puntos de funcionamiento

Se van a analizar las prestaciones de la máquina en distintos puntos de funcionamiento, concretamente en cuatro puntos. Los puntos se van a enumerar de P1 a P4 y corresponden a diferentes velocidades de la máquina como se muestra en la Figura 4-5.

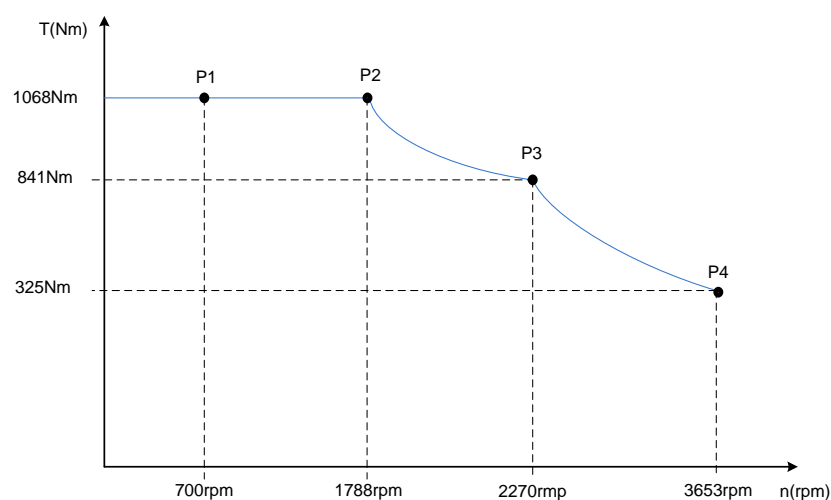


Figura 4-5 Puntos de par/velocidad en los que se va a analizar la máquina

El punto P1 corresponde a un funcionamiento a bajas velocidades de la máquina, P2 es el punto de funcionamiento nominal, P3 es el punto crítico en debilitamiento de flujo y P4 es el punto de máxima velocidad.

En el diseño se ha previsto implementar un skew progresivo equivalente a un ángulo de una ranura. Esta inclinación reducirá los rizados de corriente y de par. No obstante, en análisis FEM se ha efectuado sin tener en cuenta este skew progresivo de tal forma que se asegura un peor caso de niveles de rizado.

El campo en el entrehierro de la máquina, independientemente del punto de funcionamiento, se muestra en la Figura 4-6. Aquí puede verse el efecto que las ranuras de estator tienen en el campo creado por el imán en forma de pequeñas muescas. Este fenómeno tendrá influencia en el rizado de par.

Por otra parte, se puede ver como el campo creado por las bobinas cuando estás se alimentan a carga nominal deforma el campo creado por el imán.

En la parte derecha de la Figura 4-6, puede verse la amplitud de la componente fundamental del campo, de 1.05T, la cual crea el par de la máquina. El contenido armónico que se observa en esta figura, y en particular los armónicos de orden 5, 7 y 11, contribuyen al rizado de par, por lo que se desea que sean lo menores posible.

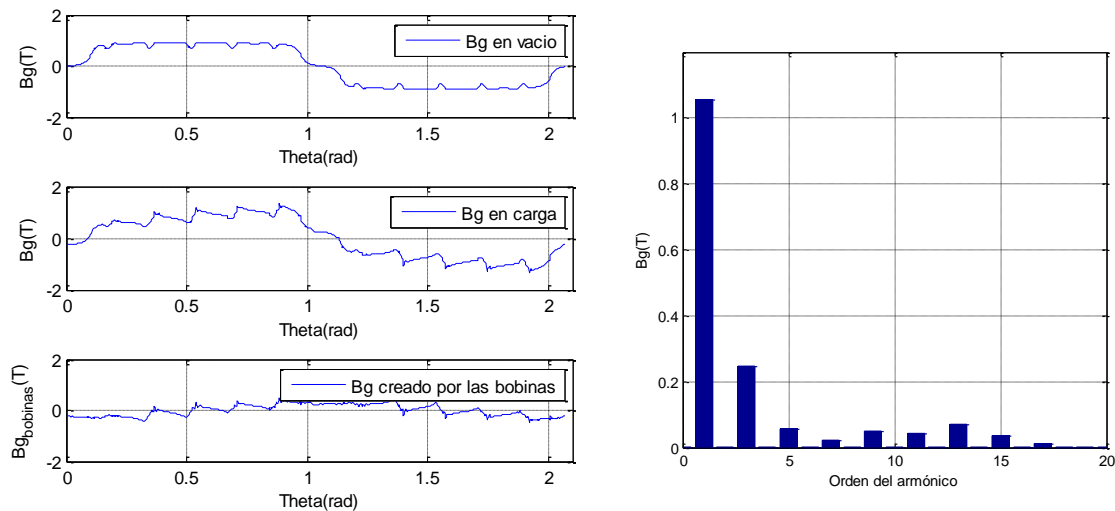


Figura 4-6 Campo en el entrehierro en vacío y en carga nominal, y descomposición frecuencial para el primero de los casos

Otro factor a tener en cuenta es el campo magnético en los imanes. Si este desciende de un límite caracterizado por un “codo” en la curva de magnetización del imán, el imán puede llegar a desmagnetizarse irreversiblemente.

En el caso concreto de unos imanes de NdFeB de la clase Ultra High (UH), este codo se sitúa cerca de los 0.05T a 150°C y alrededor de los 0.4T a 180°C como puede verse en la Figura 4-2.

Por ello, hay que asegurar que a la temperatura de funcionamiento estimada de los imanes, el campo en ellos no descienda de ese valor crítico que se denomina codo, para evitar su

desmagnetización. En el caso de que se detectase peligro de desmagnetización existen dos formas principales de evitarlo.

La primera, sería reducir la corriente de estator y aumentar la altura del imán para lograr así el mismo par.

Si esto no fuera posible, habría que recurrir a una clase de imán con mejores características térmicas, lo cual supondría un mayor desembolso económico.

Por lo general, el punto crítico de desmagnetización en el rango de funcionamiento de la máquina se da cuando esta funciona en debilitamiento de flujo, ya que en ese punto se está introduciendo un flujo de estator con el fin de “desflujar” o reducir el campo magnético creado por el imán.

En la siguiente figura se muestran las curvas de campo magnético en el imán para los cuatro puntos de funcionamiento analizados superpuestas al campo creado cuando la máquina funciona en vacío.

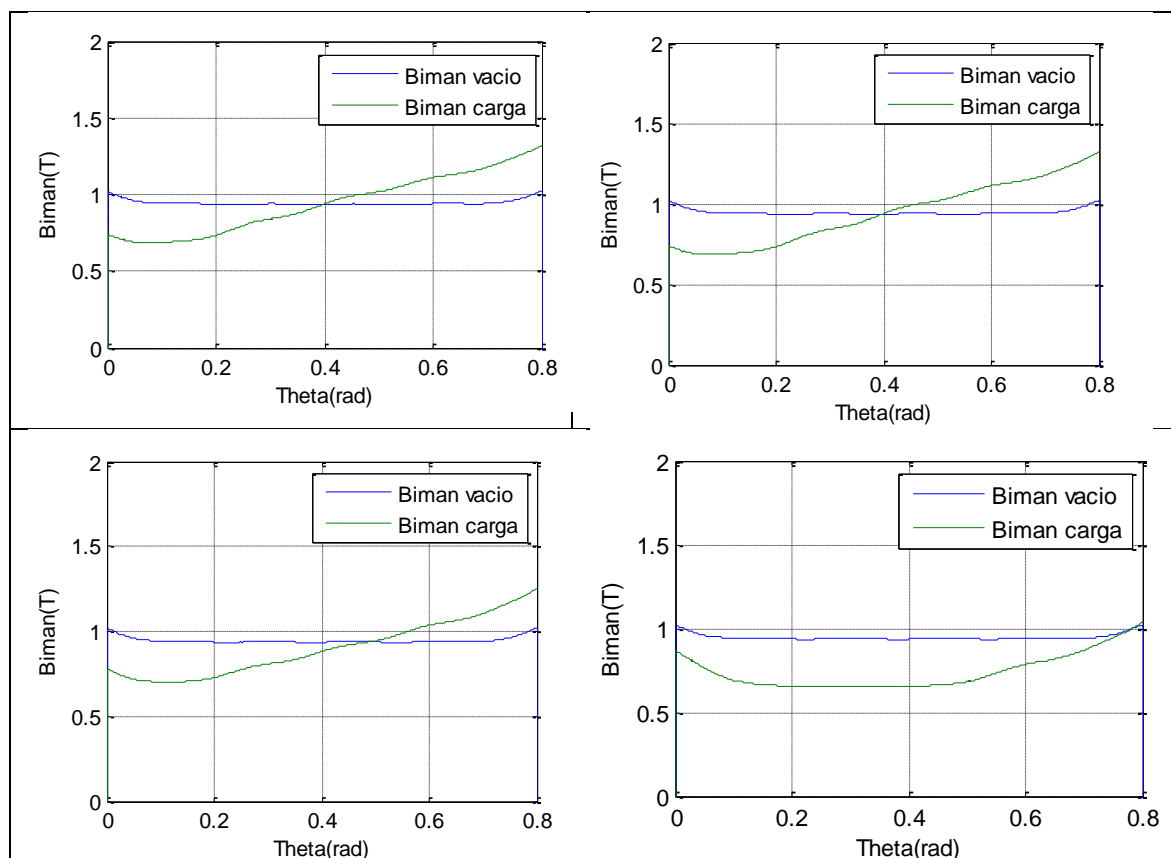


Figura 4-7 Campo en el imán. P1: arriba izq., P2: arriba derch., P3: abajo izq., P4: abajo derch.

Como puede verse, el campo no desciende en ningún momento de los 0.6T, por lo que se puede asegurar que con los imanes NEO 40 UH mencionados anteriormente no se corre riesgo de desmagnetización.

Otro parámetro a tener en cuenta es la fuerza electromotriz, EMF, que crea el imán en los conductores del estator. Esta EMF depende del flujo de los imanes y aumenta linealmente con la velocidad de rotación. Cuando esta tensión es tal que la tensión requerida por la máquina es mayor a la que puede entregar el inversor, la máquina comienza a operar en debilitamiento de flujo, lo que hace que la EMF decrezca y con ella la tensión requerida por la máquina.

Los valores de la EMF a las distintas velocidades de funcionamiento de la máquina se muestran en la siguiente figura:

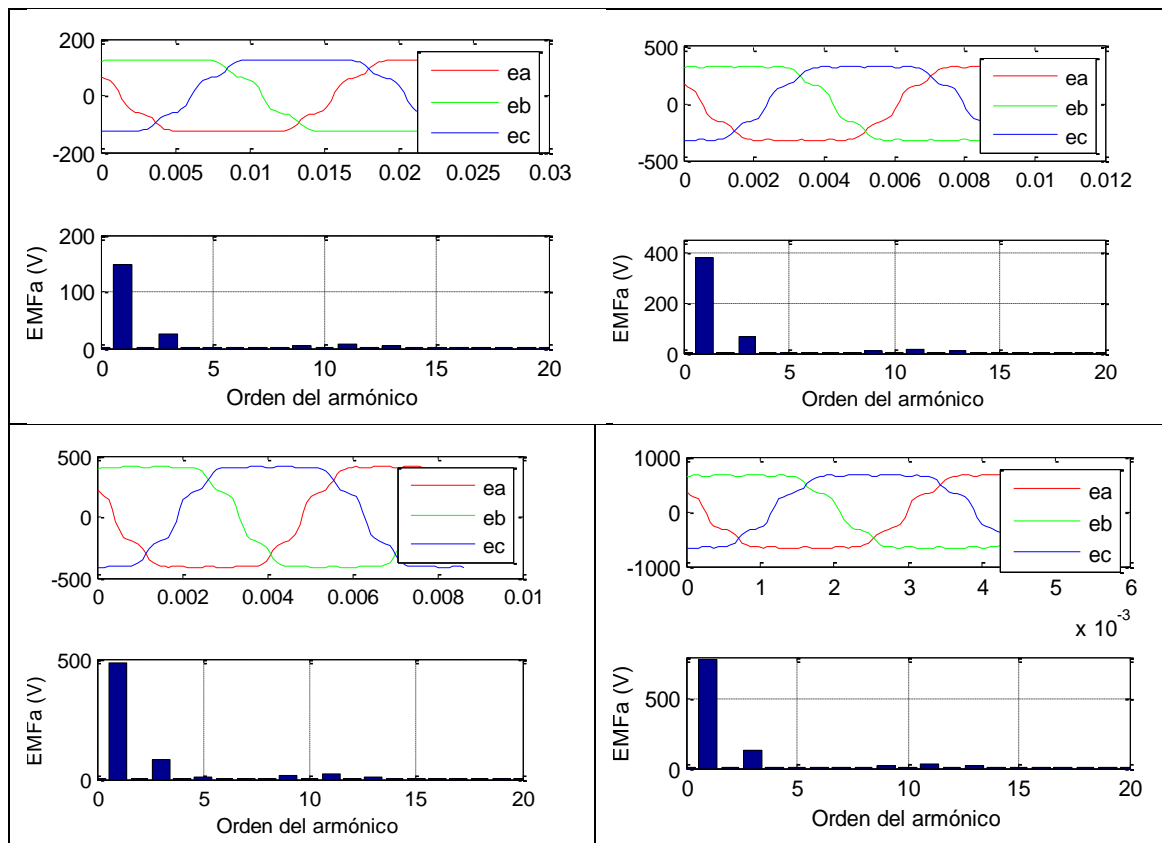


Figura 4-8 Fuerza electromotriz. P1: arriba izq., P2: arriba derch., P3: abajo izq., P4: abajo derch.

En lo que al par electromagnético se refiere, en la zona de par constante este alcanza un valor medio de 1031Nm con un rizado de 78Nm, el cual se vería filtrado por la gran masa del tren. En el punto P3 de funcionamiento, esto es en la zona de debilitamiento de flujo o potencia constante, el rizado de par decrece ligeramente, mientras que en el punto P4, el punto de velocidad máxima y par mínimo a entregar por la máquina, el rizado supera los 150Nm.

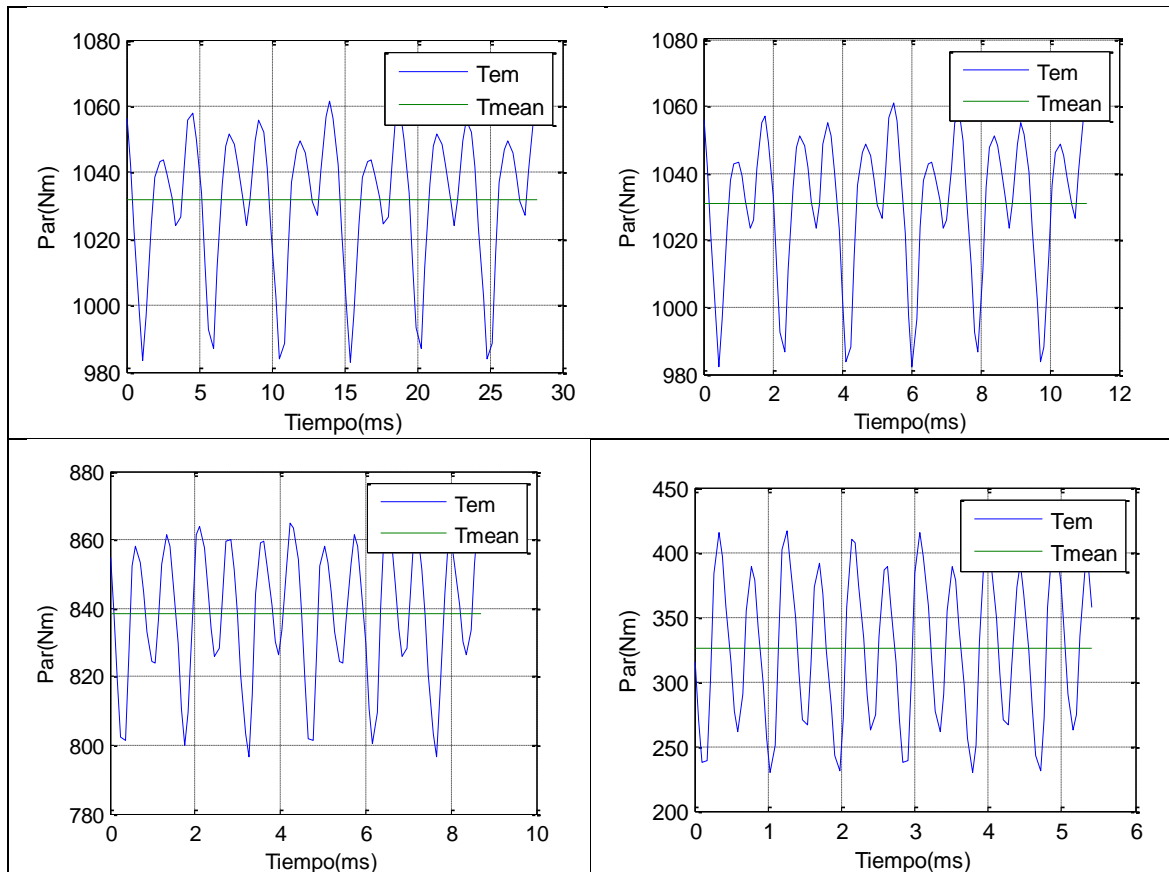


Figura 4-9 Par electromagnético medido, calculado a partir de los flujos y par medio. P1: arriba izq., P2: arriba derch., P3: abajo izq., P4: abajo derch.

En cuanto al par de cogging, su valor se calcula mediante una simulación en vacío y como puede verse en la Figura 4-10 no es demasiado elevado, teniendo un valor de 8Nm de pico a pico. Además, las simulaciones se han realizado sin skew de ranura, por lo que el rizado se verá disminuido al aplicarle un skew en el estator real.

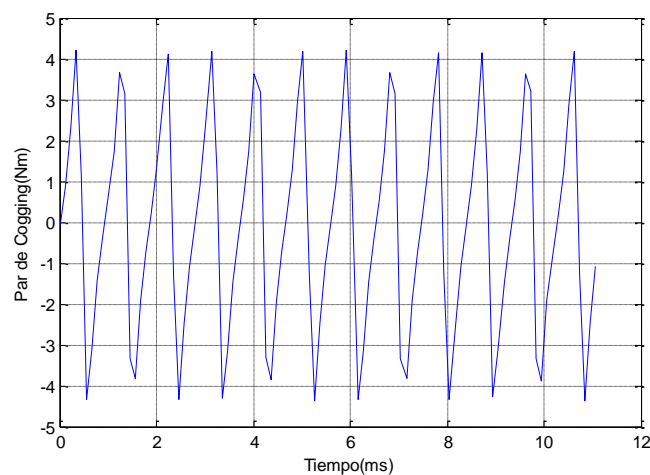


Figura 4-10 Par de cogging de la máquina en vacío

La Figura 4-11 muestra la distribución del campo en vacío. En esta figura puede verse la influencia que tiene el campo creado por los imanes en la saturación del hierro en los distintos puntos de la máquina y especialmente en los puntos críticos como son el yugo de estator y los dientes.

Como puede verse, en los dientes el campo tiene un valor máximo de entre 1.2T y 1.3 T y en el yugo un máximo cercano a los 1.7T. Estos valores se acercan mucho a los valores de saturación escogidos en el dimensionado analítico.

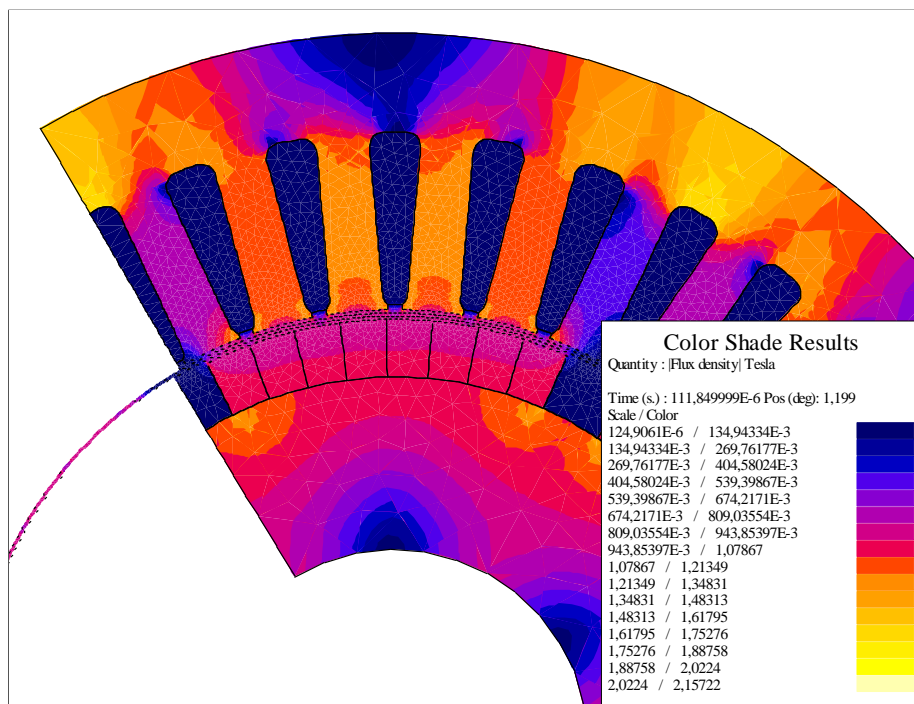


Figura 4-11 Distribución del campo en vacío.

Las cuatro siguientes figuras muestran la distribución del campo en carga, y puede verse como a par nominal, en los puntos P1 y P2, donde la corriente inyectada es mayor, los dientes y el yugo están más saturados, con un valor entre los 1.5 y 1.7 Teslas. Cuanto más saturada esté la máquina, el par que puede obtenerse con una misma corriente será menor.

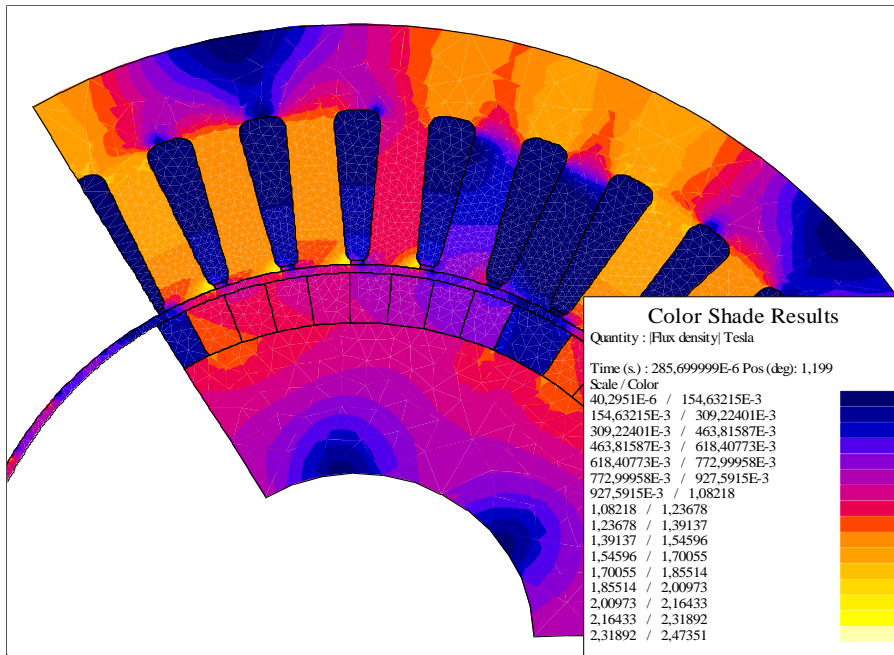


Figura 4-12 Distribución del campo en carga en P1

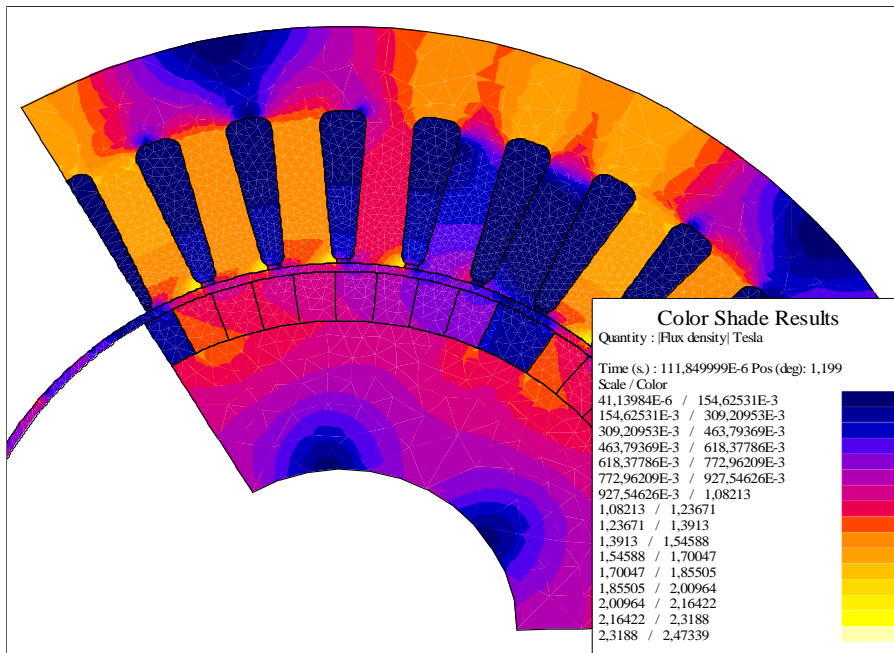


Figura 4-13 Distribución del campo en carga en P2

En P3 y sobre todo en P4, la saturación es notablemente menor, manteniéndose prácticamente por debajo de un tesla en este último caso. Esto se da a causa de la corriente de debilitamiento de campo inyectada.

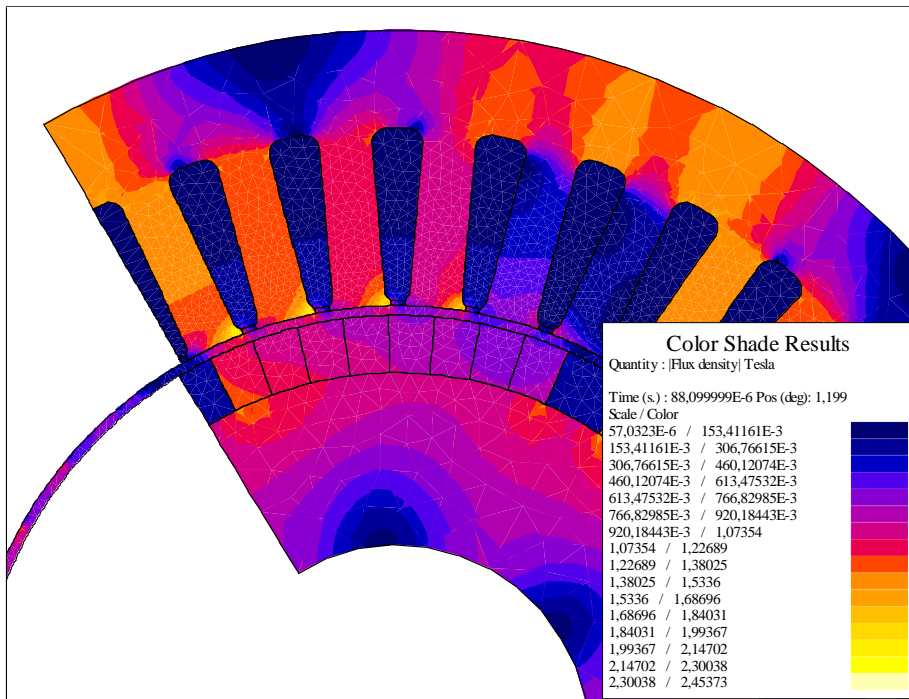


Figura 4-14 Distribución del campo en carga en P3

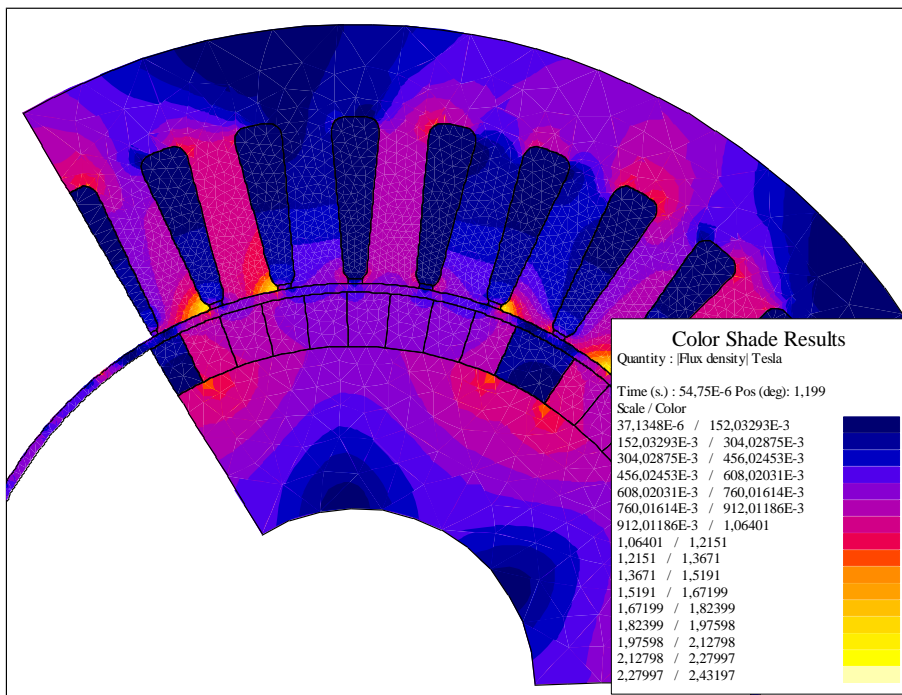


Figura 4-15 Distribución del campo en carga en P4

En cuanto a los aspectos eléctricos, en la siguiente tabla se resumen los distintos parámetros como potencias, tensiones... en los diferentes puntos, considerando unas pérdidas en el hierro de 1kW y de 150W en los imanes para todos los casos:



	<b>P1: 700rpm</b>	<b>P2: 1788rpm</b>	<b>P3: 2270</b>	<b>P4: 3653</b>
<b>Tensión Vd [V rms]</b>	-51.7402	-132.1539	-140.1765	-97.1236
<b>Tensión Vq [V rms]</b>	113.0271	272.9817	310.6288	284.6646
<b>Tensión VL [V rms]</b>	215.3056	525.3103	890.2704	520.9614
<b>Corriente Id [A rms]</b>	0.0015	0.0016	-51.9985	-230.9994
<b>Corriente Iq [A rms]</b>	244.9995	244.9994	195.9996	75.9992
<b>Corriente Is [A rms]</b>	244.9995	244.9994	202.7799	243.1802
<b>Flujo d [Wb rms]</b>	0.4679	0.4679	0.4247	0.2474
<b>Flujo q [Wb rms]</b>	0.233	0.223	0.19179	0.0756
<b>Potencia Ps [W]</b>	84224.5221	201790.3368	205666.2882	133359.3245
<b>Potencia Qs [Var]</b>	38029.4702	97134.2564	33966.9276	-175128.1177
<b>Potencia Ss [VA]</b>	92412.1785	223951.789	208452.3309	220123.9811
<b>Potencia mec [W]</b>	75621.4181	193062.8658	199252.3839	124379.1929
<b>Rendimiento [%]</b>	89.7855	95.675	96.8814	93.2662
<b>Cos (fi)</b>	0.9114	0.901	0.98663	0.6058
<b>Par [Nm]</b>	1031.6162	1031.1043	838.2027	325.1393

*Tabla 4-8: Parámetros electromagnéticos en distintos puntos de funcionamiento*

#### 4.4.2 Barrido en Iq

Se ha realizado un barrido en Iq, manteniendo la componente Id a 0A, de 0 a 2 veces la corriente nominal, con un paso de un cuarto de la corriente nominal. De esta forma, se puede evaluar el comportamiento de la máquina a diferentes niveles de carga y el efecto de la saturación del estator (dientes y yugo) debido al campo que generan las corrientes de estator.

En la Figura 4-16, puede verse como la inductancia en el eje móvil “q” decrece a medida que crece la corriente, ya que es inversamente proporcional a esta.

En lo que al par respecta, si bien este es proporcional a la corriente Iq, puede observarse como la pendiente va decreciendo en lugar de mantenerse constante. Este efecto es debido a la saturación del hierro de estator.

Otro aspecto a considerar es la caída drástica del factor de potencia a medida que la corriente aumenta.

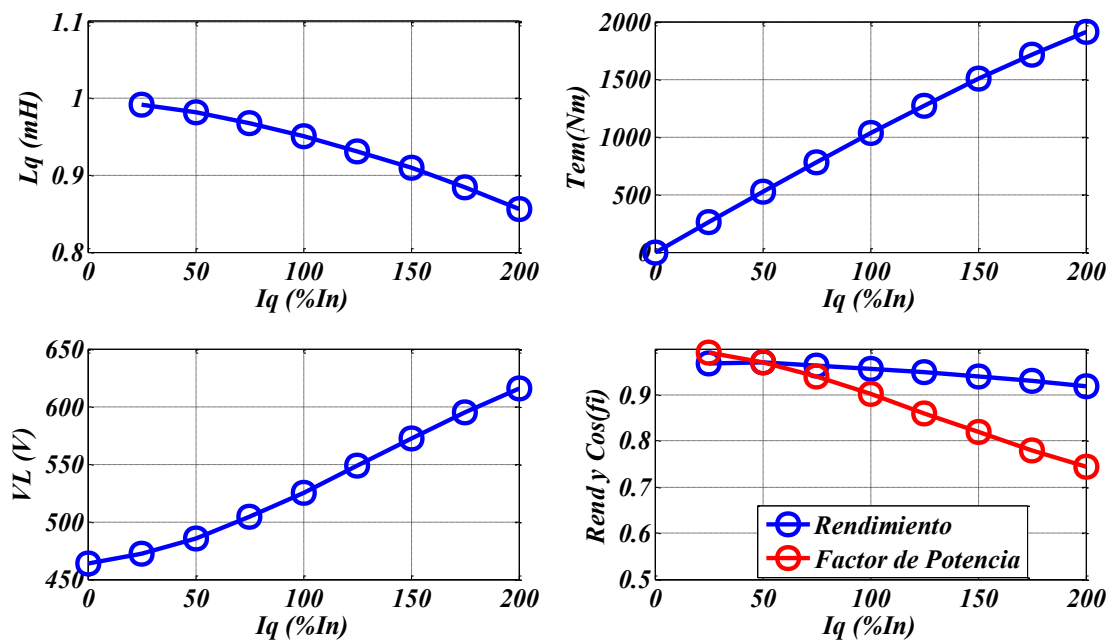
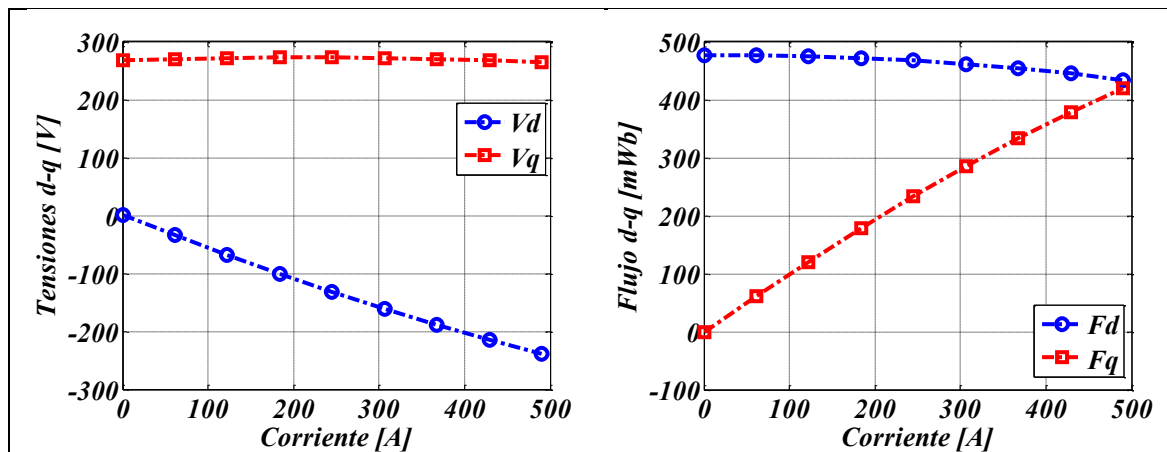


Figura 4-16 Evolución de la inductancia  $L_q$ , el par, la tensión de línea el rendimiento y el factor de potencia para una corriente en cuadratura de 0 a 200% de la nominal

Esta caída del factor de potencia se debe al aumento en forma casi exponencial de la potencia reactiva que puede verse en la Figura 4-17.



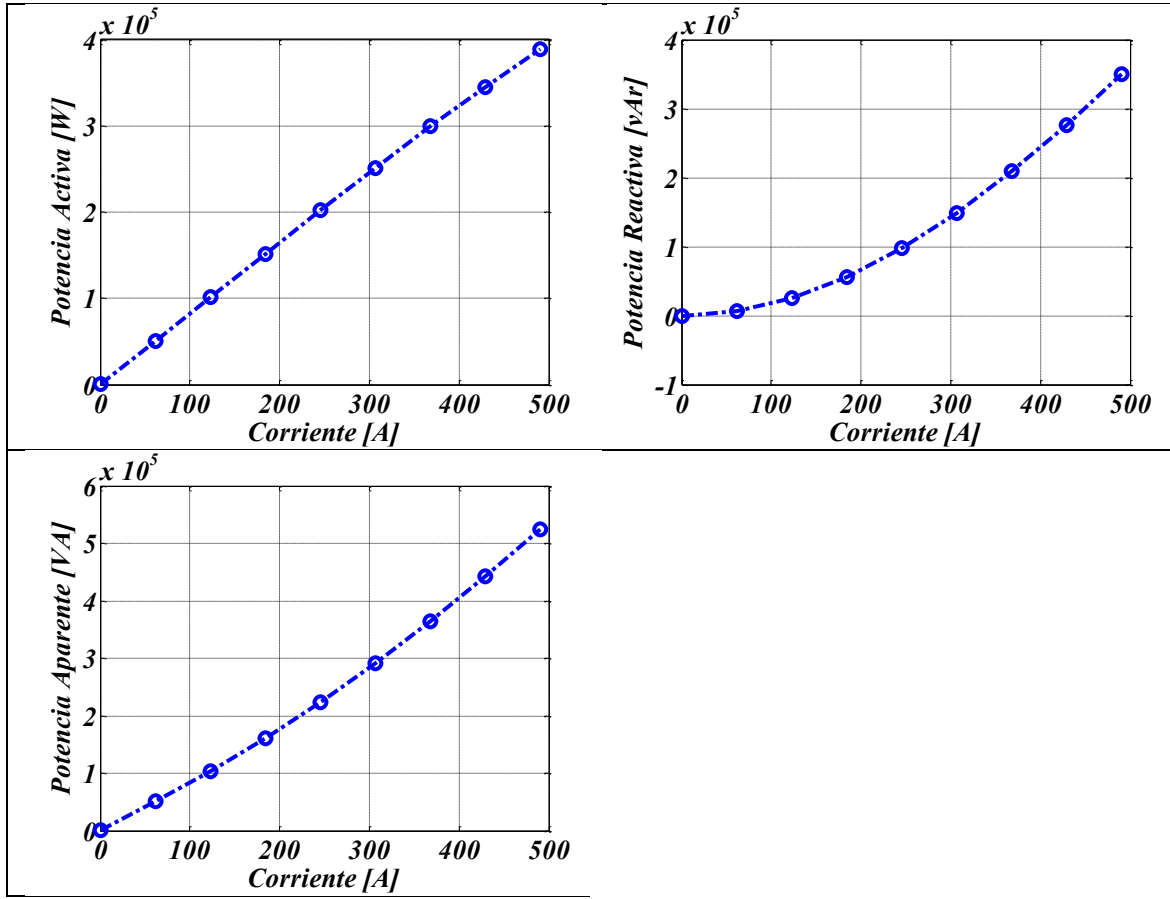


Figura 4-17 Tensiones y flujos en ejes d-q, y triángulo de potencias para una corriente en cuadratura de 0 a 200% de la nominal

Por último, en la siguiente tabla se muestran los valores numéricos de estos resultados obtenidos en el barrido de corriente  $I_q$ , resaltando los valores a corriente nominal:

	0%	25%	50%	75%	100%	125%	150%	175%	200%
<b>I [Arms]</b>	0,00	61,25	122,50	183,75	245,00	306,25	367,50	428,75	490,00
<b>I<sub>d</sub> [Arms]</b>	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
<b>I<sub>q</sub> [Arms]</b>	0,00	61,25	122,50	183,75	245,00	306,25	367,50	428,75	490,00
<b>V<sub>d</sub> [Vrms]</b>	0,01	-34,41	-68,19	-100,85	-132,13	-161,79	-189,53	-215,06	-238,18
<b>V<sub>q</sub> [Vrms]</b>	267,96	270,28	271,95	272,86	272,98	272,20	270,40	267,61	264,00
<b>V<sub>r</sub> [Vrms]</b>	267,96	272,46	280,37	290,90	303,28	316,65	330,21	343,32	355,56
<b>V<sub>L</sub> [Vrms]</b>	464,13	471,92	485,61	503,86	525,30	548,46	571,94	594,64	615,85
<b>F<sub>d</sub> [Wbrms]</b>	0,48	0,48	0,48	0,47	0,47	0,46	0,45	0,44	0,43
<b>F<sub>q</sub> [Wbrms]</b>	0,00	0,06	0,12	0,18	0,23	0,29	0,33	0,38	0,42
<b>T<sub>n</sub> [Nm]</b>	-0,01	262,62	523,44	780,27	1030,85	1272,29	1501,28	1715,02	1911,84
<b>P<sub>inv</sub> [W]</b>	1149,78	50813,69	101091,05	151564,39	201792,24	251229,17	299261,30	345362,60	389222,01
<b>P<sub>mot</sub> [W]</b>	-1,91	49636,96	99867,29	150281,03	200452,97	249841,83	297831,74	343894,39	387718,20
<b>Q<sub>inv</sub> [VA<sub>r</sub>]</b>	-0,01	6322,28	25061,78	55596,66	97117,21	148646,94	208960,26	276621,15	350126,75
<b>S<sub>inv</sub> [VA]</b>	1149,78	51205,49	104151,30	161439,63	223946,11	291910,96	364995,50	442486,82	523528,90
<b>P<sub>mec</sub> [W]</b>	-1,91	49172,15	98008,04	146097,69	193015,93	238221,46	281098,37	321118,39	357969,98
<b>η [%]</b>	-0,17	96,77	96,95	96,39	95,65	94,82	93,93	92,98	91,97
<b>Cos(φ) [pu]</b>	1,00	0,99	0,97	0,94	0,90	0,86	0,82	0,78	0,74

Tabla 4-9: Parámetros para un barrido en  $I_q$

### 4.4.3 Inductancias en función de $I_d$ e $I_q$

Por último, se ha realizado un barrido tanto en  $I_d$  (en debilitamiento de flujo) como en  $I_q$ , de 0A a la corriente nominal. De esta forma, se puede analizar la influencia que tiene la corriente en la saturación de la máquina. En la siguiente figura se muestra el flujo creado por los imanes para  $I_d$  nula y diferentes valores de  $I_q$  y puede verse claramente el efecto de la saturación a medida que la corriente aumenta.

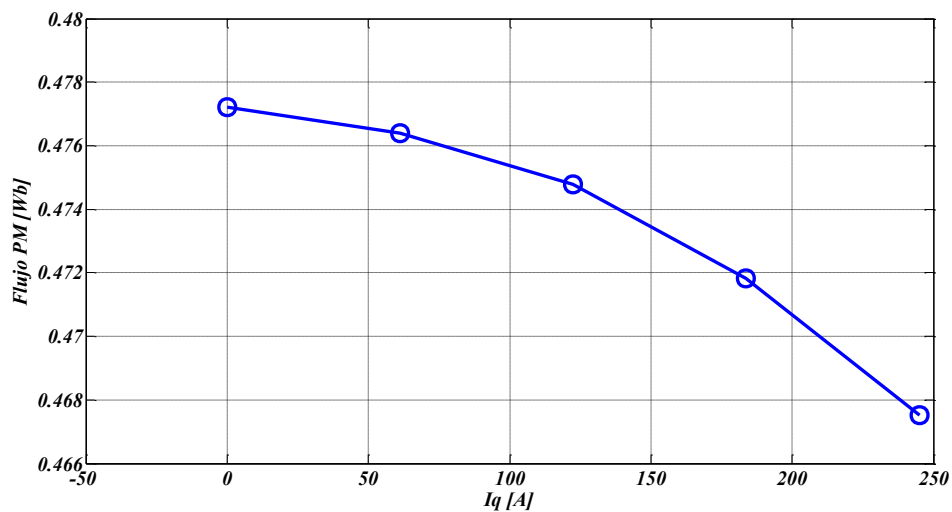


Figura 4-18 Flujo PM para  $I_d$  nula y diferentes valores de  $I_q$

La siguiente figura se muestran los flujos en los ejes d y q para los distintos valores de  $I_d$  e  $I_q$ , donde el caso de Flujo d con  $I_d=0$  equivale al Flujo PM de la figura anterior.

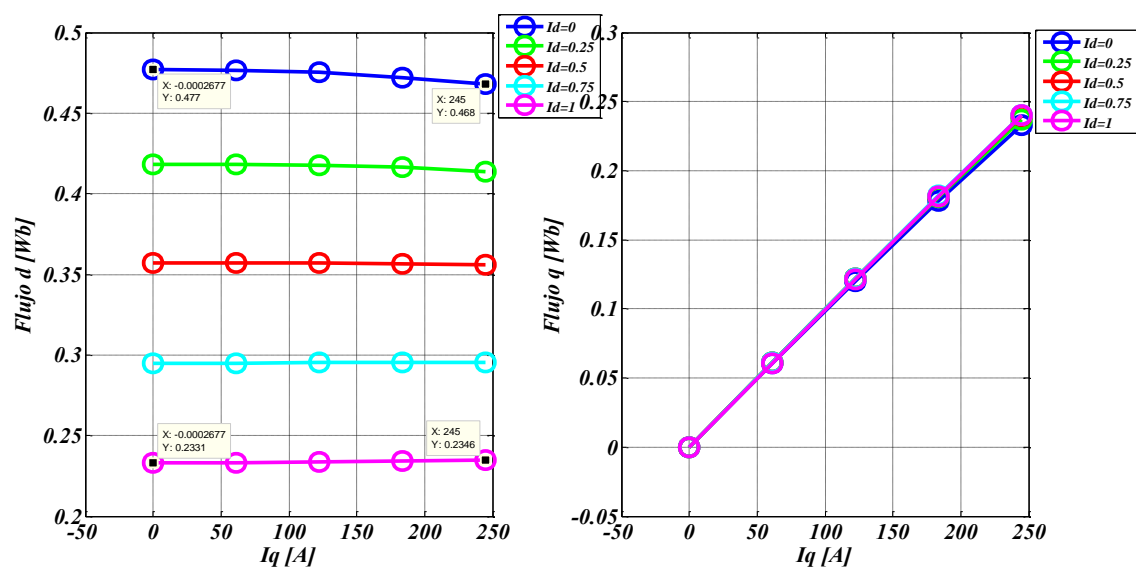


Figura 4-19 Flujos en ejes d-q para distintos valores de  $I_d$  e  $I_q$

Como puede verse en la primera gráfica, cuando  $I_d$  es 0A, se aprecia una disminución del flujo en el eje d a medida que  $I_q$  aumenta. Esto se debe a la saturación de la chapa magnética. Sin embargo, a medida que se introduce  $I_d$  se debilita el flujo del imán, por lo que la saturación disminuye e incluso desaparece para valores altos de corriente  $I_d$ .

Este efecto también puede apreciarse en la segunda gráfica, donde el flujo en el eje q aumenta a medida que  $I_q$  aumenta, pero cae en forma de parábola para valores altos de  $I_q$ . Sin embargo, a medida que se introduce  $I_d$  la saturación disminuye y la relación es más lineal.

En cuanto a las inductancias en ejes móviles d y q, considerando que:

$$\Psi_{ds}(i_d, i_q) = \Psi_{pm}(i_q) + L_d(i_d, i_q)i_{ds} \quad (4-4)$$

$$\Psi_{qs}(i_d, i_q) = L_q(i_d, i_q)i_{qs} \quad (4-5)$$

Para el cálculo de la inductancia  $L_d$ , se disponen de dos parámetros de ajuste en función de  $i_d$ ,  $i_q$  y  $\Psi_{ds}$ . Se ha considerado un esquema equivalente en el que el flujo PM únicamente varía con la corriente  $I_q$ . Esta consideración se ha tomado por facilidad para caracterización de los parámetros (desglosando con otra estrategia los efectos  $\Psi_{pm} + L_d i_d$  nos darán la combinación de parámetros diferente pero un mismo valor de  $\Psi_{ds}$  resultante).

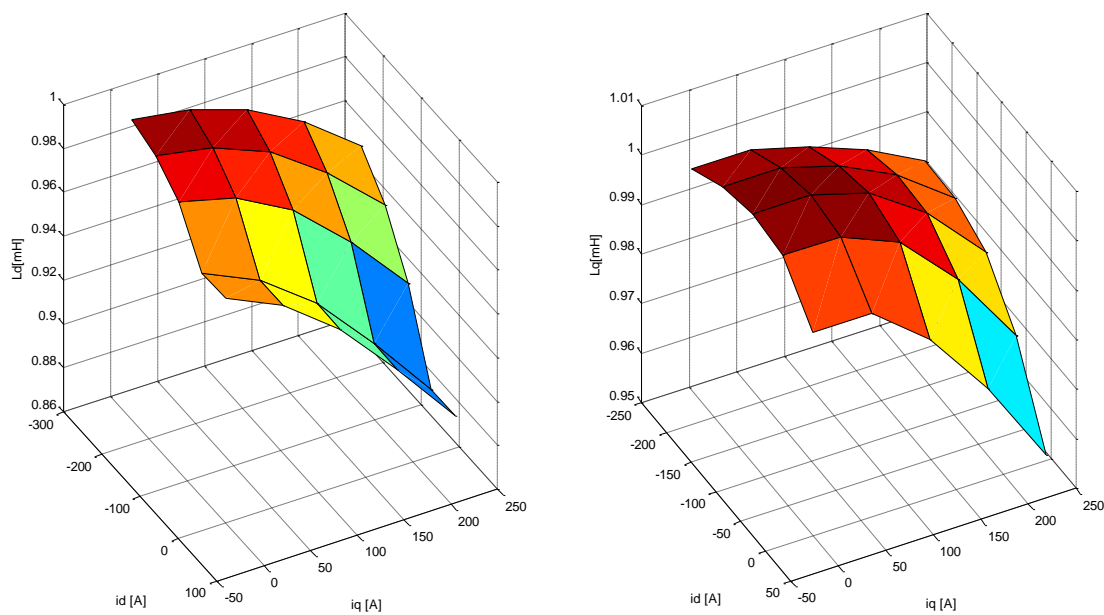


Figura 4-20 Inductancias en ejes d-q para distintos valores de Id e Iq

Si bien estas inductancias deberían ser supuestamente iguales en una máquina de polos lisos, puede verse que existe una pequeña variación debida a la saturación del circuito magnético. Estos valores de inductancia pueden mostrarse también en dos únicos ejes,  $L$  e  $I_q$ , para diferentes valores de  $I_d$ , como puede verse en la siguiente figura:

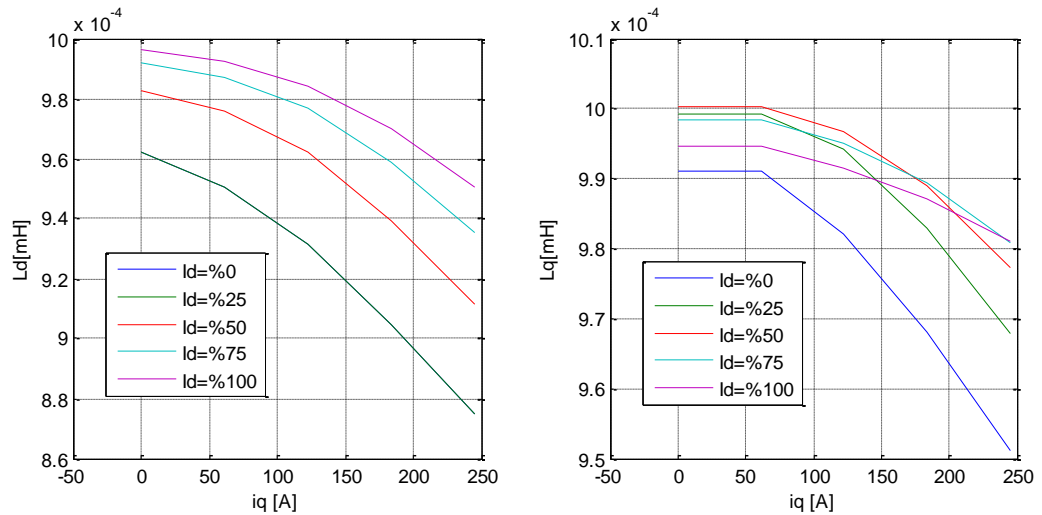


Figura 4-21 Inductancias en ejes d-q para distintos valores de  $I_d$  e  $I_q$  (en 2D)

Finalmente, es interesante mostrar la influencia de la diferencia entre la inductancia en el eje d y en el eje q, que se traduce en la creación de un par reluctante. Se ha graficado este par para una corriente en el eje q en su valor nominal y para diferentes valores de  $I_d$  (en porcentajes del valor nominal):

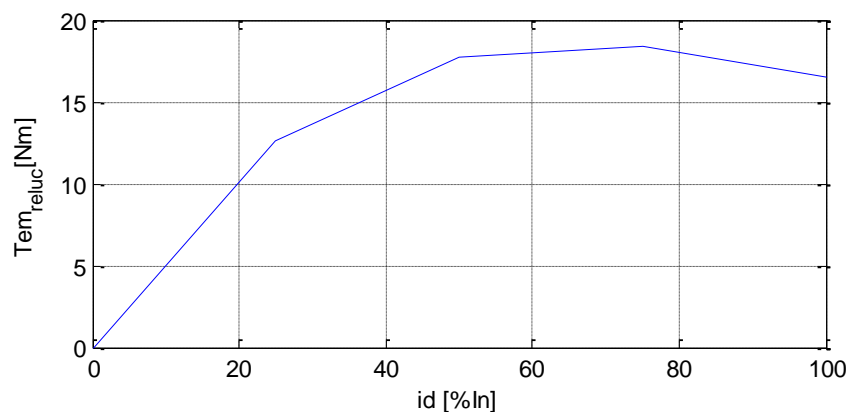


Figura 4-22 Par reluctante para una  $I_q$  nominal y diferentes valores de  $I_d$

Como puede verse, el par reluctante no supera en ningún momento los 20Nm. Al ser el par nominal de 1031Nm, esto supone menos de un 2% del par total, por lo que puede considerarse despreciable.

#### 4.4.4 Influencia de la variación de la tensión de catenaria

Si bien la máquina se diseña para un valor nominal de tensión de catenaria de  $750V_{dc}$ , en realidad esta puede fluctuar, pudiéndose dar unos valores comprendidos entre 500 y  $900 V_{dc}$ . Este fenómeno influirá directamente al debilitamiento de flujo.

Para analizar el efecto de la variación de la tensión de catenaria, se han obtenido los parámetros de la máquina de las simulaciones en flux realizadas en el apartado anterior. De esta forma, se tendrá en cuenta la influencia del nivel de corriente en las inductancias y el flujo del imán. Con esto, se ha simulado el motor para cuatro niveles de tensión: 500, 600, 750 y  $900 V_{dc}$ .

Para la simulación, se ha utilizado la curva de par-velocidad que se muestra en la Figura 4-23 como consigna; el par que tiene que aportar el motor desde parado hasta la velocidad máxima del tren, que es de 3656rpm.

Se ha marcado con una línea vertical el punto en el que el motor alcanza la velocidad nominal, 1788rpm, a partir de la cual el nivel de par disminuye.

A partir de esta curva se obtendrán los niveles de tensión y corriente necesarios en los ejes d y q.

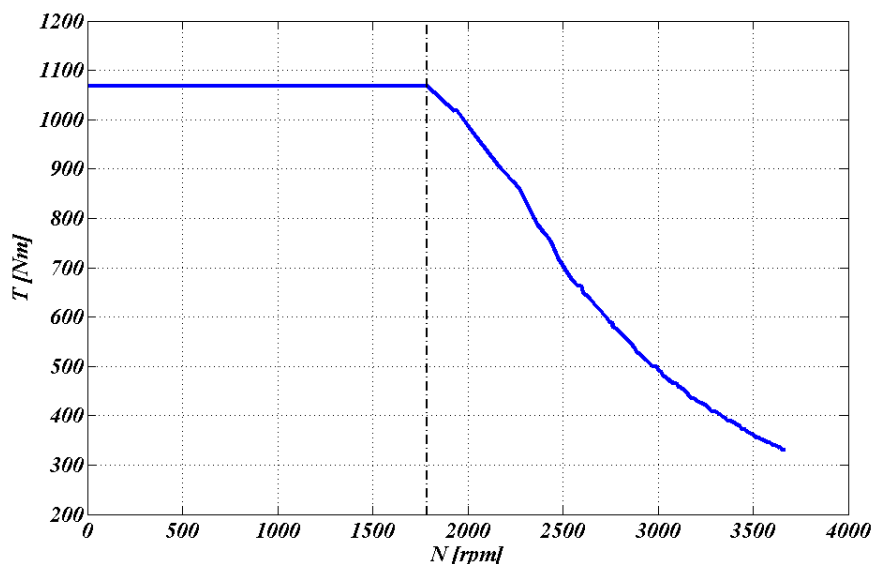


Figura 4-23 Curva de par-velocidad

En primer lugar se han analizado las magnitudes de la tensión y la corriente para los diferentes niveles de tensión de catenaria:



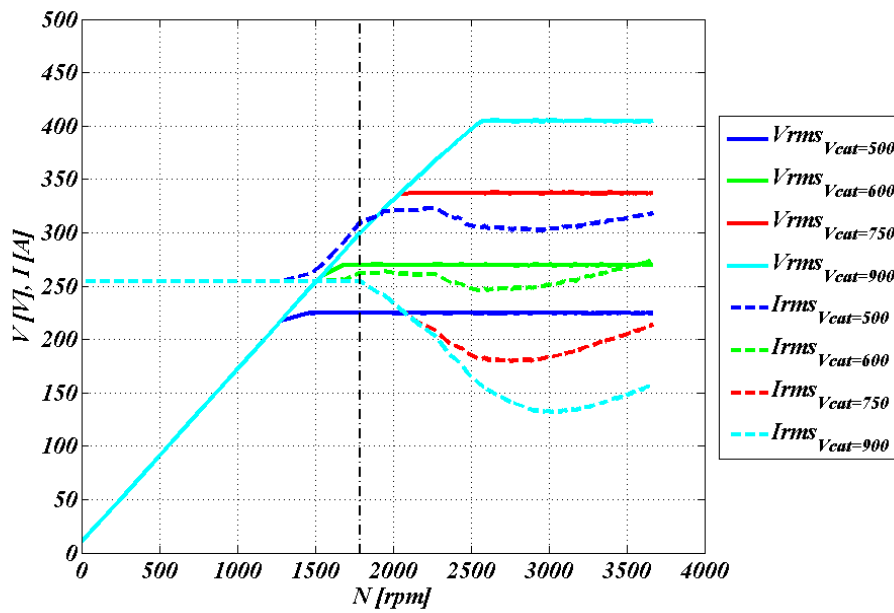


Figura 4-24 Tensiones y corrientes de la máquina para distintas  $V_{cat}$

En la figura anterior puede verse como para los dos niveles más bajos de tensión de catenaria, se entra en debilitamiento de flujo antes de llegar a la velocidad nominal. Para el caso de una tensión de catenaria de  $500V_{dc}$ , la magnitud de la corriente necesaria aumenta considerablemente aunque sin llegar a los  $350A_{rms}$  establecidos como límite.

Si nos fijamos únicamente en las componentes de corriente, puede verse como  $I_q$ , la componente que genera par, se mantiene igual para todos los casos mientras que la velocidad a la que se alcanza el límite de tensión que es capaz de suministrar el convertidor y es necesario inyectar  $I_d$  para debilitar el flujo, es mayor a medida que aumenta el nivel de la tensión de catenaria.

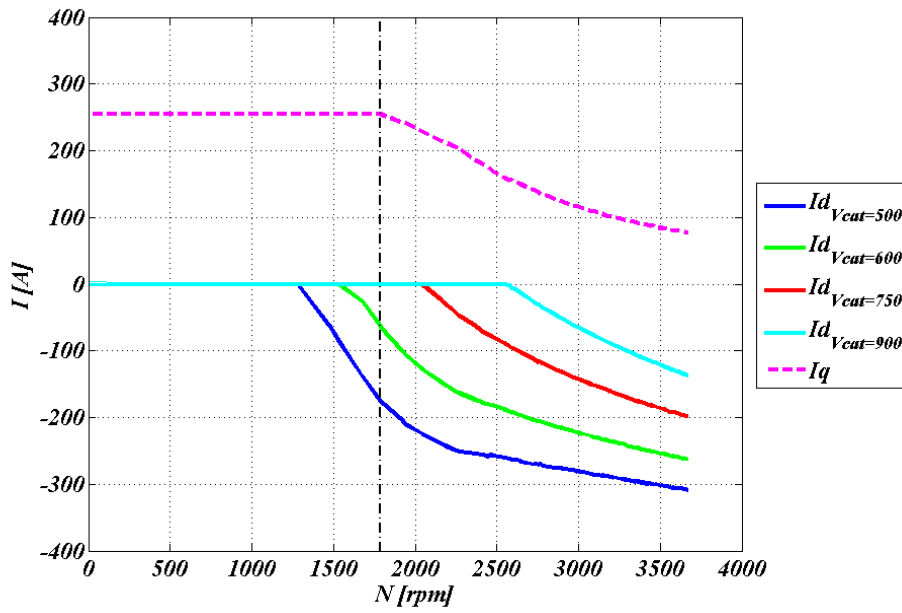


Figura 4-25 Corrientes  $I_d$  e  $I_q$  para distintas  $V_{cat}$

La influencia de esta corriente  $I_d$  se ve claramente en la tensión en cuadratura  $V_q$ :

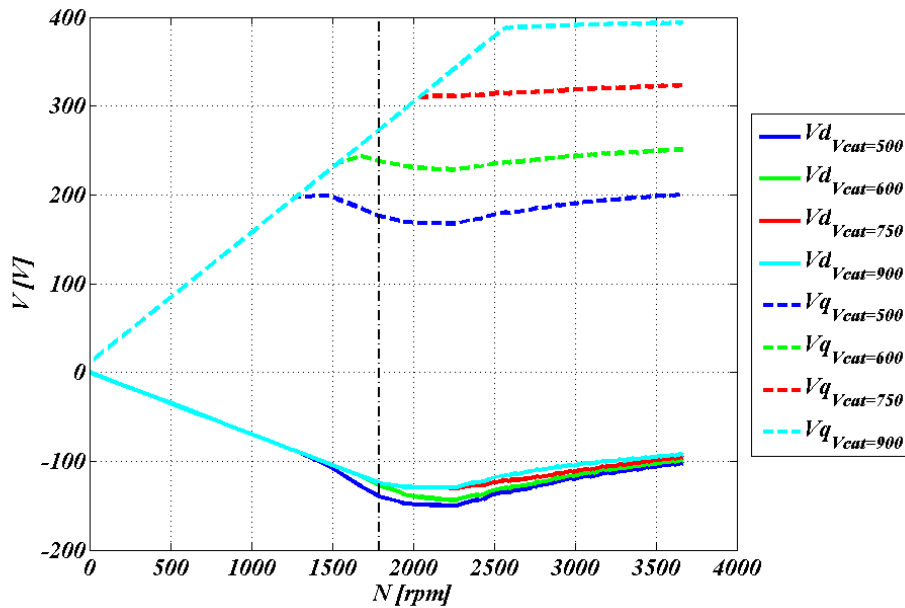


Figura 4-26 Tensiones  $V_d$  e  $V_q$  para distintas  $V_{cat}$

En conclusión, si bien cuando la tensión de catenaria es menor a la nominal, y especialmente cuando fluctúa hacia valores cercanos a los  $500V_{dc}$ , la corriente del convertidor aumenta considerablemente pero en ningún momento se supera la corriente máxima establecida en los requerimientos. Sin embargo, las pérdidas en el cobre aumentarán notablemente,

incrementando la temperatura de la máquina en caso de funcionar a niveles bajos de tensión de catenaria durante largos intervalos de tiempo.

## 4.5 Estudio térmico

Con el objetivo de estudiar qué aportan las diferentes herramientas de análisis térmico y obtener unos primeros valores aproximados de las temperaturas de la máquina, se ha realizado un estudio térmico preliminar en el que se comparan los resultados obtenidos en MotorCAD y FEM3D térmico.

En este primer estudio se realizan ciertas hipótesis y simplificaciones, sobre todo relacionadas al proceso de fabricación, lo que puede dar como resultado unos valores de temperatura que difieren de los valores que se medirán en los ensayos. Sin embargo, estos errores podrán corregirse mediante los resultados de los ensayos, que nos ayudarán a calibrar la herramienta para lograr resultados más precisos en dimensionados futuros. Estas son las hipótesis realizadas para un primer estudio preliminar:

- No se considera la base de anclaje
- Se desprecian las siguientes pérdidas:
  - Chapa de rotor
  - Fricción de los rodamientos
  - Resistencia aerodinámica
  - Ventilador
  - Pérdidas adicionales generadas por el convertidor
- Pérdidas del cobre constantes calculadas para una resistencia del cobre en caliente (a 150°C)
- Contacto perfecto entre materiales (sin interface gaps)
- 1 solo slice axial en MotorCAD para mayor rapidez de cálculo. Un mayor número de slices, por ejemplo 5, nos proporcionaría una distribución de la temperatura en dirección axial, obteniendo temperaturas más realistas, pero esto implica un incremento proporcional en el tiempo de cálculo.

- Se considera una velocidad del aire de 15m/s en los canales de ventilación (dato obtenido a partir del caudal especificado por el fabricante)

### 4.5.1 Pérdidas

Para un primer estudio, como ya se ha dicho, no se han considerado las pérdidas adicionales generadas por el convertidor.

Sin embargo, las pérdidas en el cobre se han calculado a partir de la corriente RMS obtenida de la trayectoria, aplicándole un aumento del 5% para compensar la simplificación realizada y obtener unos resultados más realistas.

Con todo, los valores de pérdidas empleados son los siguientes:

- Pérdidas en el cobre: 3720W
- Pérdidas en el hierro: 1000W
- Pérdidas en los imanes:150W

### 4.5.2 Materiales empleados

La Tabla 4-10 muestra las propiedades térmicas de los materiales empleados:

Componente	Conductividad [W/mK]	Densidad [T/mm <sup>3</sup> ]	Calor específico[mJ/TK]
<b>Estator</b>	28	7.8e-9	460e6
<b>Carcasa</b>	52	7.92e-9	420e6
<b>Tapas</b>	52	7.92e-9	420e6
<b>Eje</b>	52	7.8e-9	460e6
<b>Rotor</b>	28	7.8e-9	460e6
<b>Imanes</b>	9	7.8e-9	42e6
<b>Topes imán</b>	0.25	1 e-9	1260e6
<b>Rodamiento eq.</b>	30	7.8e-9	460e6
<b>Cobre</b>	388	8.92e-9	385e6
<b>Resina</b>	0.2	1.4e-9	1700e6
<b>Gap equivalente</b>	0.0781	7.8e-9	460e6

*Tabla 4-10: Propiedades térmicas de los materiales empleados*

### 4.5.3 Modelización de algunos puntos clave para simulación

Anteriormente hemos mencionado que hay ciertos aspectos clave bien por su importancia o por su dificultad de modelar. La refrigeración en la carcasa, flujos de aire y el modelo del devanado en las cabezas de bobina, son aspectos que se irán explicando para cada uno de los casos en las siguientes líneas. Aspectos como la radiación, el modelo del airgap, el modelo del devanado en la zona activa, los gaps entre piezas y la convección forzada se explicarán a continuación.

#### 4.5.3.1 Radiación

Los modelos de MotorCad consideran cierta resistencia de radiación al exterior junto con la resistencia equivalente de convección natural y forzada.

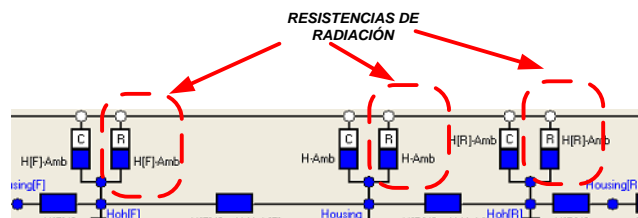


Figura 4-27 Radiación en MotorCad

Al estar la máquina refrigerada de manera forzada, el peso de la radiación es pequeño comparado con el de la convección por lo que a pesar de que en MotorCad se ha dejado la radiación al exterior, en FEM no se ha modelado.

#### 4.5.3.2 Modelo del airgap

En cuanto al modelo del airgap, en todas las simulaciones se ha adoptado un modelo de material equivalente para el entrehierro. De esta manera, el aire del entrehierro es un sólido desde el punto de vista térmico. Las características del material son las mencionadas en el apartado anterior, teniendo este una conductividad térmica de 0.0781 W/m/C, habiéndose realizado su cálculo como se muestra en el Anexo C.

#### 4.5.3.3 Gaps entre piezas

En este punto del análisis térmico y sin ningún valor experimental se ha optado por modelar todos los contactos como contactos perfectos.

#### 4.5.3.4 Modelo del rodamiento

El software MotorCad dispone de un material equivalente para sustituir el conjunto de bolas-grasa que componen la zona central de los rodamientos. Dicha propiedad está recogida en la Tabla 4-10 y es la que se ha empleado también para el desarrollo de los modelos numéricos 3D.

#### 4.5.3.5 Convección forzada

Con el fin de obtener los coeficientes de convección forzada debidos al ventilador, se ha recibido el apoyo de un grupo de investigación experto en simulaciones térmicas y fluídicas. Partiendo de un caudal del ventilador a velocidad nominal, se han realizado simulaciones CFD para obtener la velocidad del aire en diferentes puntos de los canales de ventilación:

<b>Parte de la máquina</b>	<b>Coefficientes de convección</b>
<b>Canales en la parte activa de la carcasa</b>	56.8
<b>Canales en la parte frontal de la carcasa</b>	61.6
<b>Canales en la parte trasera de la carcasa</b>	71.1
<b>Tapa frontal</b>	Convección natural
<b>Tapa trasera</b>	Convección natural

*Tabla 4-11: Coeficientes de convección forzada*

#### 4.5.3.6 Convección natural

Los valores de los parámetros empleados, considerando que la temperatura ambiente es de 20°C son los siguientes:

Parámetro	Valor
$\beta$	0.0034 [1/C]
$g$	9.8 [m/s <sup>2</sup> ]
$\Delta T_{emp}$	60 [°C]
$\rho$	1.204 [kg/m <sup>3</sup> ]
$L$	0.363 [m]
$\mu$	1.809e-5 [kg/m/s]
$c_p$	1006 [J/kg/C]
$k$	0.02568 [W/m/C]

Tabla 4-12: Valores de los parámetros empleados para el cálculo de la convección natural

Donde  $\beta$  es el coeficiente de expansión cúbica del fluido ( $1/\beta = (273 + T_{fluid})$ ),  $g$  es la gravedad,  $\Delta T_{emp}$  es la diferencia de temperatura entre la superficie y el aire,  $\rho$  es la densidad del fluido,  $L$  es la longitud característica: (en un cilindro es el diámetro),  $\mu$  es la viscosidad dinámica del fluido,  $c_p$  es el calor específico del fluido y  $k$  es la conductividad.

Como se ve en la tabla superior, se ha asumido un salto térmico de 60°C entre la carcasa y el aire ambiente. Aplicando estos números en las ecuaciones mostradas en el Anexo C, se ha obtenido un valor para la convección natural de:

$$h_n \approx 5 \quad (4-6)$$

Este valor se le aplicará tanto a la superficie de la carcasa como a las tapas.



#### 4.5.3.7 Modelo del devanado

El devanado supone un problema a la hora de representarlo, ya que está compuesto por un número de conductores distribuidos aleatoriamente por la ranura, cubiertos de un aislante y los huecos se rellenan con una impregnación de resina.

La aproximación en MotorCAD asume un modelo multilayer en el que se modelan los diferentes componentes dentro del slot. Se van alternando capas concéntricas de los distintos materiales hasta ocupar toda el área de la ranura, de forma que se satisfaga el factor de relleno requerido por el usuario.

MotorCAD elige el número de capas o layers en función del número de conductores. Finalmente se representan esas capas en forma de resistencias de interacción como se muestra en la Figura 4-28.

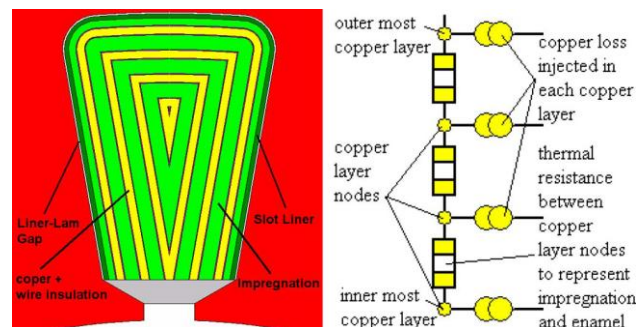


Figura 4-28 Modelo multilayer de MotorCAD

Como puede verse, reparte las pérdidas totales por cada capa de cobre, logrando así una distribución más uniforme y pudiendo obtener así la temperatura en diferentes nodos dentro de la ranura.

En el interior de la máquina ocurre un intercambio de calor entre las cabezas de bobina y el aire interior (End-Space), que aumenta de temperatura debido al calor que desprenden las cabezas, y entre este aire y los imanes, el rotor, el eje, las tapas y la carcasa, hacia las cuales se transmite este calor.

En el interior del motor el aire en principio es estático por lo que nos lleva a pensar que la convección que se da ahí es convección natural. Sin embargo el movimiento del rotor removerá el aire creando una corriente que aumentará el coeficiente de convección. El modelo más utilizado para modelar la convección interna es:

$$h = k_1 (1 + k_2 v^{k_3}) \quad (4-7)$$

Donde  $k_1$  afecta a la convección natural y  $k_2$  y  $k_3$  afectan a la convección forzada.

El problema es que se ha de fijar un valor para los parámetros  $k$  y además se necesita la velocidad local de cada parte del end space. Para el cálculo de los parámetros  $k$  existen algunas correlaciones:

Author	k1	k2	k3	Notes
Mellor	15.5	0.39	1	IM vel < 7.5m/s vel = angular velocity at mean radius of end-ring wafers
Scubert	15	0.4	0.9	IM End Winding
Scubert	20	0.425	0.7	IM Bearing Cover vel = peripheral speed of wafers outer diameter
Di Gerlando	10	0.54	2	TEFC IM End-Winding/Internal Surfaces Not plotted at much larger than rest
Di Gerlando	40	0.1	1	TEFC IM End-Ring
Harodi	hmc	0.3	1	End cover
Harodi	hmc	1 - 1.3	0.5 - 1.0	
Stokum	33.2	0.0445	1	IM
Pickering	0	-	0.5	IM Lap & Concentric winding

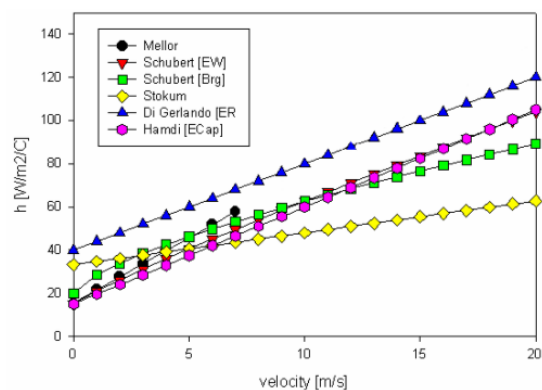


Figura 4-29 Correlaciones en el end space. Datos obtenidos de la ayuda de MotorCAD.

La más utilizada y la que MotorCAD usa por defecto es la correlación de Scubert con  $k_1 = 15$ . Aun así necesitamos conocer la velocidad del aire en las diferentes partes del motor. Como de costumbre, MotorCAD pone unos valores por defecto que no tienen por que se válidos para todas las máquinas. En función de la velocidad del rotor, y con un coeficiente de ajuste se impone una velocidad del aire de referencia.

Con coeficientes de ajuste locales se impone la velocidad de cada una de las partes del end space para su uso en el cálculo de la convección interna.

Las pérdidas que se generan en la cabeza de bobina son proporcionales a su volumen de cobre. Sin embargo hay que tener en cuenta que parte de las pérdidas de la cabeza se desalojarán por la parte activa a través de los canales de ventilación sin calentar el aire interior de la máquina. Para ello MotorCad conecta el modelo del cobre activo con el de la cabeza de bobina mediante una resistencia.

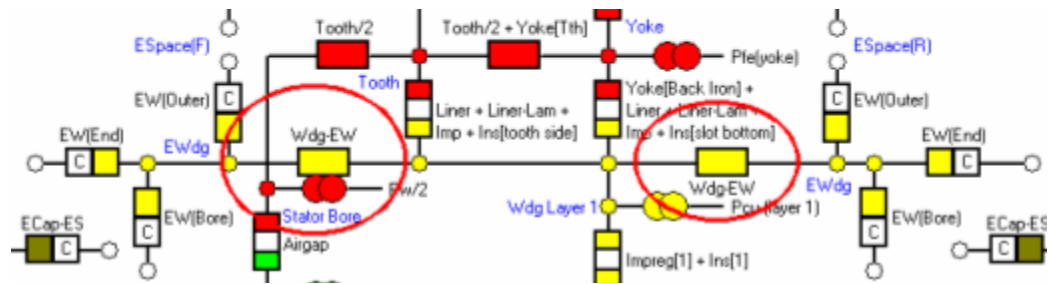


Figura 4-30 Resistencias del end-winding

En FEM3D, el principal problema al que nos enfrentamos a la hora de modelar el devanado de forma tridimensional es que el calor axialmente se propaga a través del cobre y radialmente tiene que atravesar el aislante, la impregnación y el liner.

Para ello, se ha vuelto a recurrir a un modelo multilayer, que concentra todo el material de cobre de los hilos en una capa situada en el interior del devanado equivalente y concentra toda la resina del devanado en una capa exterior que rodea al cobre. Asimismo, concentra en sendas capas el papel que aísla el rotor del vanado y el barniz que cubre los hilos de cobre. Dicho modelo contempla el comportamiento térmico del material en la dirección axial y en la dirección radial y, además, permite obtener temperaturas representativas en el devanado.

El principal inconveniente de dicho modelo reside en que en máquinas con un número elevado de ranuras el número de cuerpos del modelo aumenta considerablemente y el número de contactos térmicos entre cuerpos a definir crece. Como consecuencia los modelos numéricos son más pesados desde el punto de vista de compilación.

En las Figura 4-31 y Figura 4-32 se muestra un ejemplo de modelo multilayer en el que se identifican las capas de los diferentes materiales.

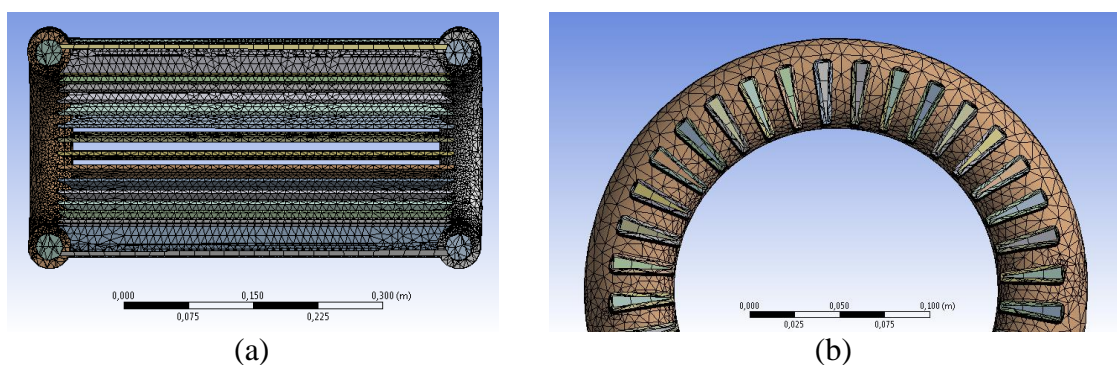
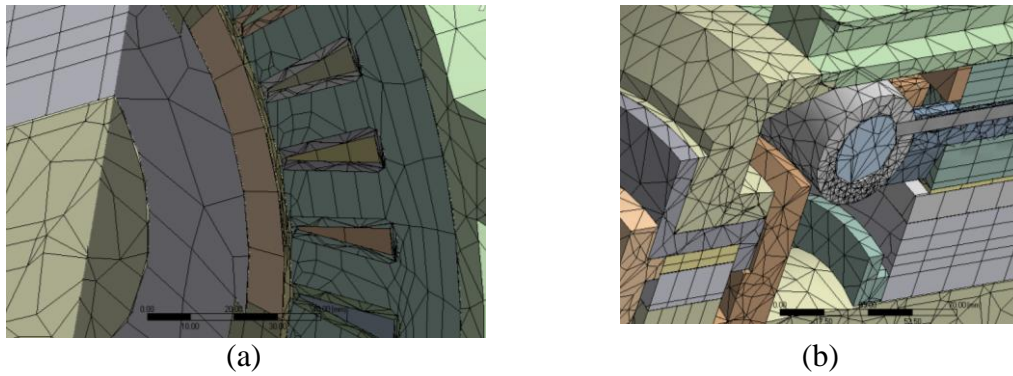


Figura 4-31 a) Sección longitudinal del devanado en el modelo multilayer tridimensional y b) Zona de unión de la parte activa del devanado con las cabezas de bobina



*Figura 4-32 Detalle en sección del modelo multilayer del devanado a) en la parte activa y b) en las cabezas de bobina*

Un problema que encontramos en este punto es que sabemos que la superficie de la cabeza de bobina convecciona al aire interior. En este caso, y a diferencia de en la refrigeración hacia el exterior, no sabemos a qué temperatura está el aire interior por lo que tenemos que obtener ese dato de otra manera. A partir de velocidades es posible determinar los diferentes coeficientes de convección y partiendo con una temperatura aproximada del aire encerrado en régimen estacionario es posible modelizar al patrón térmico tridimensional de todo el motor. En este caso, se ha obtenido la temperatura aproximada del aire interno de las simulaciones en MotorCAD.

El principal inconveniente de dicho modelo es que requiere del conocimiento previo de aire interno.

## 4.5.4 Resultados de las simulaciones

### 4.5.4.1 MotorCad

MotorCAD resuelve la red de resistencias y nos da unos resultados de temperatura en distintos puntos de la máquina:

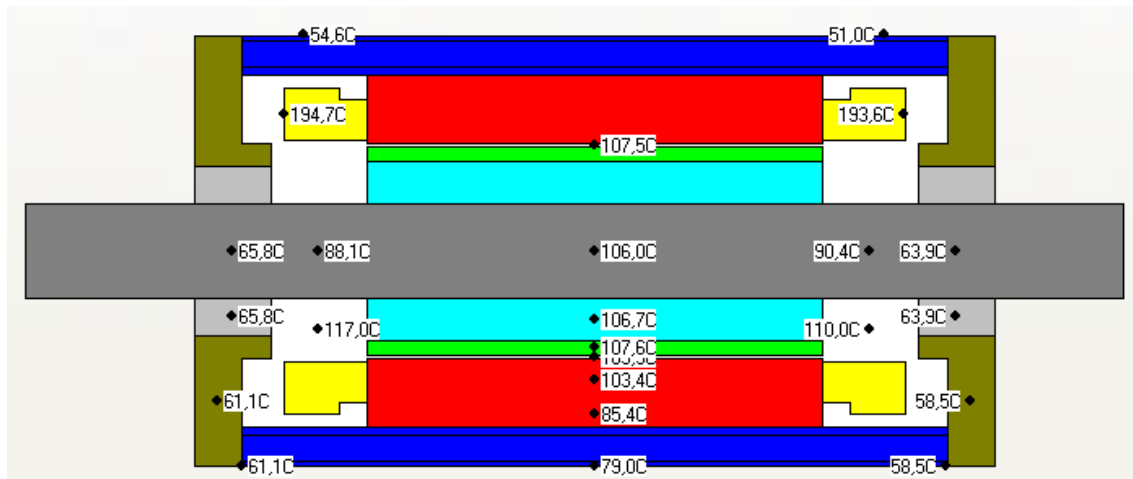


Figura 4-33 Resultados de temperaturas obtenidos en MotorCAD

En la Figura 4-33 pueden verse estos resultados, los cuales nos proporcionan información clave como puede ser la temperatura en las cabezas de bobina, las cuales representan el punto más caliente de la máquina, en los imanes, cuya temperatura debe estar por debajo de un umbral para evitar su desmagnetización, en los rodamientos, los cuales corren peligro de degradarse si la grasa se quema, o el aire interior. Esta última temperatura nos será útil a la hora de definir el problema en la simulación en elementos finitos.

Otra información útil que proporciona MotorCAD es el esquema de resistencias, Figura 4-34. En él, a parte poder consultar el valor de las resistencias térmicas y las temperaturas en los nodos, puede verse el flujo de potencias.

En este caso, y empezando por las bobinas, puede verse como de los 3720W generados en ellas, se reparten 800W en cada cabeza y el resto en la parte activa. De esos 800W, algo más de 600W fluyen hacia la parte activa de la máquina para conveccionar a través de la carcasa mientras que el resto calienta el aire interno de la máquina.

Estos vatios restantes a cada lado de la máquina, a través del aire interno calientan las tapas, la carcasa, el imán el rotor y el eje.

Por otra parte, puede observarse como una parte de las pérdidas generadas en los imanes, en concreto 118W, se van hacia el eje a través del estator, para terminar disipándose a través de las tapas y sobre todo la carcasa. El resto, 33W, atraviesa el entrehierro para, junto con las pérdidas del hierro y el cobre, disiparse también por la carcasa.

En resumen, por lo que se ve, la carcasa es por donde terminan convergiendo prácticamente todas las pérdidas, por lo que nos indica que si se quiere mejorar notablemente la refrigeración de la máquina, habrá que tratar de reducir su resistencia térmica, para que así disminuya el salto térmico entre esta y el ambiente y con ello se reduzca la temperatura de toda la máquina.

También se observa que si se logra una convección aceptable a través del eje y/o las tapas, se podría evacuar una mayor parte de las pérdidas de los imanes a través de él, reduciendo así el salto térmico entre el estator y los imanes, y obteniendo así una temperatura menor en los imanes.

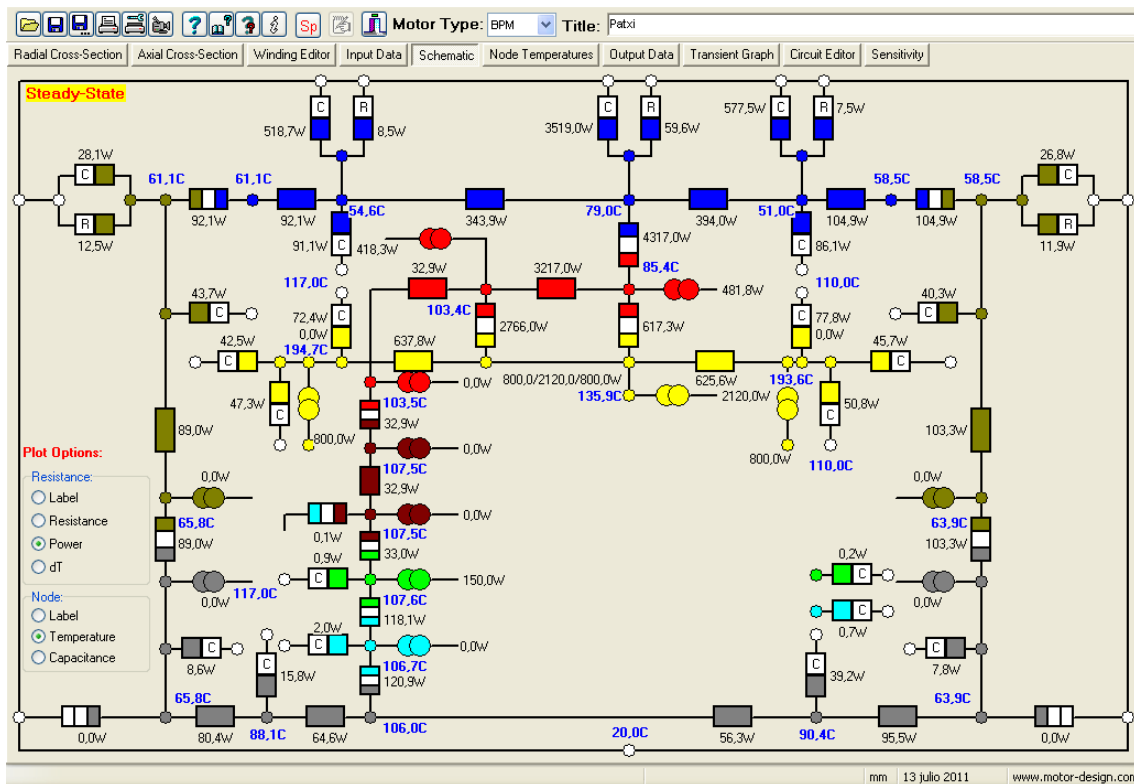


Figura 4-34 Resultados de temperaturas y flujos de potencias obtenidos en MotorCAD (esquema)

#### 4.5.4.2 FEM 3D

En la simulación FEM 3D se ha empleado el software ANSYS. A la hora de definir un modelo numérico 3D por elementos finitos es necesario en primer lugar emplear una densidad de malla adecuada en cada uno de los componentes para tener un grado de resolución satisfactorio en el patrón térmico obtenido (110 piezas en este caso). Así mismo es importante definir además de las propiedades térmicas de los diferentes materiales el tipo de contacto entre los mismos. En este caso particular, 110 piezas dan lugar a 1165 contactos cuya generación automática mediante el software puede dar lugar a error y exigen un revisión minuciosa para identificar y corregir los contactos mal definidos. Otro de los aspectos a definir son los coeficientes de convección de las diferentes caras y la temperatura del medio con el que se encuentran en contacto. En aquellas simulaciones en las que no se incluye el fluido el programa no es capaz de calcular la temperatura de referencia de los mismos por lo que caben dos posibilidades. Suponer una temperatura media de la zona a la que evacúa por convección o tomar los valores de referencia de MotorCad. Destacar que el procedimiento idóneo sería la realización de una co-simulación entre el fluido y el cuerpo sólido de modo que se retroalimenten mutuamente. No obstante, en esta aproximación se elevarían considerablemente los tiempos de análisis.

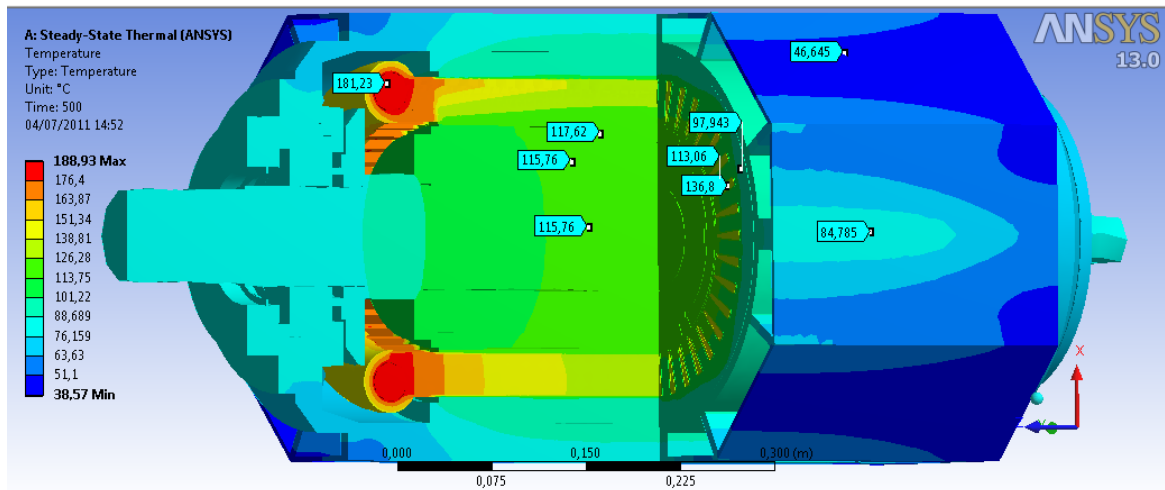


Figura 4-35 Patrón térmico del motor simulado mediante ANSYS

La Figura 4-35 muestra un plano general de los resultados obtenidos de la simulación en el cual se observa que la temperatura de los imanes ronda los 115°C, la temperatura del devanado se sitúa en torno a los 136°C, la temperatura en el cobre de las cabezas de bobina se sitúa en torno a los 181°C, la temperatura en el estator entre los 97°C en el exterior y los 113°C

en el interior y la temperatura de la carcasa en la superficie exterior se sitúa entre los 46°C y los 90°C.

#### 4.5.4.3 Comparativa de temperaturas FEM-MotorCad

La siguiente tabla recoge los resultados de los dos modelos FEM 3D realizados mediante ANSYS y el modelo analítico 3D realizado mediante MotorCad. Se puede observar que los resultados obtenidos por ambos modelos son muy similares. No obstante, presentan una ligera diferencia siendo MotorCad ligeramente más optimista con valores de temperatura, en general inferiores.

En general, las diferencias rondan los 10°C. La comparativa en cuanto a tabla no es del todo útil ya que el punto más fuerte de las simulaciones térmicas son los mapas de temperatura. En cuanto a temperaturas medias, la información que dan ambas herramientas es parecida. Sin embargo, la simulación FEM nos da la visión de qué puntos se salen de esa media. Así en la Figura 4-35 podemos ver que en los extremos de la máquina, el rotor está más frío mientras que el estator está más caliente en comparativa con el centro de la máquina.

	Temperatura	
	FEM ANSYS	MotorCAD
Carcasa	40÷86	51.5÷79
Núcleo de estator	99	85.4
Diente	114	103.4
Superficie de estator (en contacto con el gap)	112	103.5
Cobre activo	136	136
Cobre cabezas	181	194
Superficie de rotor (en contacto con el gap)	114	107.5
Imán	112÷118	107.6
Núcleo de rotor	115	106.7
Eje	116.4	106

Tabla 4-13: Comparativa de temperaturas FEM3D Vs MotorCad

Cabe destacar que FEM tiene en cuenta una cosa muy importante que MotorCad no puede contemplar. Debido a que el material de la carcasa tiene una conductividad térmica, el canal de refrigeración no conduce igual por toda su superficie de contacto ya que hay una caída de temperatura en los nervios de los canales. Por ello la superficie efectiva no es toda la del



canal. Esto hace que en general el desalojo de calor sea menos efectivo y que la temperatura suba cuando comparamos ambas herramientas. Esta diferencia se traslada a las temperaturas del imán en el centro que en el caso de FEM da más alta.

Por otro lado, en las capturas se ve como los dientes que están a la par de los canales de refrigeración la temperatura está hasta 8°C más baja que las zonas que tienen un nervio. Es una de las ventajas que ofrece FEM frente a MotorCad, que podemos obtener distribuciones de temperatura donde MotorCad supone un único cuerpo.

## **4.6 Conclusiones**

En este capítulo se ha aplicado la metodología de diseño propuesta para diseñar un motor de imanes permanentes con los imanes en la superficie del rotor, SMPMSM, para una aplicación con reductora concreta.

Se ha comenzado identificando los requerimientos de la aplicación y con ellos, se han definido los parámetros de entrada para el prediseño analítico.

Mediante el prediseño analítico, se han obtenido unas primeras dimensiones de la máquina.

A continuación, se han ajustado estas dimensiones basándose en los resultados obtenidos en las simulaciones en elementos finitos y se ha analizado y verificado la máquina electromagnéticamente en diferentes puntos de funcionamiento y condiciones de tensión de catenaria.

Finalmente, tras calcularse las pérdidas, se ha analizado la máquina térmicamente tanto mediante modelos analíticos como elementos finitos, concluyendo que a pesar de existir ciertas incógnitas relacionadas con el proceso de fabricación y las pérdidas adicionales generadas por el convertidor, las cuales no son fáciles de cuantificar, el diseño de la máquina se da por validado. Además, se han comparado ambas herramientas, identificando las ventajas y desventajas de cada uno, siendo MotorCAD más útil en la etapa de diseño en general por su rapidez, y FEM 3D para optimizaciones más específicas.

## Capítulo 5.

### **RESULTADOS EXPERIMENTALES**

---

*En este capítulo se describe la construcción del prototipo diseñado en el capítulo anterior y se le realizan una serie de ensayos para validar la metodología de diseño. Para ello, se realizan ensayos con y sin convertidor en una bancada de ensayos, dedicando gran parte de los esfuerzos a analizar el comportamiento térmico de la máquina.*

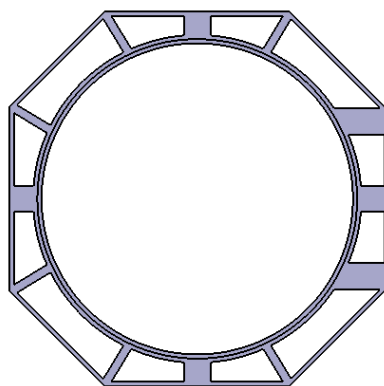
## 5.1 *Fabricación del prototipo*

La industrialización del diseño y la fabricación/montaje del prototipo se llevaron a cabo por la empresa LETAG S.L. (Ormaiztegi). En este apartado se describen brevemente los puntos clave del proceso de fabricación y montaje del prototipo.

### 5.1.1 Planos 2D/3D

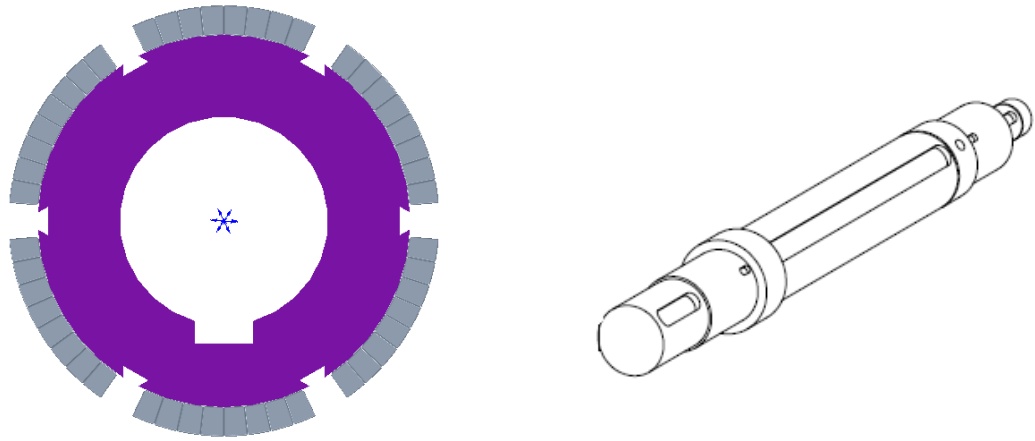
A partir de las dimensiones obtenidas en capítulo anterior, se realizaron los planos de la chapa magnética teniendo en cuenta las tolerancias de fabricación. Esta chapa escogida es del tipo FeV 350-50 HA, con un grosor de 0.50mm por cada chapa, y se apilará en el montaje hasta alcanzar la longitud efectiva establecida. Se utilizó este tipo de chapa para el montaje del núcleo de estator y del núcleo de rotor. En la etapa de análisis en FEM, se empleó una chapa del tipo 330-65 A ya que en las librerías del software era la que tenía unos valores más cercanos a la chapa del prototipo. La diferencia con respecto a la empleada en el prototipo es, por una parte, el grosor, que en este caso es de 0.65mm y por otra parte las pérdidas por kilogramo. En la de tipo 350-50 se tienen 3.50W/kg con un campo de 1.5T y 50Hz y en la de tipo 330-65 se tienen 3.30W/kg. Por ello, en la práctica las pérdidas obtenidas serán algo mayores a las simuladas.

En cuanto a la carcasa que contendrá el paquete magnético, en el diseño de la refrigeración se decidió que la carcasa tendría forma octogonal con un total de 12 canales, 4 grandes y 8 pequeños.



*Figura 5-1 Plano de la carcasa y los canales de ventilación*

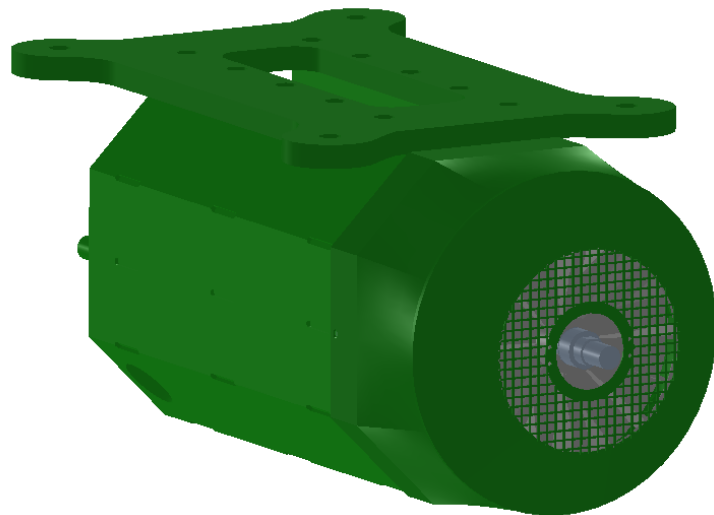
El acoplamiento entre el eje de tracción y el núcleo de rotor se efectuará mediante una chaveta recta. La inclinación magnética estator/rotor de una ranura (skew) se ha efectuado mediante el giro progresivo del paquete de estator.



*Figura 5-2 Plano del rotor (izquierda) y eje (derecha)*

A la placa del rotor se le han practicado unas muescas en la parte de los imanes. Estas muescas servirán de anclaje para las sujeciones de los imanes. Las sujeciones serán de epoxi y evitarán que los imanes se muevan tangencialmente. Para sujetar los imanes frente a las fuerzas normales debidas a la rotación, estos irán cubiertos de un zuncho de fibra de vidrio de un milímetro de espesor.

En la Figura 5-3 se muestra un plano tridimensional del motor.



*Figura 5-3 Plano 3D del motor completo*

### 5.1.2 Sensorización

Con el fin de verificar las diferentes herramientas de cálculo de temperatura empleadas, se sensorizará un prototipo de la máquina, de forma que pueda obtenerse la temperatura en diferentes puntos de interés. En nuestro caso, se emplearán termopares de tipo K, por su facilidad de inserción en las distintas partes de la máquina.

A continuación se muestra una lista de todos los sensores empleados y su ubicación en un plano del prototipo.

- 3 termopares separados  $120^\circ$  en las cabezas de bobina en DE (driving end) y otros 3 en NDE (non-driving end).
- 3 termopares separados  $120^\circ$  sobresaliendo las cabezas de bobina en DE, para medir la temperatura del aire interior y otros 3 en la parte NDE.
- 9 termopares dentro del cobre activo en una misma ranura.
  - 3 en el centro del cobre activo y a tres longitudes diferentes.
  - 3 tocando el yugo y a tres longitudes diferentes.
  - 3 tocando el diente y a tres longitudes diferentes.

Los termopares en los dientes y base del yugo de estator se introducen a través de la ranura, entre el papel y la chapa, como se muestra en la siguiente figura, y van situados en los mismos puntos que los termopares del cobre activo, fijando esta ranura como referencia para la colocación de todos los demás sensores.

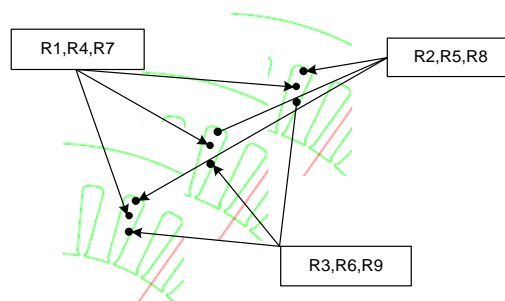


Figura 5-4 Ubicación de los sensores en el cobre activo, diente y yugo de estator

La temperatura de los imanes se va a estimar midiendo la tensión en bornes del motor, y calculando la desviación de tensión de ese punto de trabajo con respecto al motor en frío.

### 5.1.3 Proceso de montaje

En primer lugar, se cortó chapa magnética y se apiló formando los núcleos de rotor y estator. El estator se insertó en la carcasa construida en acero y a continuación se bobinó.

En la Figura 5-5 puede verse el cobre en el interior de las ranuras así como las láminas de aislamiento y las cuñas de TFT empleadas. A la derecha puede verse como una vez se ha bobinado el estator, las cabezas de bobina se compactan mediante cintas.

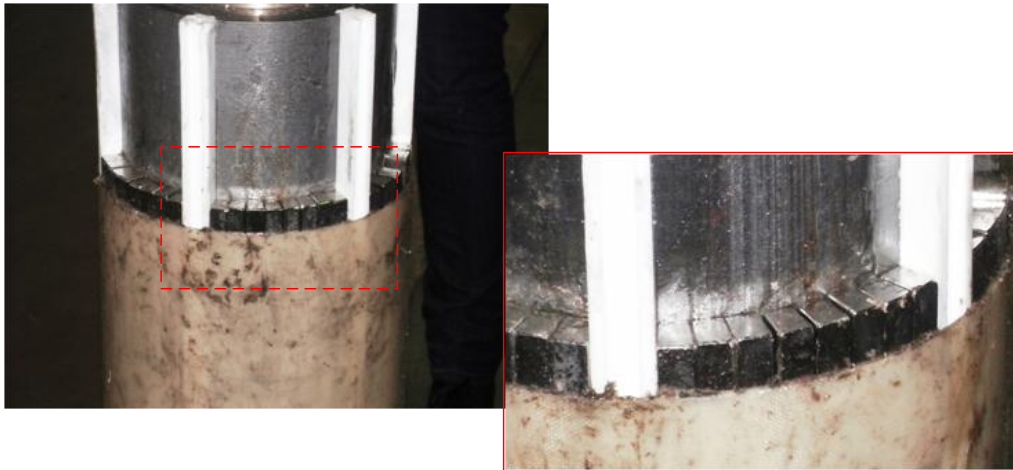


*Figura 5-5 Detalle de las ranuras (izquierda) y estator y carcasa (derecha)*

Además, puede verse como las conexiones eléctricas se han sacado a través de un conducto realizado en la carcasa.

En cuanto al rotor, en primer lugar se insertó en el eje y se fijó mediante los anillos de sujeción. Posteriormente, se colocaron los separadores de polos en sus ranuras correspondientes.

Los imanes se fijaron mediante un pegamento de contacto y un activador, ayudándose del zuncho para su sujeción.



*Figura 5-6 Montaje del rotor*

Por último, se introdujo el rotor en el estator valiéndose de una grúa y se colocaron los elementos restantes como son los rodamientos, las tapas el ventilador, etc.



## 5.2 Resultados con carga resistiva

Los primeros ensayos realizados tienen como finalidad comprobar el correcto diseño electromagnético del motor. En el Anexo A se describe el escenario de ensayos utilizado.

### 5.2.1 Medición de la resistencia del bobinado

En primer lugar, se ha medido la resistencia del bobinado empleando para ello el microóhmetro.

Primero, se ha medido la resistencia de cada una de las fases en frío y se ha obtenido un valor medio. Para verificar que todas las fases están correctamente bobinadas y conexionadas se ha obtenido la desviación de cada una de ellas con respecto al valor medio:

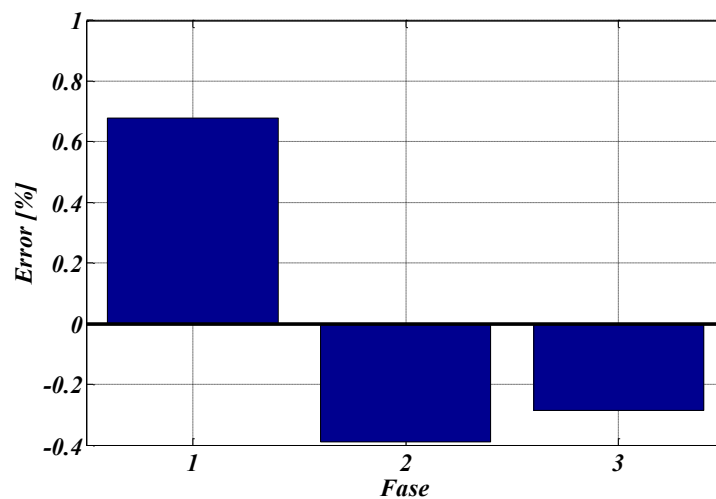


Figura 5-7 Desviación de la resistencia de cada fase con respecto al valor medio

Como puede verse el error en cada fase es menor que un 1% por lo que se considera un correcto bobinado.

En cuanto al valor de la resistencia medida normalizada a 150°C, el resultado se muestra en la siguiente tabla:

Rs150 calculada	Rs150 medida	Error
41.3mΩ	43.5mΩ	5.33%

Tabla 5-1: Resistencia de estator a 150°C.

Como puede verse, el error es menor que el 10%, por lo que los resultados pueden considerarse válidos.

## 5.2.2 Pruebas de arrastre en vacío

Con el fin de validar la fuerza electromotriz generada por los imanes, se ha realizado un ensayo de arrastre en circuito abierto.

En primer lugar, se ha verificado que la desviación en la tensión medida en cada una de las fases con respecto al valor medio no supera un 5%. Esto se ha hecho para 4 diferentes velocidades, desde un cuarto de la velocidad nominal hasta la velocidad nominal.

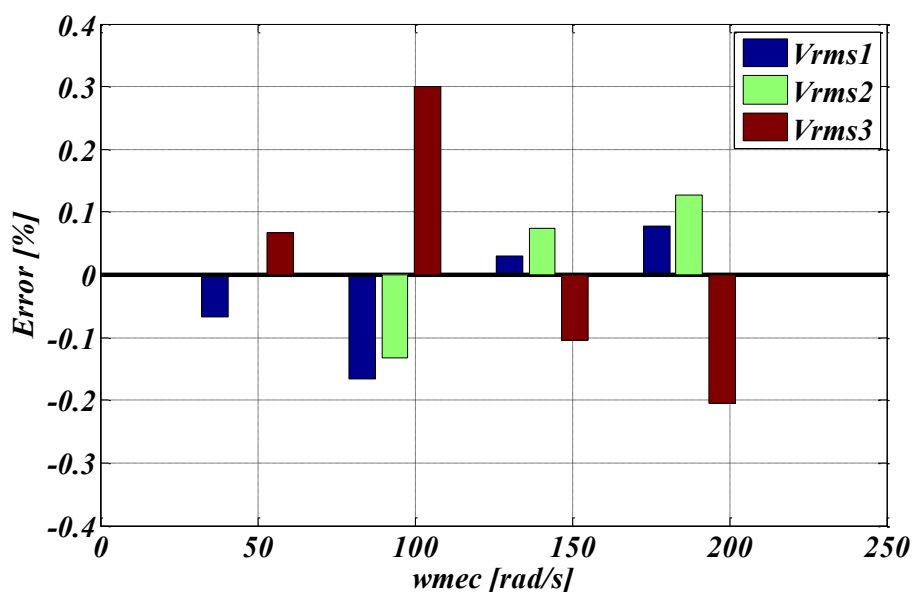


Figura 5-8 Desviación de la EMF de cada fase con respecto al valor medio

Como puede verse en la figura anterior, la desviación no supera el 0,4%, por lo que las fases están correctamente balanceadas.

Por otra parte se ha comparado el valor de la EMF medida con el valor de referencia obtenido en las simulaciones en elementos finitos. Los resultados pueden considerarse aceptables si el error no supera el 10%. En este caso, en la Figura 5-9 puede verse como el error es incluso menor que el 5% por lo que los resultados se dan por válidos.

El valor obtenido es mayor al computado en elementos finitos debido a que el fragmento de imán utilizado para su caracterización proporcionó un valor de  $B_r$  de 1,18T en frío (ver Figura 5-10) en comparación a los 1,26T que asegura el fabricante. Esto puede deberse a un deterioro de las características magnéticas del imán causado por su corte para poder introducirlo en la caracterizadora. En las simulaciones se han empleado los 1,18T como valor de referencia, de ahí que la EMF computada sea ligeramente menor a la obtenida en los ensayos.

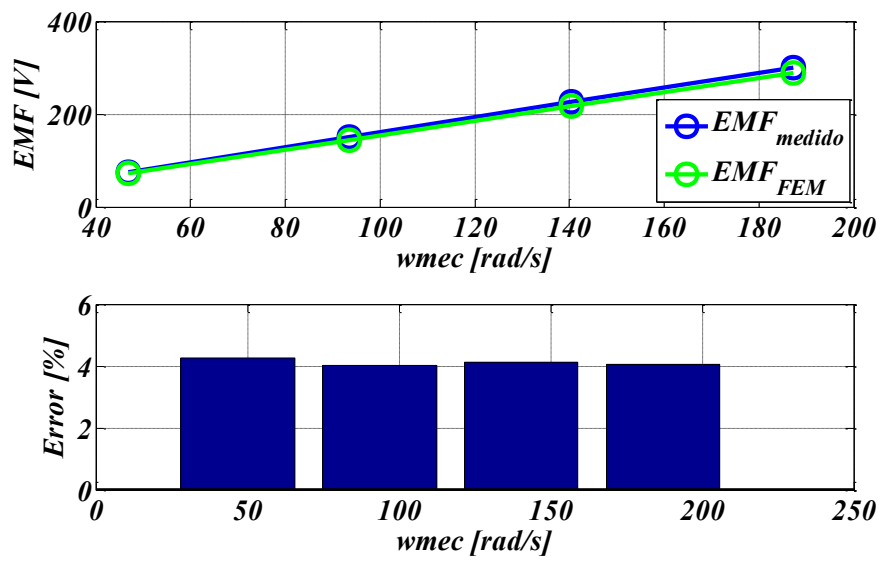


Figura 5-9 Desviación de la EMF medida con respecto a la calculada en FEM

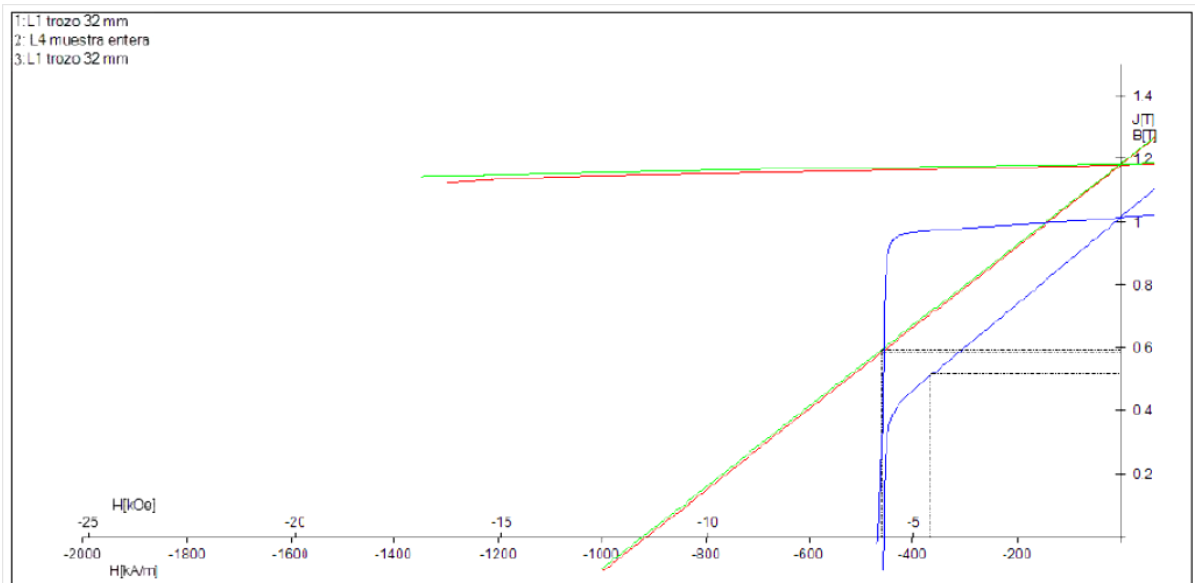


Figura 5-10 Caracterización de un fragmento de imán a 25°C y 150°C

Por otra parte, se ha comprobado que el flujo del imán calculado a las distintas velocidades en un semejante régimen térmico, presenta unos valores prácticamente constantes como se muestra en la siguiente figura:

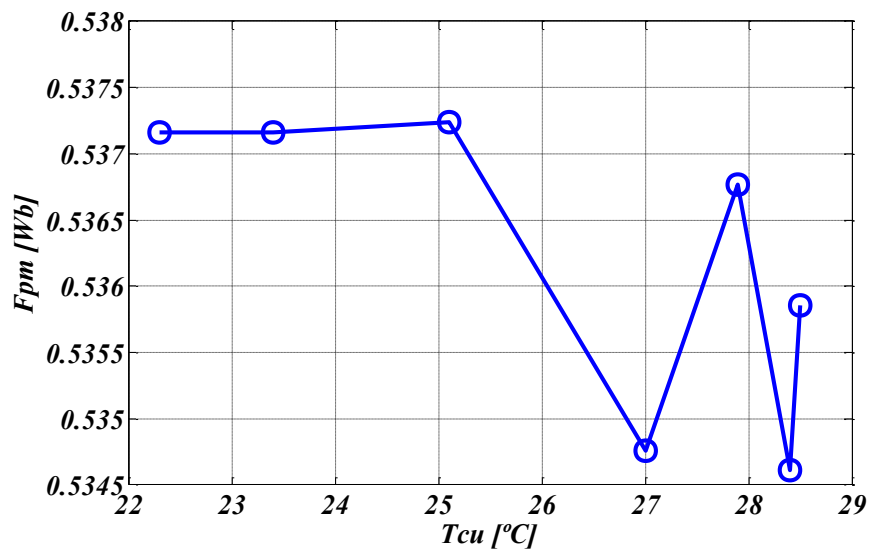


Figura 5-11 Flujo del imán a distintas velocidades en un semejante régimen térmico

Además, se ha calculado la evolución del flujo del imán con la temperatura basándose en los resultados obtenidos en el ensayo y combinándolos con el coeficiente térmico obtenido a partir de la caracterización del imán:

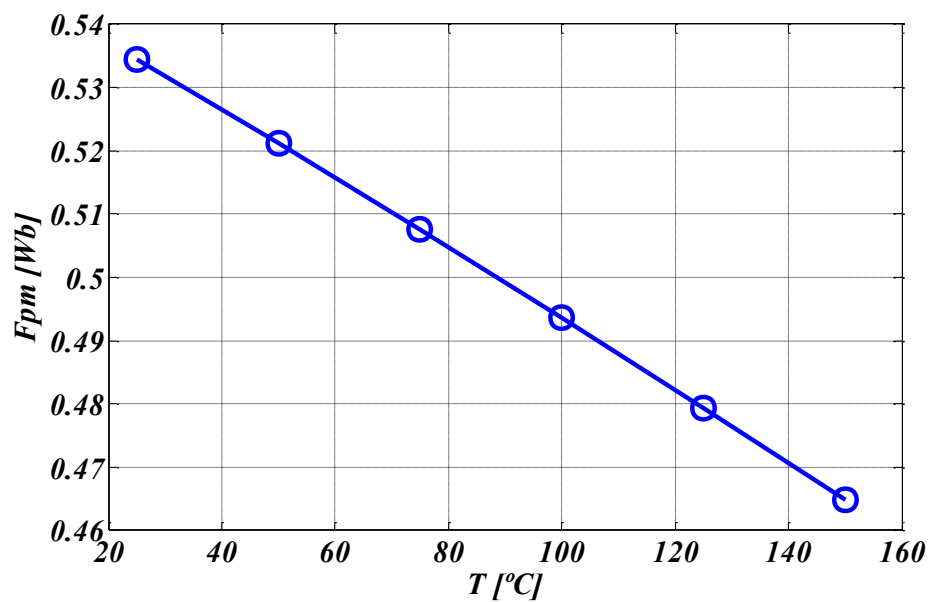


Figura 5-12 Evolución del flujo del imán con la temperatura

### 5.2.3 Pruebas en modo generador a poca carga

Se ha colocado una resistencia de carga de  $4\Omega$  y se ha arrastrado el motor a 1000rpm. Después se han medido corrientes y tensiones volviendo a comprobar el correcto balanceo de las fases como se muestra en la Figura 5-13. Finalmente, se ha comprobado que la desviación de las corrientes y tensiones medias es menor que un 10% con respecto a los valores de referencia obtenidos mediante simulación.

En la Tabla 5-2 puede verse como la potencia supera ese 10% establecido como criterio de aceptación. Sin embargo esto es debido a que en el cálculo de la potencia se emplea una resistencia de carga de  $4\Omega$  cuando en realidad se han medido  $4,24\Omega$  con el microóhmetro. El error en la tensión se debe a que, como se ha mencionado antes, el trozo de imán utilizado para la caracterización, muestra unas condiciones degradadas con respecto a las especificadas por el fabricante.

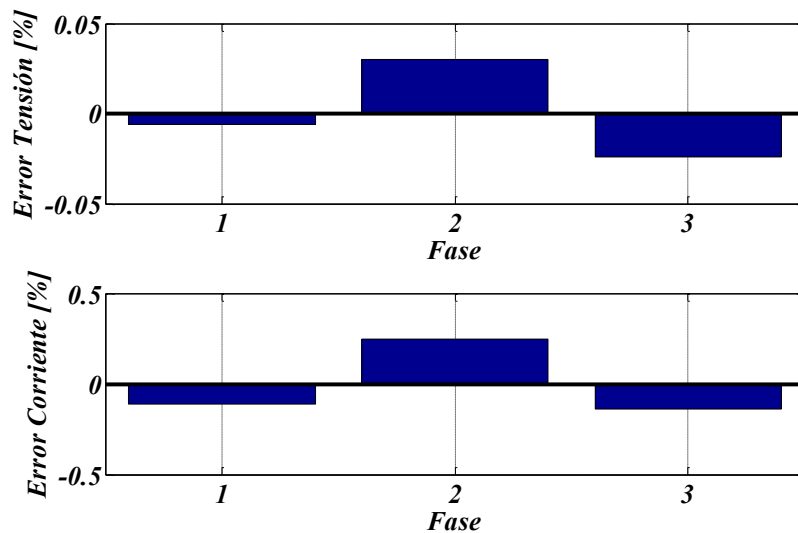


Figura 5-13 Desviación de la tensión y corriente de cada fase con respecto al valor medio

	Calculada	Medida	Error
Tensión [V]	153.22	166.48	8.65%
Corriente [A]	37.8	38.84	2.74%
Potencia salida [W]	17146	19400	13.15%

Tabla 5-2: Comparación de los valores simulados y medidos.

### 5.2.4 Determinación de las características declaradas

Combinando las resistencias de carga disponibles, se han realizado cuatro ensayos en arrastre para diferentes niveles de carga. Estos se muestran en la siguiente tabla:

Ensayo	Resistencia	Velocidades			
E1	4Ω	500	700	1000	1200
E2	2Ω	500	700	1000	1100
E3	1.334Ω	500	700	1000	1200
E4	1Ω	500	700	900	

Tabla 5-3: Ensayos de determinación de características declaradas.

La Figura 5-14 muestra la tensión de salida en función de la velocidad. Esta tensión viene principalmente definida por la tensión electromotriz que aumenta linealmente con la velocidad.

Puede verse como cuanto menor es la resistencia, al encontrarse la máquina en modo generador, la tensión de salida es ligeramente menor.

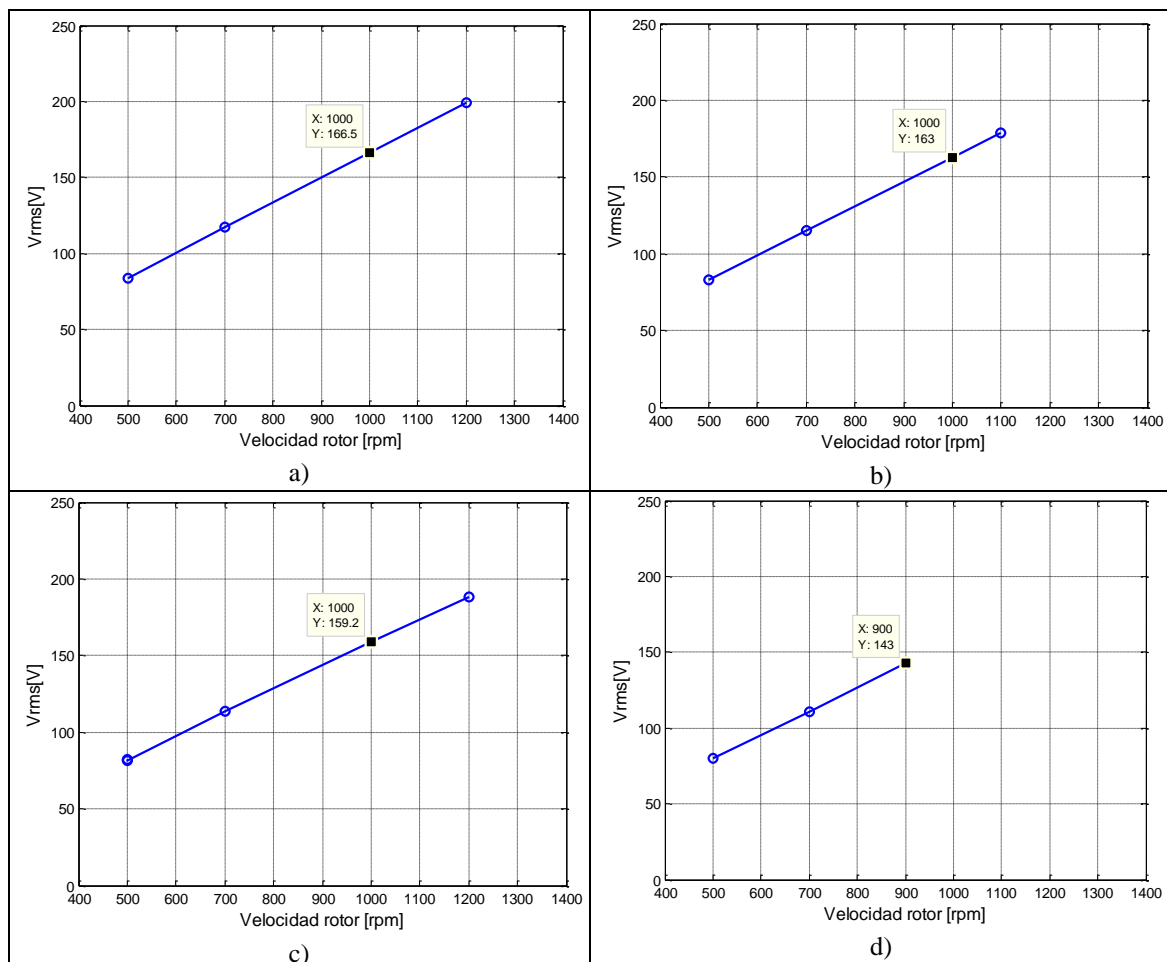


Figura 5-14 Tensión de salida en función de la velocidad para a)E1, b)E2, c)E3 y d)E4

La Figura 5-15 muestra el par motor en función de la corriente. Se verifica que el par sube linealmente con la corriente sin apreciarse saturaciones que limiten la cantidad de par. En verde se representa el par electromagnético del motor de prueba calculado a través de la potencia de salida restándole las pérdidas del cobre y las del hierro. En azul se muestra el par del motor de carga que en este caso tracciona el motor de pruebas a una velocidad constante. Se comprueba que el par de carga es ligeramente superior ya que en este caso la máquina de pruebas funciona en modo generador y la máquina de carga debe dar un par mayor para superar las pérdidas mecánicas de todo el sistema.

Además, puede verse como en el ensayo E4 se llega hasta los 610Nm, un 60% del par nominal, sin efectos de saturación visibles.

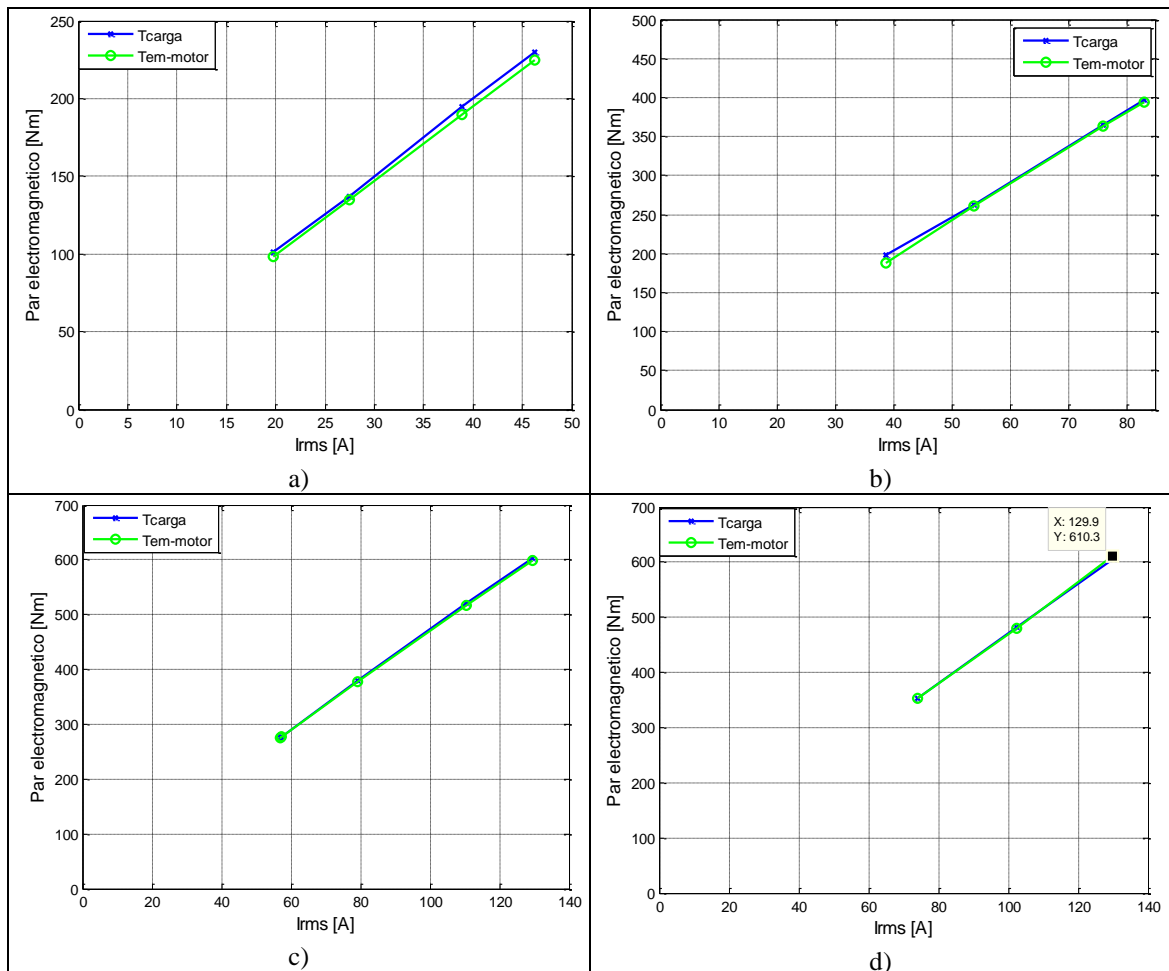


Figura 5-15 Par de motor en función de la corriente para a)E1, b)E2, c)E3 y d)E4

La Figura 5-16 muestra la evolución de la potencia eléctrica de salida y la potencia mecánica de entrada en función de la velocidad. Como en bornes del motor conectamos una

resistencia externa, la potencia de salida aumenta de forma cuadrática con la tensión. Por lo tanto la potencia aumenta también de forma cuadrática con la velocidad.

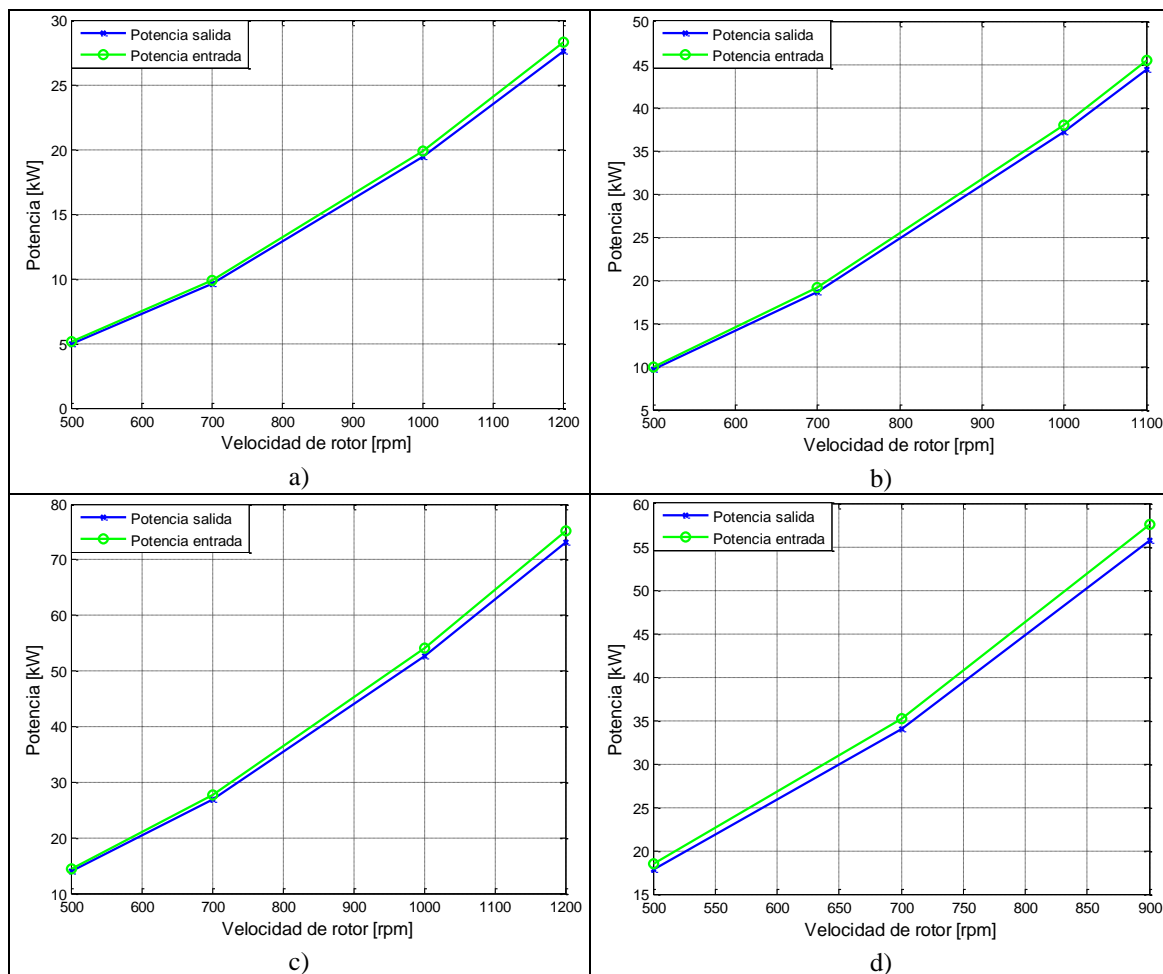


Figura 5-16 Potencia en función de la velocidad para a)E1, b)E2, c)E3 y d)E4

Finalmente, en la Figura 5-17 puede verse la evolución del rendimiento, que se mantiene por encima del 96,5%, en función de la potencia electromagnética de la máquina de pruebas. Se observa como al subir la potencia el rendimiento sube ligeramente.



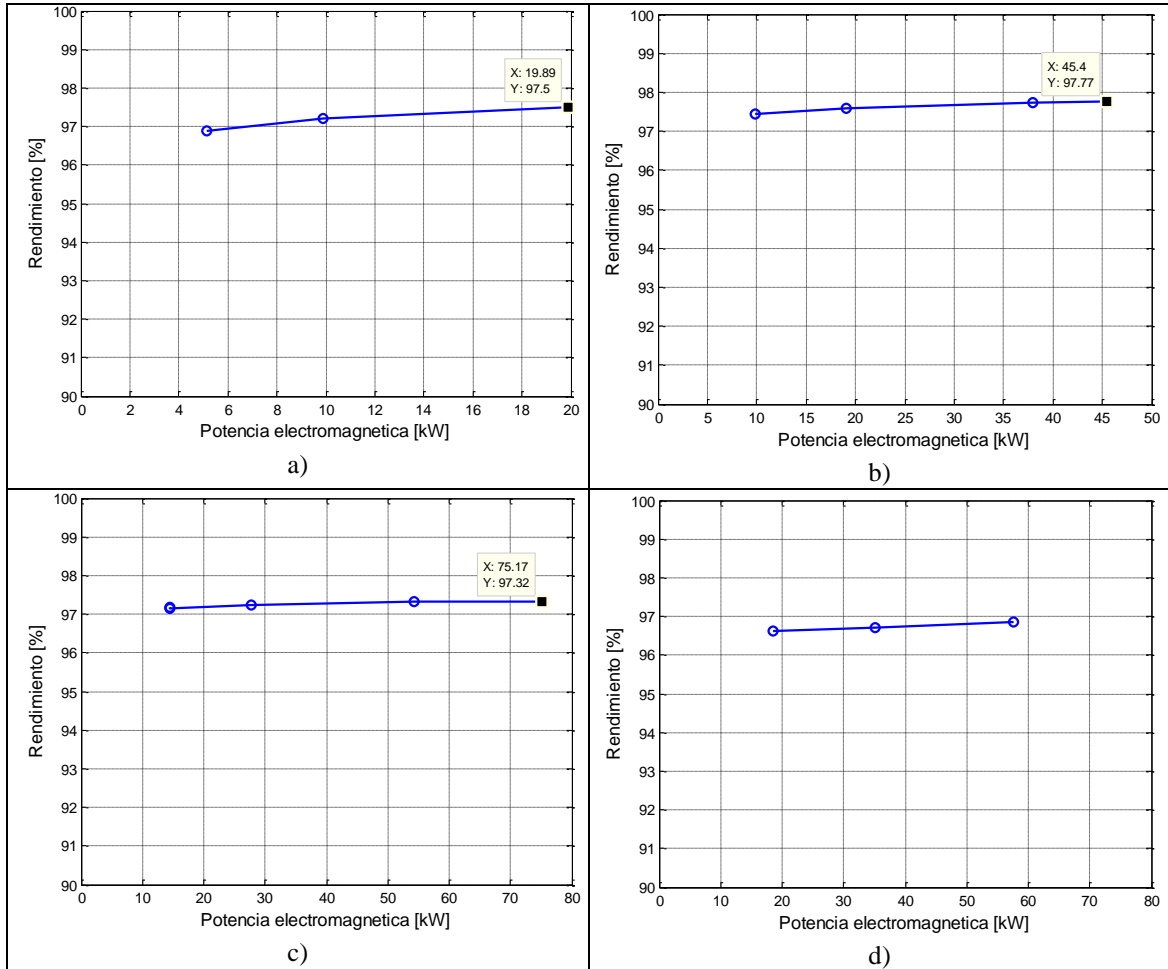


Figura 5-17 Rendimiento de la máquina para a)E1, b)E2, c)E3 y d)E4

### 5.2.5 Cálculo de la inductancia de estator

El propósito de este ensayo es, a parte de verificar que el comportamiento de la máquina a diferentes velocidades y cargas cumple lo especificado en el diseño, calcular el valor de la inductancia de fase en función de la corriente.

Una vez comprobado que los valores de las corrientes, tensiones y potencias cumplen lo especificado, se ha calculado la inductancia para cada una de las combinaciones y se ha obtenido una curva ajustada de la inductancia en función de la corriente. Es importante mencionar que a mayor corriente la temperatura la máquina en general es mayor, por lo que hay una influencia de la temperatura.

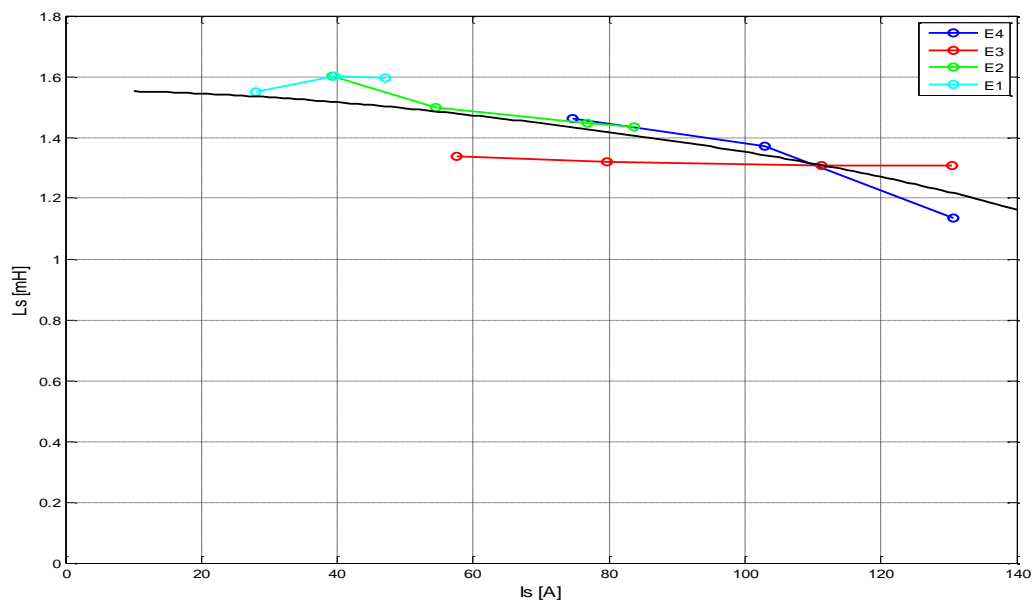


Figura 5-18 Curvas de inductancia de fase en función de la corriente

Como puede verse en la figura anterior, los resultados muestran unos valores de inductancia lógicos, ligeramente superiores a los obtenidos en simulaciones, los cuales estaban alrededor de los 0.9mH.

## 5.2.6 Ensayos de calentamiento

A continuación se muestran los resultados de los ensayos de calentamiento. Se han realizado tres ensayos, aumentando la resistencia de carga en cada uno de ellos. La velocidad de giro se ha mantenido constante a 900rpm (50% de la velocidad nominal) y la duración de los ensayos se ha establecido hasta llegar a un régimen térmico casi estable, monitorizando también el enfriamiento de la máquina. Se realizan estos ensayos a una velocidad más reducida a la nominal por limitaciones de par de la máquina de carga.

Los tres ensayos corresponden a valores de resistencias de carga de  $2\Omega$ ,  $1.334\Omega$  y  $1\Omega$ .

### 5.2.6.1 Calentamiento + enfriamiento

En primer lugar se van a representar las evoluciones del ciclo completo (calentamiento + enfriamiento) de las temperaturas en distintas partes del cobre.

De entre todas las mediciones, se han representado las que muestran unos valores más representativos. Los sensores  $TC_{NDE}$  y  $TC_{DE}$  corresponden a las cabezas de bobina en el extremo

NDE y DE respectivamente, los sensores TCA corresponden al cobre activo y los TEE corresponden al aire interno.

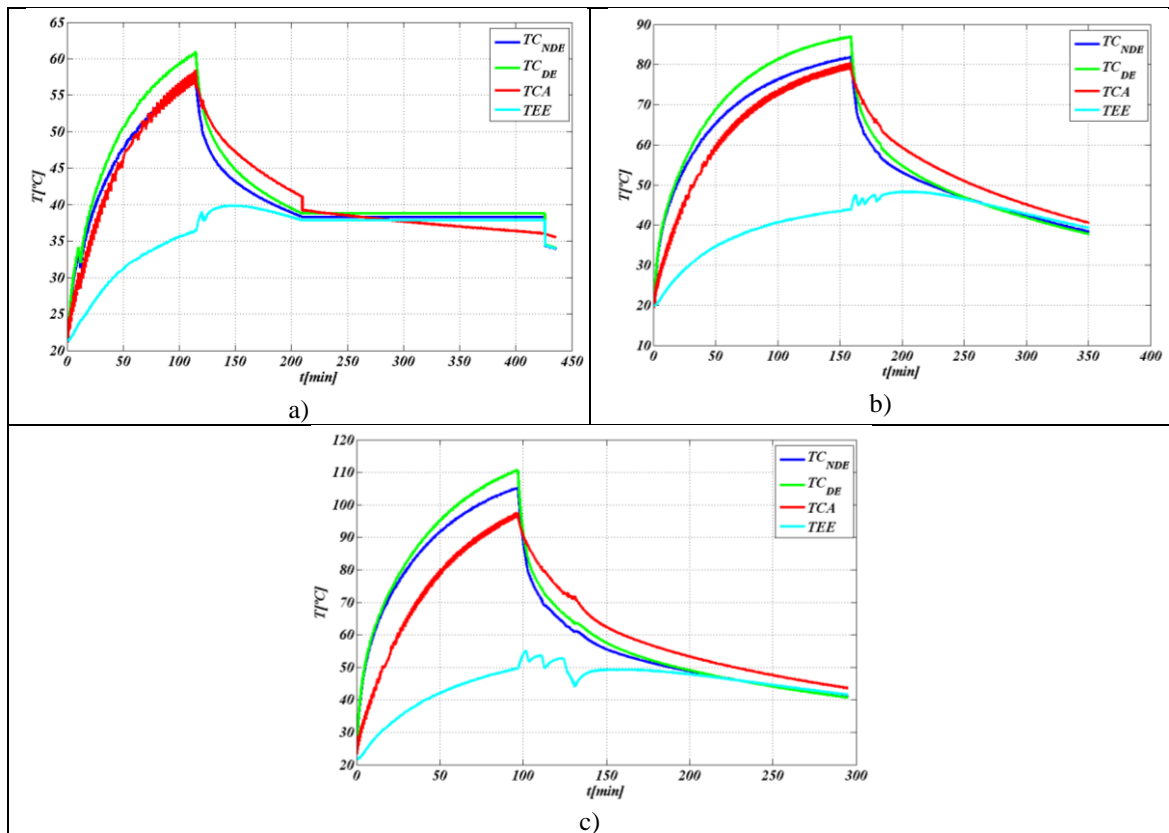


Figura 5-19 Temperaturas en las diferentes partes de la máquina para a)  $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b)  $R_{ext} \approx 1.334\Omega$  y c)  $R_{ext} \approx 1\Omega$

En el caso a), a partir del minuto 200 puede verse como las temperaturas permanecen constantes. Esto es debido a un error en el registrador, la cual dejó de registrar valores durante aproximadamente 200 minutos. Sin embargo, este error se solucionó en los ensayos posteriores.

Como puede verse, cuanto mayor es el nivel de corriente (resistencia más baja), más diferencia existe entre la temperatura del cobre activo y la de las cabezas de bobina.

### 5.2.6.2 Balance de potencias

La Figura 5-20 muestra las tensiones y las corrientes de fase. La división entre la tensión y la corriente nos da el valor exacto de la resistencia externa. La tensión de salida se reduce ligeramente debido a que el incremento de temperatura del rotor produce una disminución de la tensión electromotriz inducida.

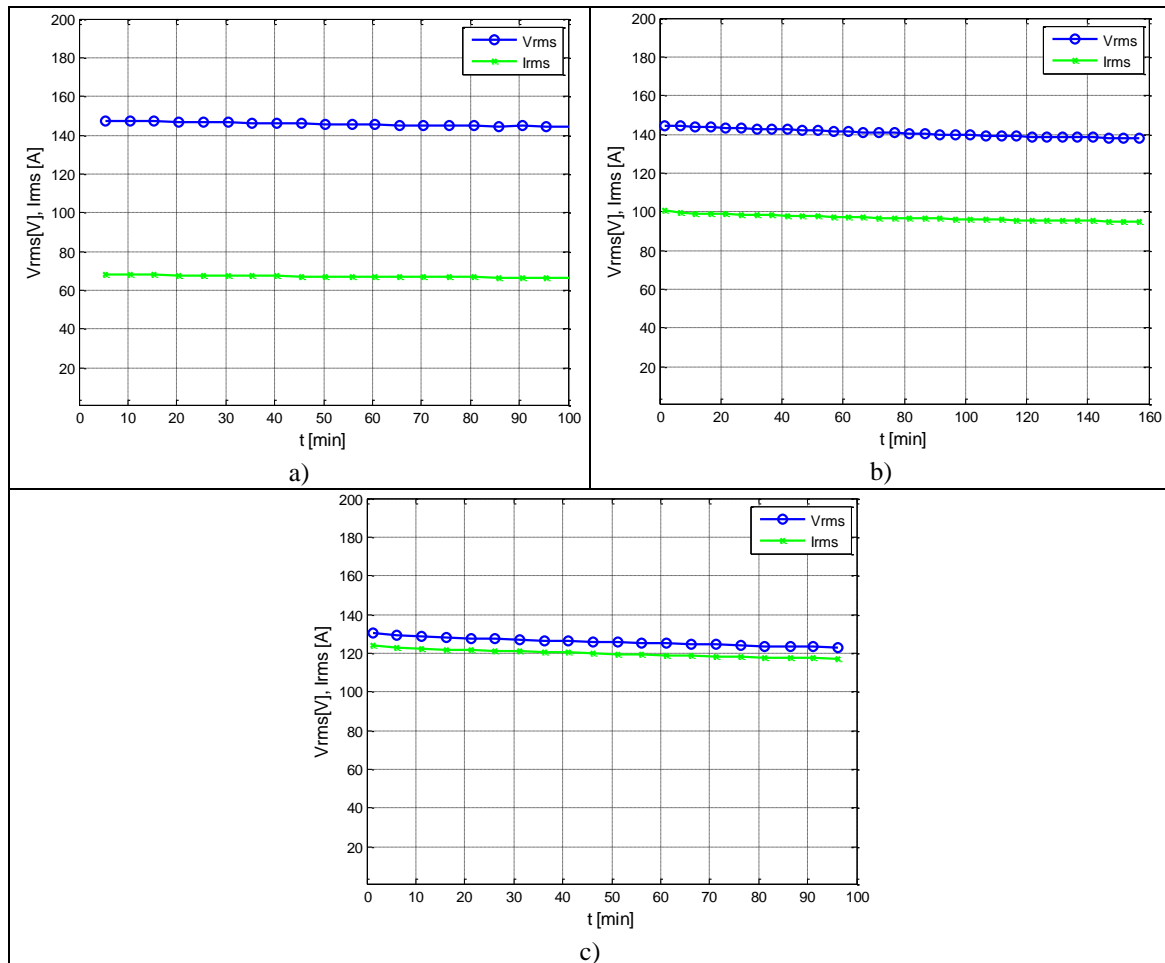


Figura 5-20 Tensiones y corrientes de fase para a)  $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b)  $R_{ext} \approx 1.334\Omega$  y c)  $R_{ext} \approx 1\Omega$

La Figura 5-21 muestra la evolución del par motor durante el ensayo. En verde se representa el par electromagnético del motor de prueba calculado a través de la potencia de salida restándole las pérdidas del cobre y las del hierro. En azul se muestra el par del motor de carga que en este caso tracciona el motor de pruebas a una velocidad constante. Se comprueba que el par de carga es ligeramente superior ya que en este caso la máquina de pruebas funciona en modo generador y la máquina de carga debe dar un par mayor para superar las pérdidas mecánicas de todo el sistema. Al principio del ensayo las pérdidas mecánicas son mayores debido a que los rodamientos estaban fríos y presentaban un mayor coeficiente de fricción. La correcta correlación entre el par de carga y el par electromagnético permite verificar la estimación de pérdidas de hierro realizada (a través de simulación electromagnética por elementos finitos). La reducción del par a lo largo del ensayo es debida a que según se calientan los imanes, la tensión electromotriz se reduce, disminuyendo la tensión de salida y disminuyendo también así la potencia de salida debido a la resistencia de carga. Asimismo, al transcurrir el ensayo la resistencia de carga también se calienta y contribuye este efecto a

reducir la potencia de salida. El par del motor se sitúa en un 50%, 65% y 90% del par eficaz térmico del diseño respectivamente.

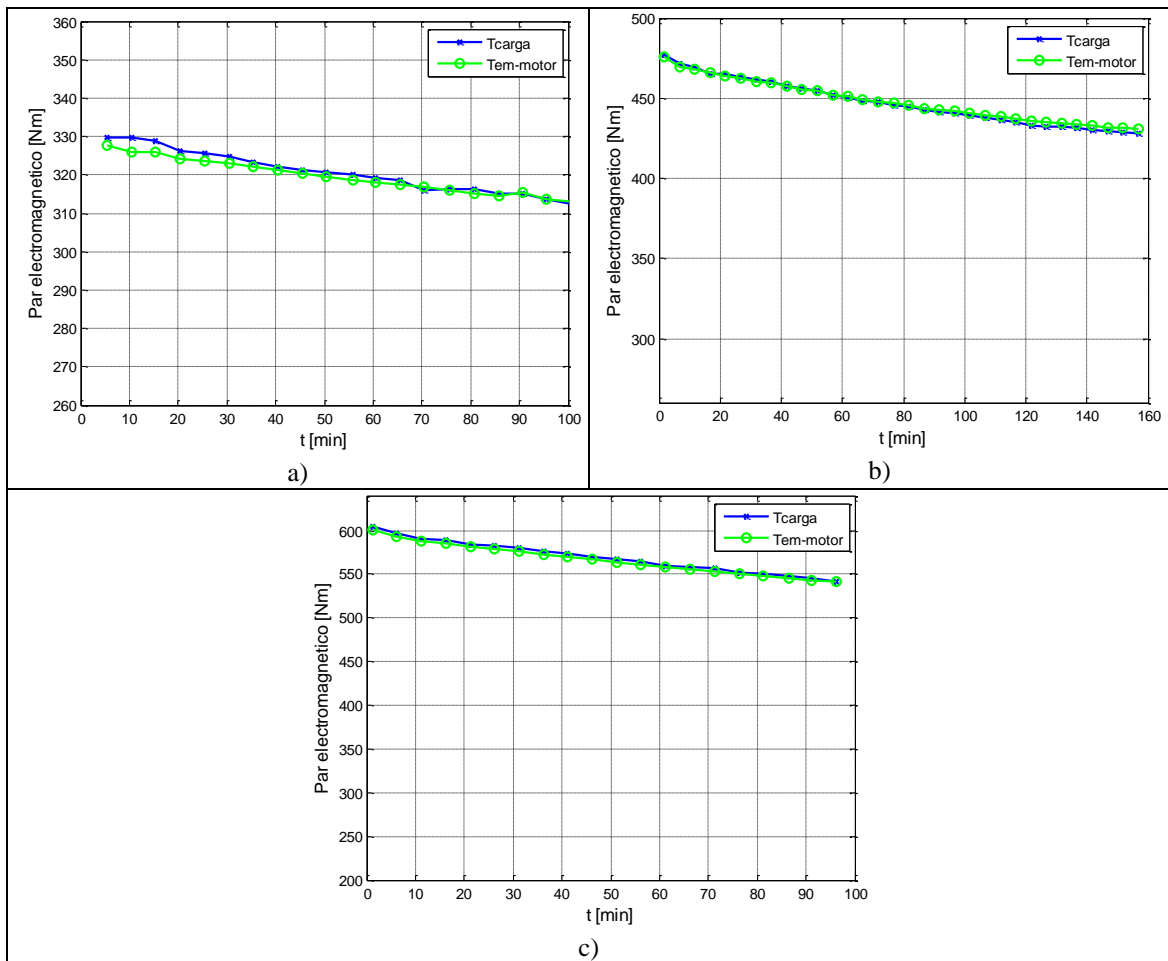
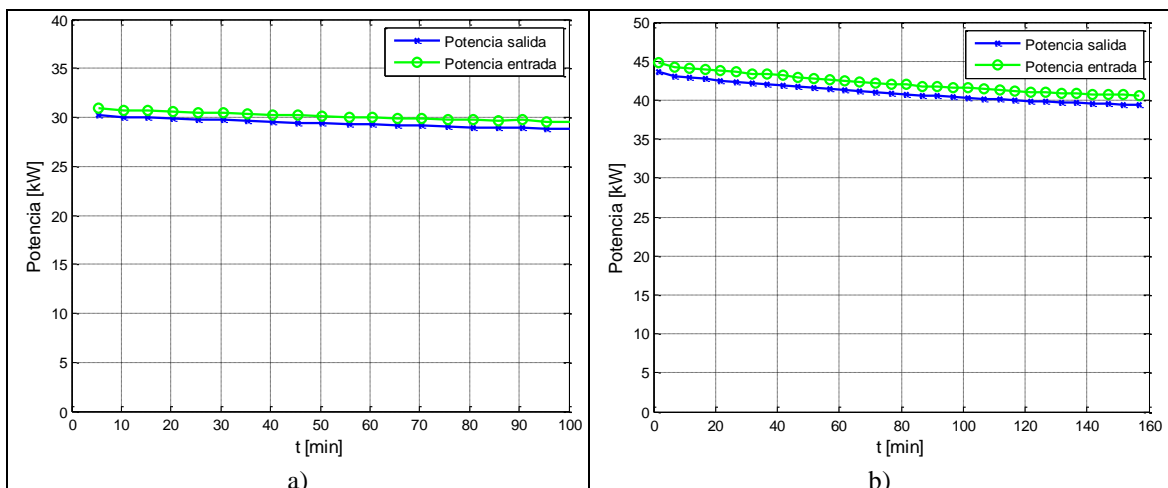


Figura 5-21 Evolución del par motor para a)  $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b)  $R_{ext} \approx 1.334\Omega$  y c)  $R_{ext} \approx 1\Omega$

La Figura 5-22 muestra las potencias de entrada y salida del motor. Puede observarse como la máquina de pruebas ofrece entorno a 30kW, 40kW y 50kW respectivamente.



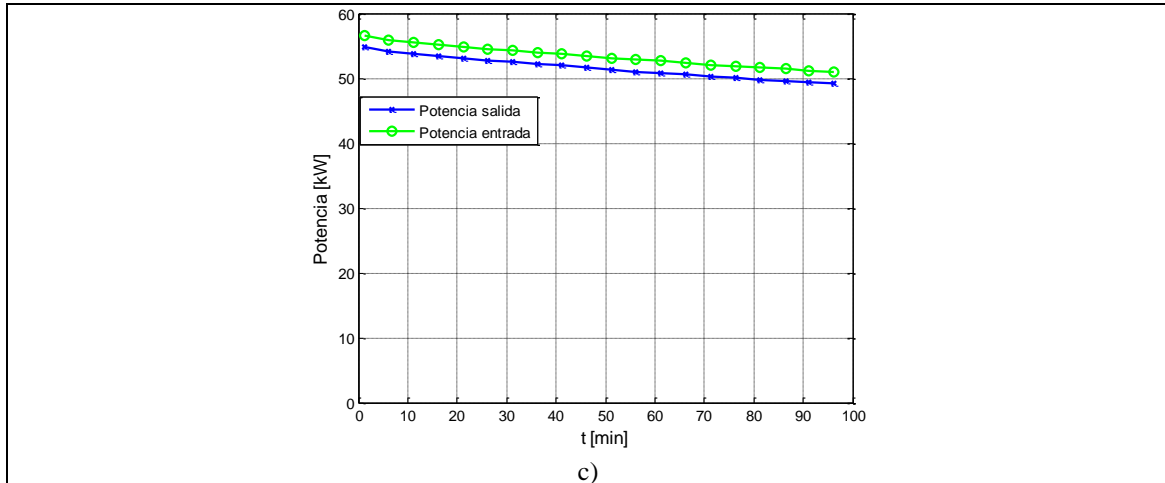
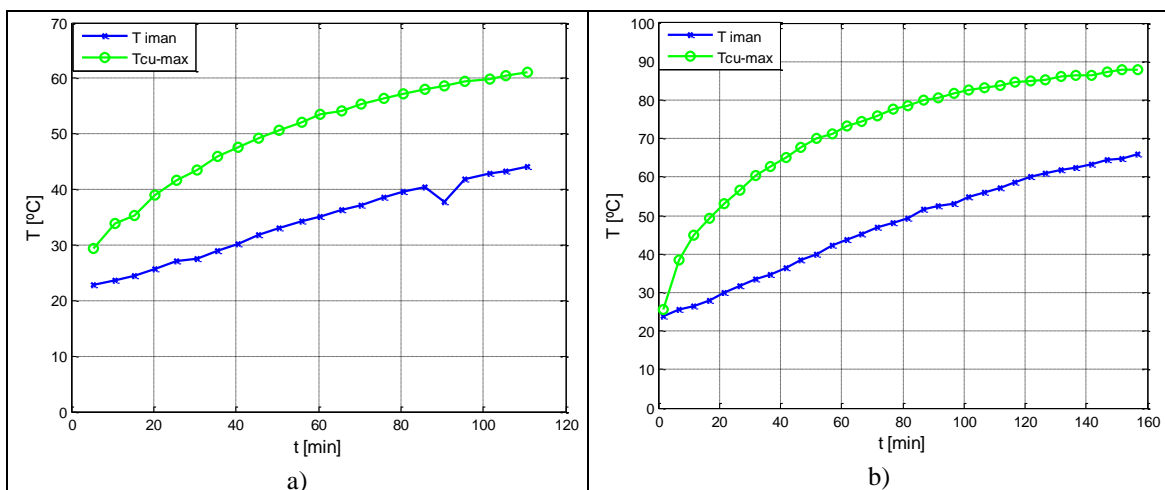


Figura 5-22 Evolución de la potencia para a)  $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b)  $R_{ext} \approx 1.334\Omega$  y c)  $R_{ext} \approx 1\Omega$

A través de la tensión de salida del motor, se ha estimado la temperatura del imán. Puede observarse que esta temperatura evoluciona más lentamente que la temperatura del devanado. Este hecho se había verificado en la simulación térmica previa del motor y se debe a que en los imanes apenas hay pérdidas y que el calentamiento del imán se produce al transmitirse calor de la chapa del estator a través del entrehierro. Como el calentamiento de las chapas del estator presenta una dinámica más lenta, debido a su mayor masa y a un nivel de pérdidas más reducida, el calentamiento del imán también es más lento. Puede observarse como el imán llega a calentarse hasta los 63°C. Extrapolando las evoluciones de temperaturas del estator y del imán, teniendo para ello en cuenta la evolución térmica equivalente del modelo, se estima que la temperatura del imán no superaría los 90°C en el peor de los casos, caso c). Esta temperatura es bastante inferior a los 150°C que puede soportar el tipo de imán SH empleado.



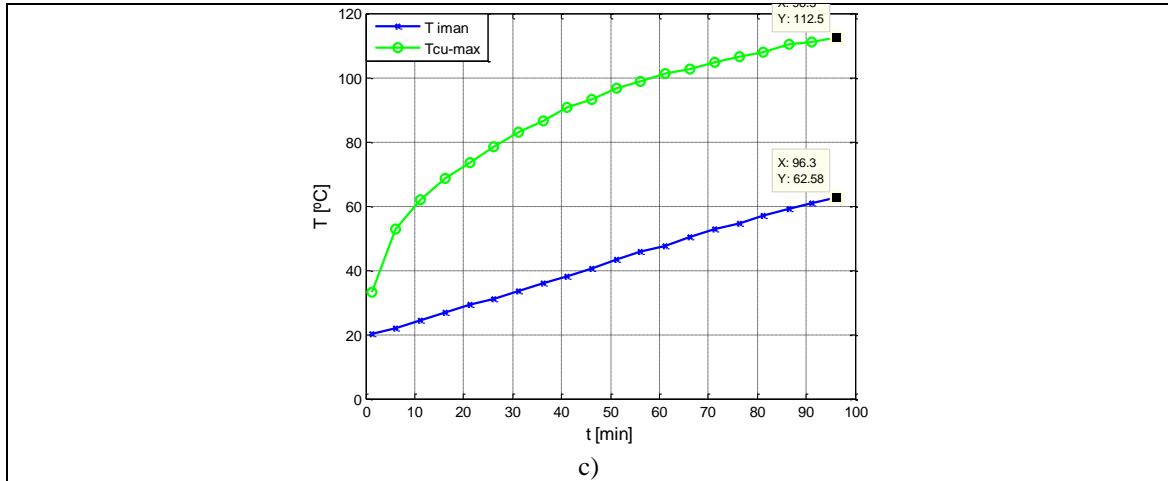


Figura 5-23 Evolución de la temperatura del imán para a)  $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b)  $R_{ext} \approx 1.334\Omega$  y c)  $R_{ext} \approx 1\Omega$

La Figura 5-24 muestra la evolución del rendimiento del motor. El rendimiento obtenido es siempre mayor que el 96 %, verificando las hipótesis de diseño en cuanto al buen rendimiento del motor.

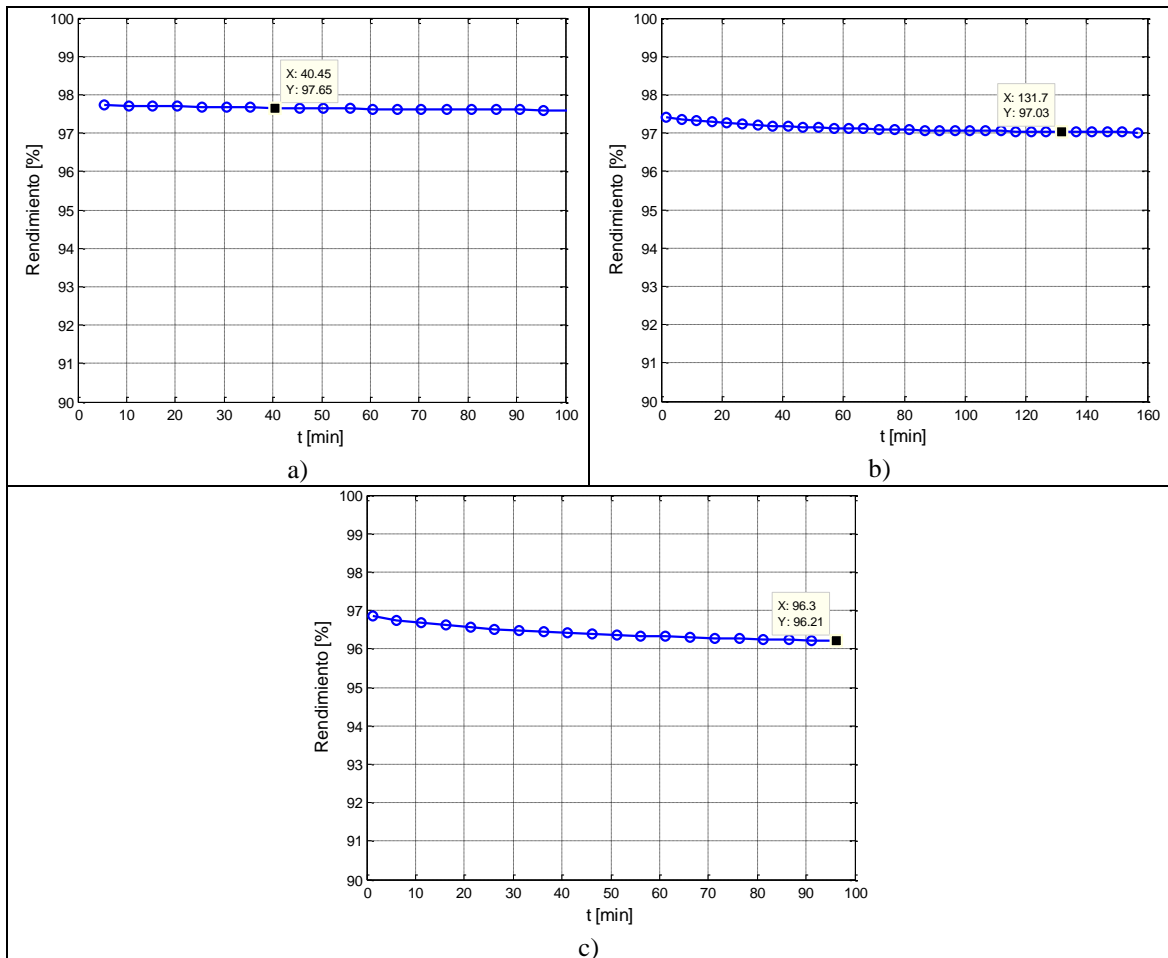


Figura 5-24 Evolución del rendimiento del motor para a)  $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b)  $R_{ext} \approx 1.334\Omega$  y c)  $R_{ext} \approx 1\Omega$

## 5.2.7 Comparación con MotorCAD

Las temperaturas evolucionan de una forma lógica. No obstante, se han realizado simulaciones térmicas en el software comercial MotorCAD para poder comparar los resultados.

Las simulaciones en MotorCAD se han llevado a cabo con una velocidad de 900rpm.

Además, de las hipótesis consideradas en el estudio preliminar, se ha pasado de simular un solo slice axial a simular cinco y se ha disminuido la resistencia térmica entre el cobre activo y las cabezas de bobina, obteniendo una distribución de las temperaturas más coherente. Asimismo, se ha añadido una base de 1500mmx600mmx40mm, unida a la carcasa del motor mediante unas patas. Por otra parte, se han asignado los siguientes interface gaps:

	Laminado de estator-Carcasa	Carcasa-Pata	Pata-Base	Gap efectivo de los rodamientos
Gap[mm]	0.03	0.0153	0.0153	0.3

Tabla 5-4: Interface gaps entre los diferentes materiales de la máquina.

Se ha continuado despreciando el gap entre los imanes y la chapa de rotor ya que al no disiparse demasiada potencia a través de este, la influencia de este parámetro es mínima.

Para las pérdidas se han tomado las siguientes consideraciones:

- Las pérdidas del cobre están en función de la carga eléctrica y varían en función de la temperatura.
- Las pérdidas del hierro y las pérdidas mecánicas dependen de la velocidad.
- Las pérdidas del rotor (imanes y chapa) se han considerado despreciables.

### 5.2.7.1 Caso $R_{ext} \approx 2\Omega$

Los valores de las pérdidas parara las distintas partes de la máquina son los siguientes:

	Cobre	Yugo	Diente	Imán	Rotor	Rodamientos	Aerodinámicas	Ventilador
Pérdidas[W]	500	445	413	0	0	100	13	25

Tabla 5-5: Pérdidas en distintos puntos de la máquina.

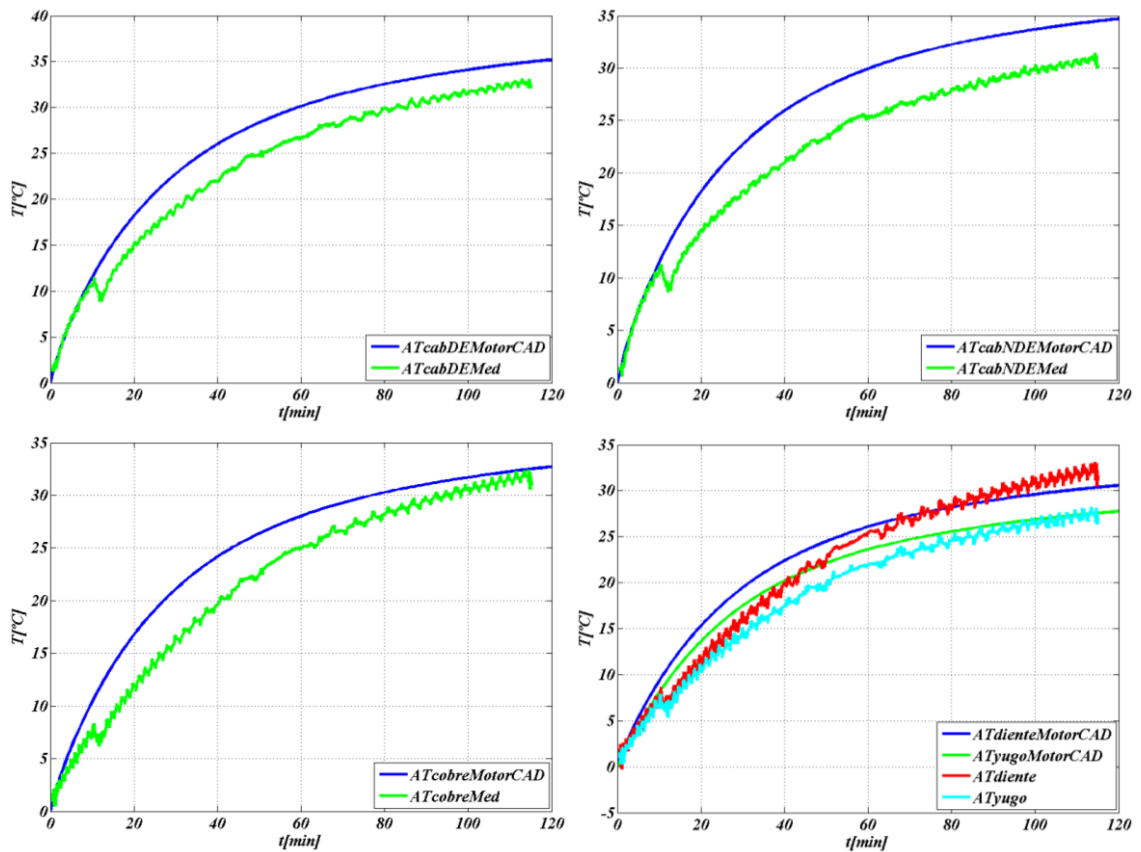
La temperatura ambiente se ha considerado constante, por lo que para que los resultados sean más comparables se ha representado el salto térmico con respecto al ambiente, y solo se ha simulado el ciclo de calentamiento.



De los ensayos, se han representado:

- Incremento (con respecto ambiente) de temperaturas en las cabezas en el extremo NDE .
- Incremento de temperaturas en las cabezas en el extremo DE.
- Incremento de temperaturas en el cobre activo.
- Incremento de temperatura en el yugo y el diente de estator.
- Incremento de temperatura en el imán.

Como puede verse en las gráficas, los resultados muestran un nivel de exactitud bastante alto.



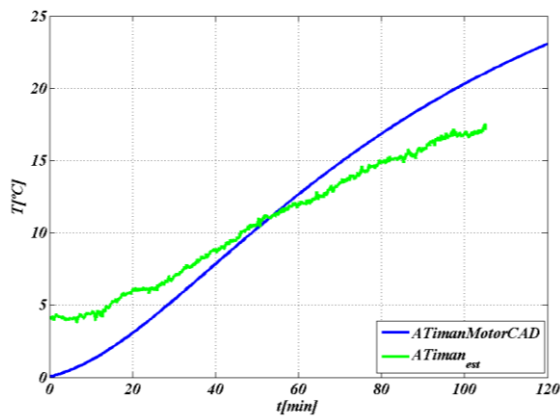


Figura 5-25 Evolución de las temperaturas en distintas partes de la máquina y comparación con los valores obtenidos en MotorCAD ( $R_{ext} \approx 2\Omega$ ).

Decir que la temperatura de los imanes no se ha podido medir porque no se disponía de un sensor de temperatura en ellos, por lo que se ha estimado a partir de las medidas eléctricas.

A continuación se muestra el error en °C para las cabezas, el cobre y los imanes con respecto a los valores obtenidos en simulación.

El error está por debajo de los 5°C en todos los casos y llega a un régimen prácticamente permanente, por lo que los resultados se consideran aceptables.

En los primeros 20 minutos se puede apreciar una pequeña muesca que es debida a una interrupción momentánea del motor de arrastre para poder activar su ventilador, el cual puede activarse de forma independiente. Por ello, no se le debe dar importancia.

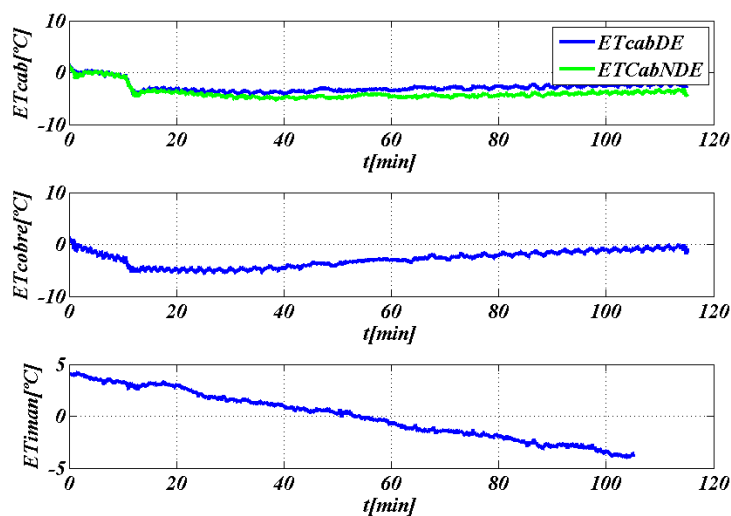


Figura 5-26 Error en cabezas, cobre activo y los imanes con respecto a las simulaciones ( $R_{ext} \approx 2\Omega$ ).

### 5.2.7.2 Caso $R_{ext} \approx 1.33 \Omega$

En este caso, los valores de las pérdidas para las distintas partes de la máquina son los siguientes:

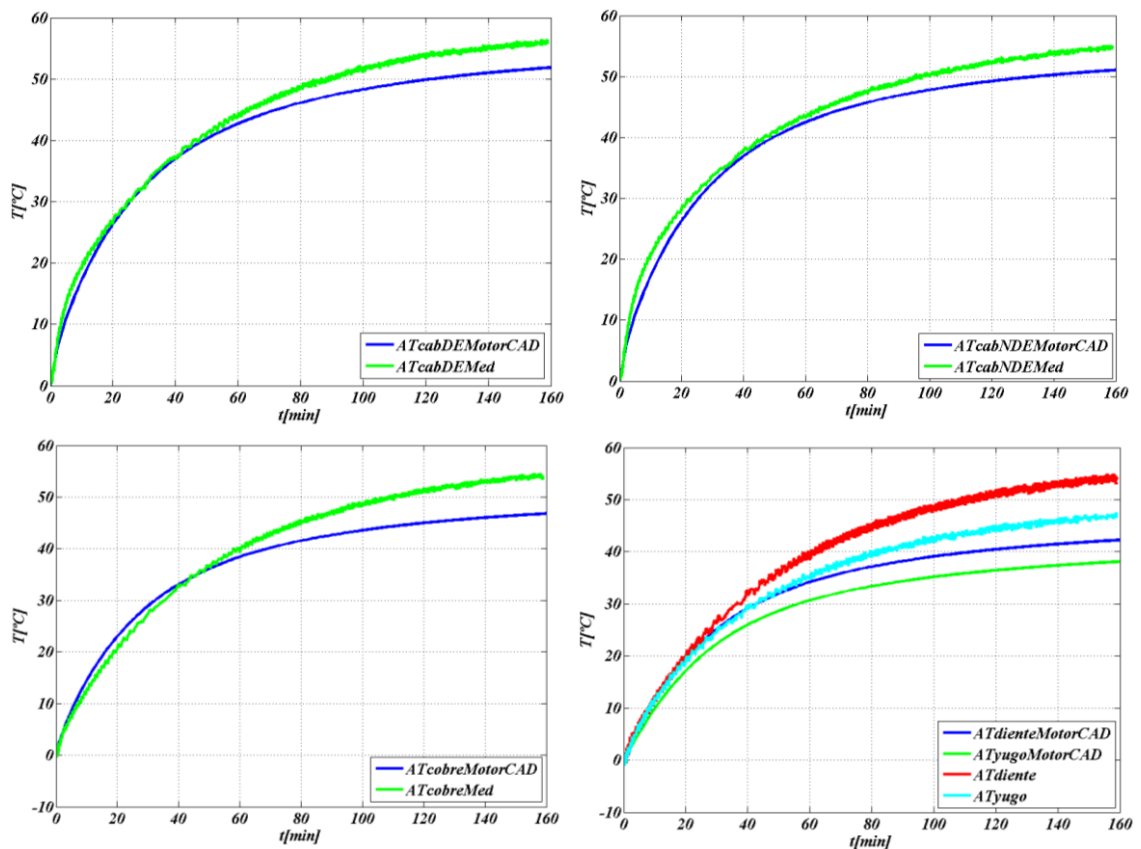
	Cobre	Yugo	Diente	Imán	Rotor	Rodamientos	Aerodinámicas	Ventilador
Pérdidas[W]	900	445	413	0	0	100	13	25

Tabla 5-6: Pérdidas en distintos puntos de la máquina.

Aquí también se ha representado el salto térmico con respecto al ambiente, y solo se ha simulado el ciclo de calentamiento.

Se han representado las temperaturas en los mismos puntos que en el ensayo anterior.

Como puede verse en las gráficas, los resultados muestran un nivel de exactitud bastante alto, sobretodo en el cobre activo y las cabezas de bobina. En los otros casos, no se sabe con exactitud si el termopar está correctamente situado donde debería por lo que para un primer análisis no se les da demasiada importancia.



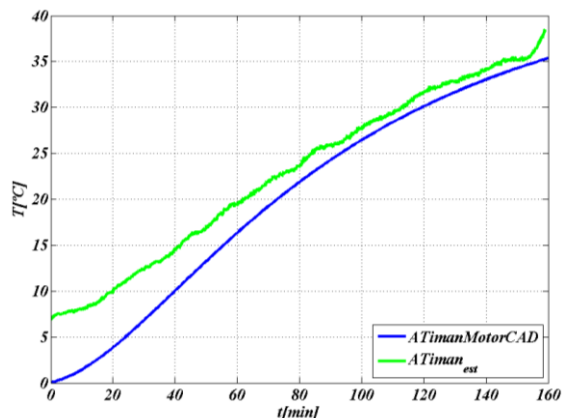


Figura 5-27 Evolución de las temperaturas en distintas partes de la máquina y comparación con los valores obtenidos en MotorCAD ( $R_{ext} \approx 1.33 \Omega$ ).

En cuanto al error con respecto a los valores obtenidos en simulación, este está por debajo de los  $10^\circ\text{C}$  en todos los casos y llega a un régimen prácticamente permanente, por lo que los resultados se consideran aceptables.

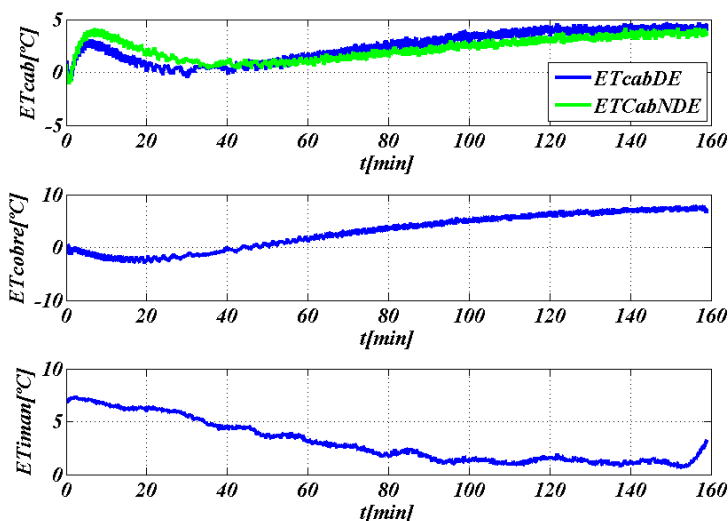


Figura 5-28 Error en cabezas, cobre activo y los imanes con respecto a las simulaciones ( $R_{ext} \approx 1.33 \Omega$ ).

### 5.2.7.3 Caso $R_{ext} \approx 1 \Omega$

En este caso, los valores de las pérdidas para las distintas partes de la máquina son los siguientes:

	Cobre	Yugo	Diente	Imán	Rotor	Rodamientos	Aerodinámicas	Ventilador
Pérdidas[W]	1520	445	413	0	0	100	13	25

Tabla 5-7: Pérdidas en distintos puntos de la máquina.

Se han representado las temperaturas en los mismos puntos que en los ensayos anteriores.

Como puede verse en las gráficas, los resultados muestran un nivel de exactitud bastante alto, sobre todo en las cabezas de bobina. En el imán la estimación también puede considerarse buena.

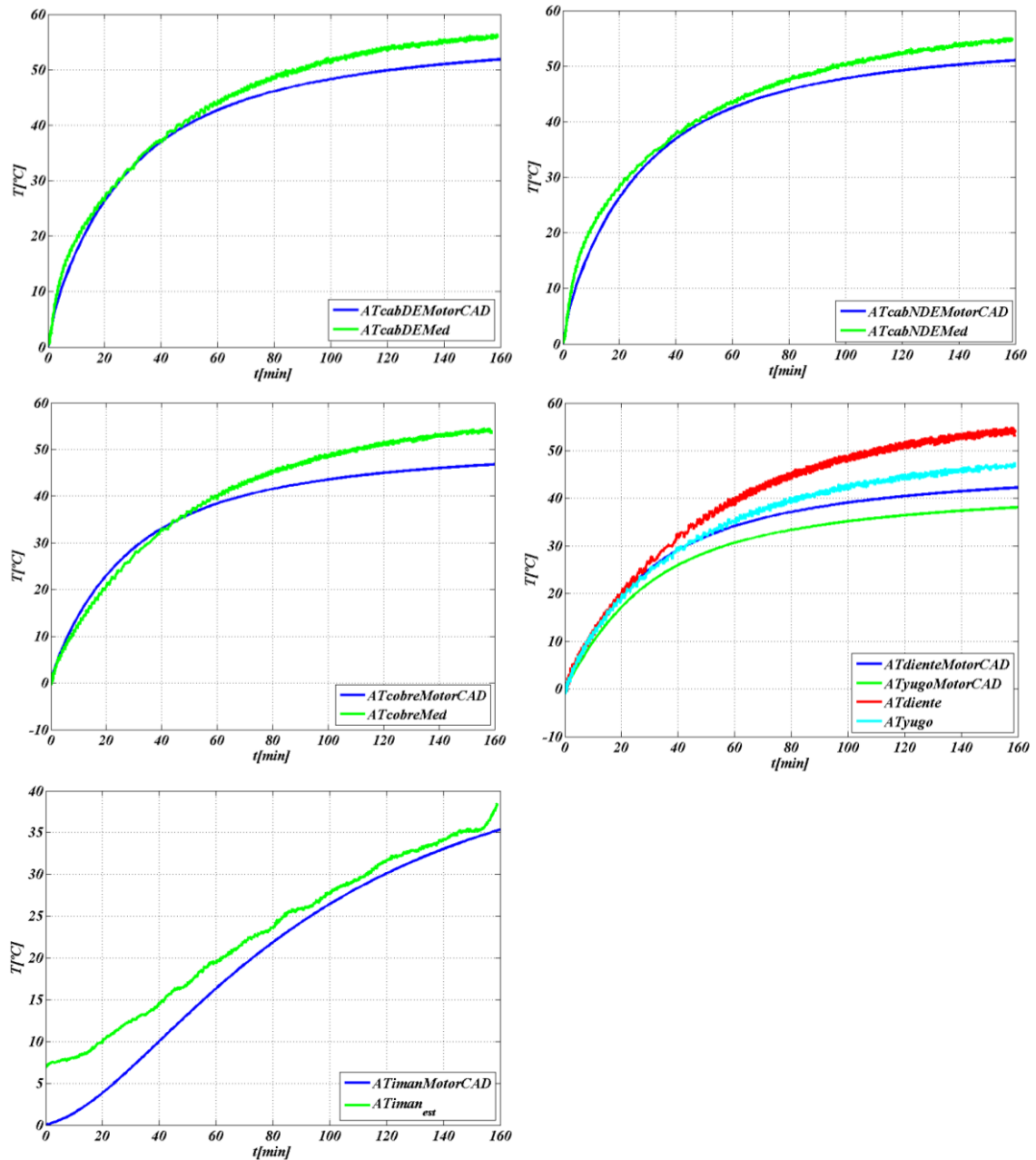


Figura 5-29 Temperaturas en distintas partes de la máquina y comparación con los valores obtenidos en MotorCAD ( $R_{ext} \approx 1 \Omega$ ).

En cuanto al error con respecto a los valores obtenidos en simulación, en este caso también se mantiene por debajo de los 10°C en todos los casos y llega a un régimen prácticamente permanente.

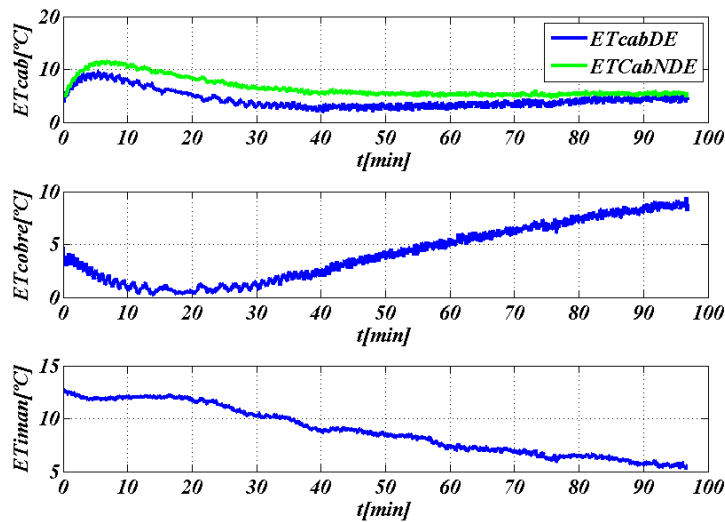


Figura 5-30 Error en cabezas y cobre activo con respecto a las simulaciones ( $R_{ext} \approx 1 \Omega$ ).

En el imán se parte de un error inicial ya que al inicio la máquina no estaba completamente fría. Además, al haberse despreciado las pérdidas en los imanes, las cuales dependen del nivel de corriente, en este caso el error cometido es mayor, ya que es el ensayo con el valor de corriente más alto. Este error se refleja también en la temperatura del cobre activo. Las pérdidas en los imanes se han considerado despreciables, ya que se cree que en su mayoría dependerán de los efectos del convertidor, aunque como aquí puede verse, el nivel de corriente también influye. Por todo ello, los resultados se consideran aceptables.

### 5.3 Resultados con convertidor

Los siguientes ensayos tienen como finalidad comprobar el efecto del convertidor en los niveles de pérdidas del motor.

Se han llevado a cabo una serie de ensayos. Los dos primeros han servido para poder hacernos una idea de los niveles de pérdidas debidas al convertidor y el resto, que se ha comparado al ensayo de calentamiento con  $R_{ext} \approx 1.33 \Omega$ , ha servido para observar el efecto del nivel de tensión y la frecuencia de conmutación del convertidor.

#### 5.3.1 Ensayo en tres condiciones de carga

El primero de los ensayos con convertidor que se ha realizado tiene las siguientes características:

Velocidad	Par	Tensión de Alimentación	Frecuencia de conmutación
1450 rpm	500 Nm	900 Vdc	850 Hz

Tabla 5-8: Condiciones de ensayo

Asimismo, el ensayo se ha dividido en tres fases:

1. En carga con  $T=500\text{Nm}$  (con convertidor).
2.  $T=0\text{Nm}$  (con convertidor).
3. En vacío (sin convertidor).

A continuación se muestra la temperatura del punto más caliente de la máquina, esto es, el cobre activo.

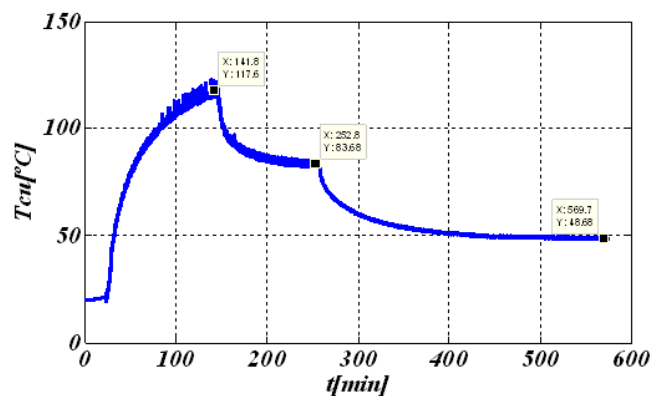


Figura 5-31 Temperatura en las cabezas de bobina

De la fase 1 a la 2 puede verse un salto térmico de unos 34°C. Este salto es debido a las pérdidas creadas por la corriente, las cuales se reflejan sobre todo en el cobre y en parte en los imanes, por las corrientes de Eddy inducidas.

Del estado 2 al 3 el salto térmico es de 35°C y en este caso se debe a las pérdidas adicionales generadas por la conmutación del convertidor. Por lo que se deduce que estas pérdidas tienen un peso significativo.

Para cuantificar el nivel de todas estas pérdidas se ha simulado la máquina en MotorCAD. Se han considerado las siguientes condiciones:

- Las pérdidas del cobre están en función de la carga eléctrica y varían en función de la temperatura.
- Las pérdidas del hierro y las pérdidas mecánicas dependen de la velocidad.
- Las pérdidas del rotor (imanes y chapa) dependen del nivel de corriente y del convertidor.

Tras varios ajustes y estudios de sensibilidad, se ha llegado a los siguientes valores de pérdidas:

	Cobre	Yugo	Diente	Imán	Rotor	Rodamientos	Aerodinámicas	Ventilador
<b>Pérdidas fase1[W]</b>	1400	973	973	150	100	162	33	66
<b>Pérdidas fase2[W]</b>	550	973	973	130	75	162	33	66
<b>Pérdidas fase3[W]</b>	0	649	633	0	0	162	33	66

*Tabla 5-9: Pérdidas en distintos puntos de la máquina.*

En esta tabla hay ciertos puntos que conviene analizar:

- Las pérdidas del cobre calculadas como corriente al cuadrado por resistencia del cobre son de 1000W, por lo que si nos fijamos en el valor para la fase 1 habría unas pérdidas adicionales debidas al convertidor de 400W.
- Las pérdidas totales estimadas en la fase 1 (en carga y con convertidor) son de 3857W. Las medidas en el ensayo calculando la potencia de entrada menos la de salida son de 3076W, aunque en la medición de la potencia de salida puede haber cierta inexactitud. Existe una diferencia de alrededor del 25%.



- Si nos fijamos en la fase 2, donde no hay pérdidas en el cobre debidas a la corriente, observamos que las pérdidas adicionales debidas al convertidor serían de 550W, por lo que aparecen 150W que no se reflejan en el punto anterior. Esto, a día de hoy no hemos conseguido explicarlo por lo que lo consideramos una anomalía.
- Si nos fijamos en las pérdidas del yugo y diente en la fase 3, vemos que las pérdidas por corrientes de Eddy generadas por el campo del imán son 649W y 633W respectivamente, por lo que si las comparamos con la fase 2, se puede concluir que las pérdidas adicionales generadas por el convertidor en yugo y diente son de 324W y 340W respectivamente.
- En el rotor, las pérdidas por el convertidor tienen más peso que las generadas por corrientes de Eddy inducidas por el campo de estator.
- Todos estos valores deben de tomarse como valores aproximados y deben servir para conocer el orden de magnitud de las pérdidas, no como un valor preciso.

Asimismo, se han representado las dos temperaturas más críticas de la máquina, como son la temperatura del cobre en las cabezas de bobina y la temperatura en los imanes.

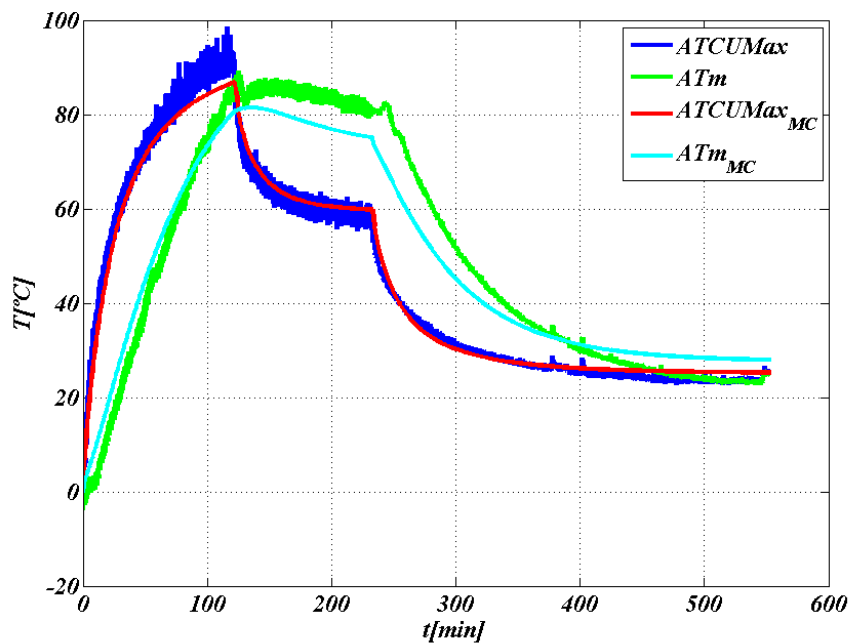


Figura 5-32 Temperaturas en las cabezas de bobina y en los imanes medidas y simuladas en MotorCAD

Como puede verse en la gráfica anterior, los valores obtenidos en simulación se aproximan con bastante precisión a los medidos en los ensayos.

### 5.3.2 Ensayo en dos condiciones de carga

Este segundo ensayo con convertidor que se ha realizado tiene las siguientes características:

Velocidad	Par	Tensión de Alimentación	Frecuencia de conmutación
900 rpm	450 Nm	900 Vdc	850 Hz

Tabla 5-10: Condiciones de ensayo

Asimismo, el ensayo se ha dividido en dos fases:

1. En carga con  $T=500\text{Nm}$  (con convertidor).
2.  $T=0\text{Nm}$  (con convertidor).

En este caso, el balance de pérdidas quedaría como se muestra a continuación:

	Cobre	Yugo	Diente	Imán	Rotor	Rodamientos	Aerodinámicas	Ventilador
Pérdidas fase1[W]	1300	604	604	130	80	100	13	25
Pérdidas fase2[W]	450	604	604	80	55	100	13	25

Tabla 5-11: Pérdidas en distintos puntos de la máquina.

En este caso, un análisis nos mostraría lo siguiente:

- En la fase 1 tendríamos 900W de pérdidas del cobre por corriente y 400W adicionales debidos al convertidor.
- Las pérdidas totales estimadas en la fase 1 (en carga y con convertidor) son de 2856W. Las medidas en el ensayo calculando la potencia de entrada menos la de salida son de 2119W, aunque en la medición de la potencia de salida puede haber cierta inexactitud. Existe una diferencia de alrededor del 35%.
- En la fase 2, al quitar la corriente, tendría que haber solamente pérdidas debidas al convertidor, pero en lugar de 400W aparecen 450W. En este momento no somos capaces de explicar esos 50W extra.

- Al igual que en el caso anterior, en el rotor, las pérdidas por el convertidor tienen más peso que las generadas por corrientes de Eddy inducidas por el campo de estator.

La temperatura del cobre en las cabezas de bobina y la temperatura en los imanes son:

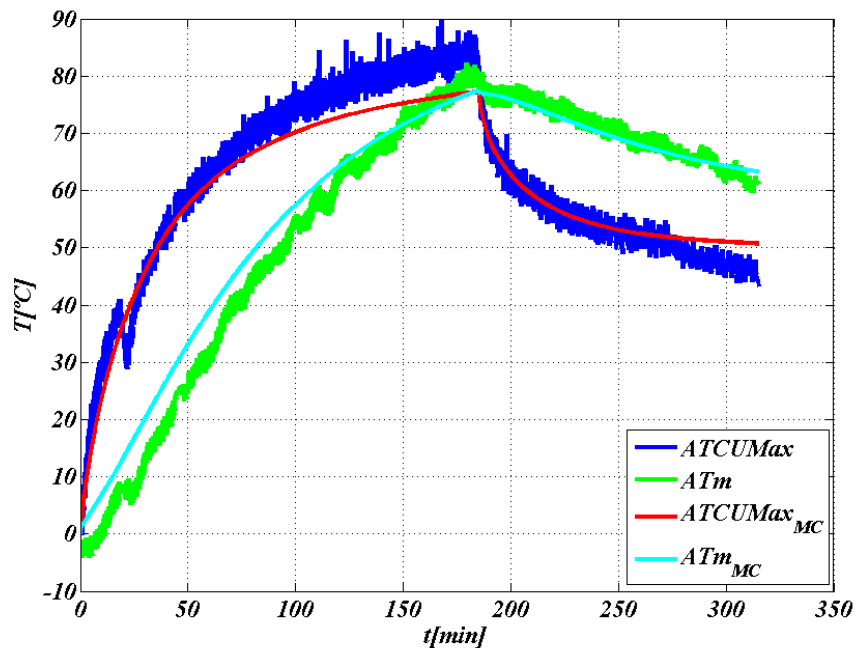


Figura 5-33 Temperaturas en las cabezas de bobina y en los imanes medidas y simuladas en MotorCAD

Los valores obtenidos en simulación se aproximan con bastante precisión a los medidos en los ensayos

### 5.3.3 Comparación de ensayos a 100A/900rpm

Se han realizado los siguientes ensayos de calentamiento para ver el efecto del convertidor y el nivel de tensión de bus:

- Test1: 100A/900rpm sin convertidor (en arrastre y con resistencias).
- Test2: 100A/900rpm con convertidor a 850Hz y 750V de bus.
- Test3: 100A/900rpm con convertidor a 850Hz y 900V de bus.
- Test4: 100A/900rpm con convertidor a 1500Hz y 750V de bus.

Es importante mencionar que la temperatura ambiente en el momento de realizar el Test4 era alrededor de 4°C más alta que en los demás casos.

Se han representado las temperaturas más altas en las cabezas de bobina, el cobre activo y los imanes:

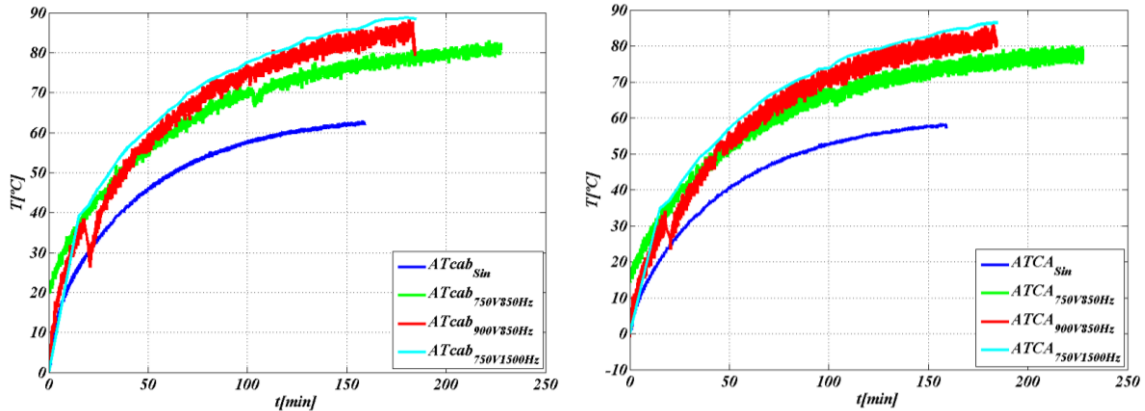


Figura 5-34 Salto térmico en las cabezas de bobina y en el cobre activo.

Puede verse que hay un salto de temperatura de unos 15°C entre el Test1 y 2 y un salto de unos 6°C entre el Test2 y 3. Entre el Test3 y 4 apenas hay diferencia.

En cuanto a la temperatura en los imanes, en este caso lo más destacable es que de entre los ensayos con convertidor, el ensayo a 1500Hz es el que tiene la temperatura más baja en los imanes:

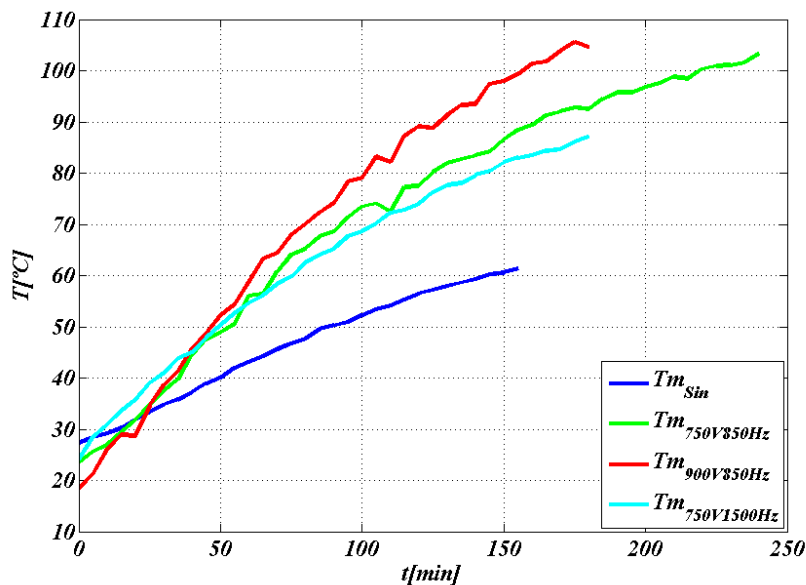


Figura 5-35 Temperatura en los imanes

A partir de estos datos, se han estimado las pérdidas basándose en simulaciones térmicas.

Las pérdidas mecánicas son iguales en los tres casos. Las demás se muestran en la siguiente tabla:

	Pcu [W]			Psy [W]			Psd [W]			Pm [W]
	Prop	Stray	Total	Prop	Stray	Total	Prop	Stray	Total	Total
<b>Test1(sin conv)</b>	900	0	900	444	0	444	412	0	412	0
<b>Test2 (750Vbus850Hz)</b>	900	250	1150	444	64	508	412	96	508	105
<b>Test3 (900Vbus850Hz)</b>	900	300	1200	444	114	558	412	146	558	130
<b>Test4 (750Vbus1500Hz)</b>	9000	350	1250	444	34	478	412	66	478	70

Tabla 5-12: Pérdidas del cobre, hierro (yugo y diente) e imán.

En la tabla, las pérdidas se dividen en pérdidas propias y pérdidas adicionales generadas por el convertidor (stray).

Como se puede observar, el nivel de la tensión de bus influye negativamente en las pérdidas, habiendo mayores pérdidas adicionales a mayor nivel de bus.

En cuanto a la frecuencia de conmutación, una mayor frecuencia de conmutación aumenta las pérdidas en el cobre, por el efecto skin, pero disminuyen las pérdidas por corrientes de Eddy en los imanes y la chapa.

A continuación se muestran las temperaturas en las cabezas, en el cobre activo y en los imanes, obtenidas en una simulación en régimen permanente para los tres casos:

	Tew [°C]	Tca [°C]	Tm [°C]
<b>Test1 (sin conv)</b>	76	73	65
<b>Test2 (750Vbus850Hz)</b>	101	96	99
<b>Test3 (900Vbus850Hz)</b>	108	103	112
<b>Test4 (750Vbus1500Hz)</b>	104	98	95

Tabla 5-13: Temperaturas en las cabezas de bobina, cobre activo e imanes.

Estos resultados nos han servido para re-calibrar y comprobar nuestras herramientas de cálculo de pérdidas. En la etapa de diseño, como ya se ha mencionado antes, las pérdidas del cobre se calculan únicamente para una componente de corriente senoidal. En cuanto a las pérdidas del hierro, se emplea la herramienta LS model de Flux, con una chapa de características similares a la empleada en el prototipo. Las pérdidas en los imanes por su parte,

se calculan mediante la herramienta propuesta en esta tesis. Sin embargo, se ha observado que los valores de pérdidas estimados tras los ensayos son notablemente más altos, sobre todo en el caso del cobre y el hierro. En los imanes las magnitudes están en el rango de las estimadas.

### 5.3.4 Cálculo de pérdidas con convertidor

En este apartado se comparan las pérdidas estimadas mediante ensayos térmicos con respecto a las calculadas electromagnéticamente teniendo en cuenta los efectos del convertidor.

A modo comparativo se presentan los siguientes casos:

- Test1: 100A/900rpm sin convertidor (en arrastre y con resistencias).
- Test2: 100A/900rpm con convertidor a 850Hz y 750V de bus.
- Test3: 100A/900rpm con convertidor a 850Hz y 900V de bus.
- Test4: 100A/900rpm con convertidor a 1500Hz y 750V de bus.

Para el cálculo de pérdidas, la forma real de la corriente se obtiene mediante simulación dinámica a parámetros concentrados. Para ello, se simula el control en las condiciones de modulación pre-definidas ajustando los parámetros del modelo del motor teniendo en cuenta los niveles de saturación magnética definidos por el punto de trabajo.

#### 5.3.4.1 Pérdidas en los imanes

Se han calculado las pérdidas en los imanes mediante el método propuesto en el apartado 2.5.3 para compararlas a las estimadas mediante el modelo térmico de MotorCad. Los resultados se muestran en la siguiente tabla:

	Estimación MC	Calculadas
<b>Test 1</b>	0W	13.5W
<b>Test 2</b>	105W	64.8W
<b>Test 3</b>	130W	75.7W
<b>Test 4</b>	70W	33.51W

Tabla 5-14: Comparación de pérdidas en los imanes.

Si analizamos la tabla, parece haber gran discrepancia entre ambos valores. Sin embargo, puede verse que el orden de magnitud de las pérdidas es similar. Esto es, podría considerarse que se tienen en torno a los 100W de pérdidas en los imanes en todos los casos.

Lo que sí que puede verificarse es que las pérdidas en los imanes aumentan a medida que aumenta el nivel de tensión de bus y que disminuyen a medida que aumenta la frecuencia de conmutación.

### 5.3.4.2 Pérdidas en el cobre

A continuación se muestra el proceso de cálculo de las pérdidas del cobre mediante el procedimiento descrito en el apartado 2.5.1.

En primer lugar se calcula el espectro de la corriente. En la siguiente imagen se muestra la corriente para el caso del Test 2. Como puede verse, tienen una componente fundamental de 100Arms a 45Hz.

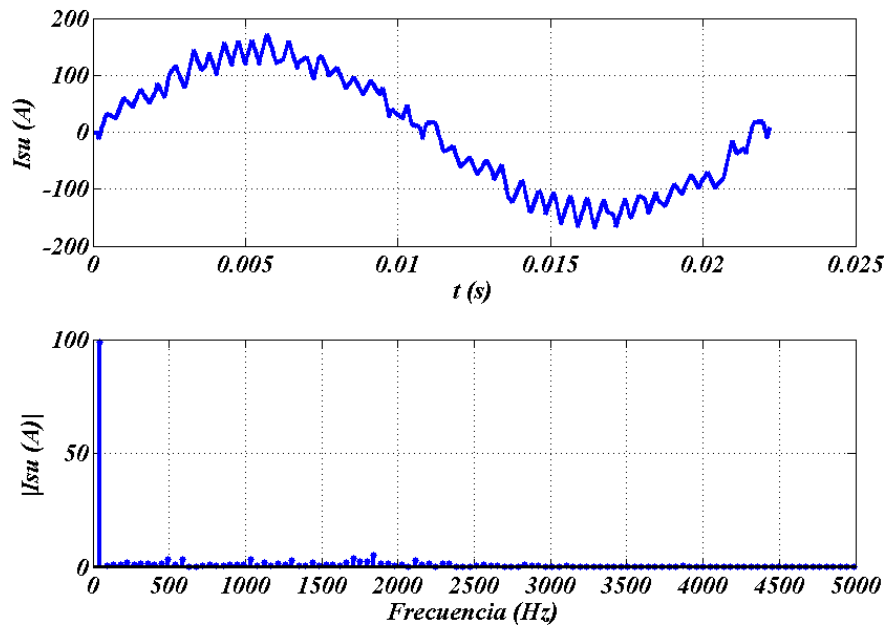


Figura 5-36 Corriente del convertidor y su espectro, obtenidas de simulaciones en Simulink

A partir de esta información, se calcula la resistencia del cobre para cada orden de armónico calculando para ello el factor  $k_R(n)$ . Como puede verse en la siguiente figura, a mayor orden de frecuencia, la resistencia aumenta. Esto se debe a que, a causa del skin effect, el área efectiva del cobre disminuye a medida que la frecuencia aumenta, haciendo crecer la resistencia.

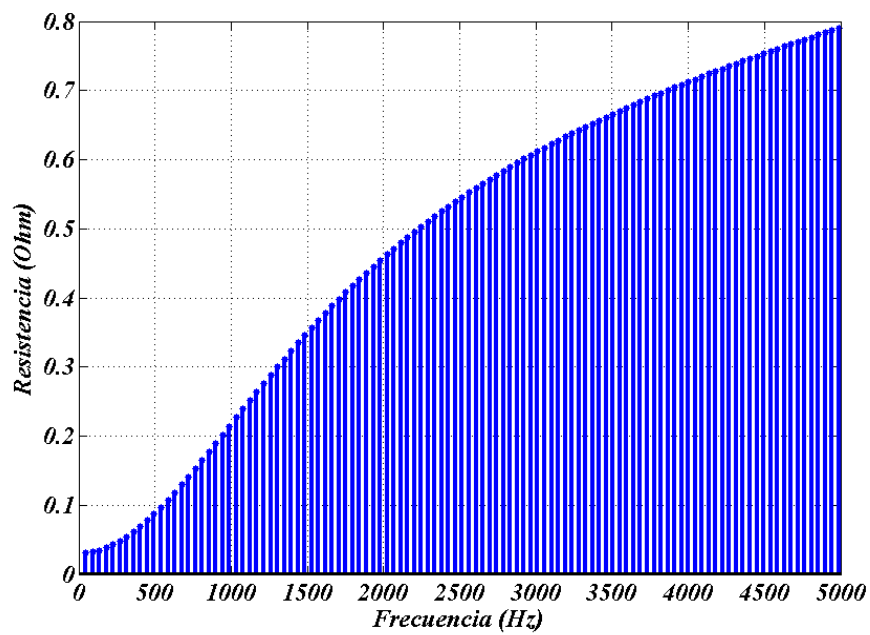


Figura 5-37 Resistencia del cobre equivalente para cada orden de armónico

Finalmente, se calculan las pérdidas para cada orden de armónico:

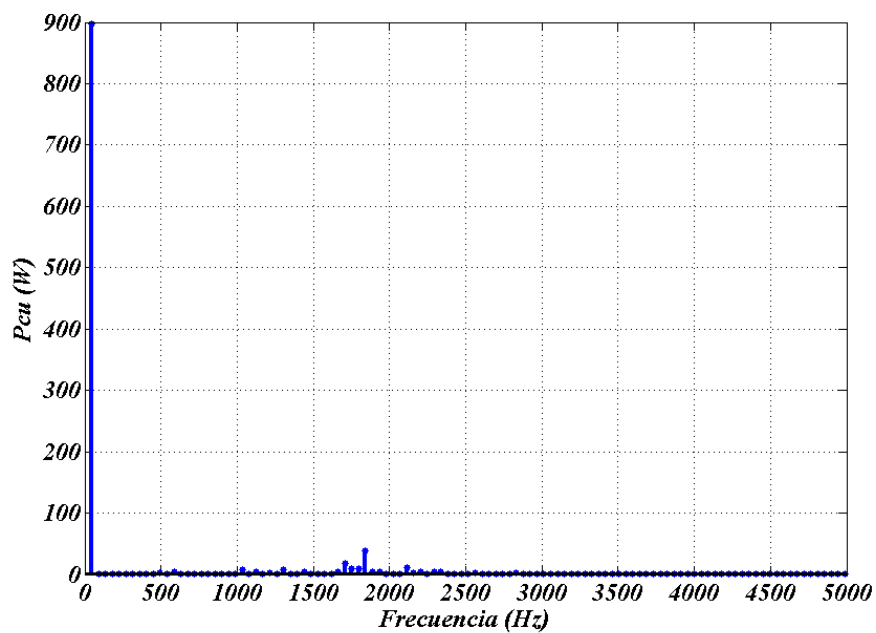


Figura 5-38 Pérdidas cobre para cada orden de armónico

Y haciendo la suma para todo el espectro se obtiene el valor de las pérdidas totales.

En la siguiente tabla se muestran los valores de las pérdidas estimadas frente a las calculadas:



	Estimación MC	Calculadas	Desviación
Test 1	900W	900W	0%
Test 2	1150W	1073W	6.7%
Test 3	1200W	1152W	4%
Test 4	1250W	1111W	11.12%

Tabla 5-15: Comparación de pérdidas en el cobre.

Como puede verse, la desviación no es elevada.

### 5.3.4.3 Pérdidas en el hierro

Se han vuelto a calcular las pérdidas del hierro mediante el método de Bertotti. Para el cálculo de las constantes de Bertotti se ha caracterizado un trozo de la chapa empleada para la construcción del núcleo. La caracterización, se ha hecho para frecuencias desde 60Hz hasta 180Hz, en incrementos de 30Hz. Con esta caracterización se han obtenido dos pares de constantes distintas (llamadas fitting 1 y fitting 2) mediante mínimos cuadrados.

El primer par de constantes ofrecen buenos resultados para valores de campo por debajo de 1.4T. En la siguiente figura se muestra la densidad de pérdidas obtenidas de la caracterización para una frecuencia de 150Hz y el resultado obtenido mediante el cálculo de pérdidas empleando los parámetros del fitting 1

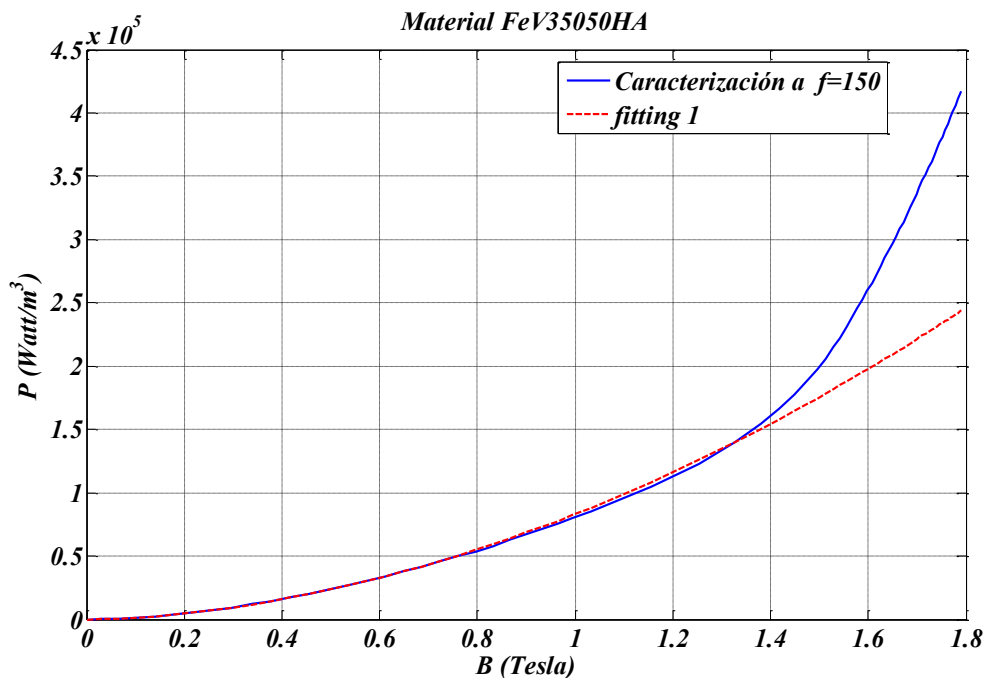


Figura 5-39 Caracterización de la chapa a 150Hz y aproximación mediante fitting 1

El segundo par de constantes ofrece mejores resultados para valores superiores a los 1.4T. Como puede verse en la siguiente figura, mediante este fitting parece que se sobreestimarán las pérdidas.

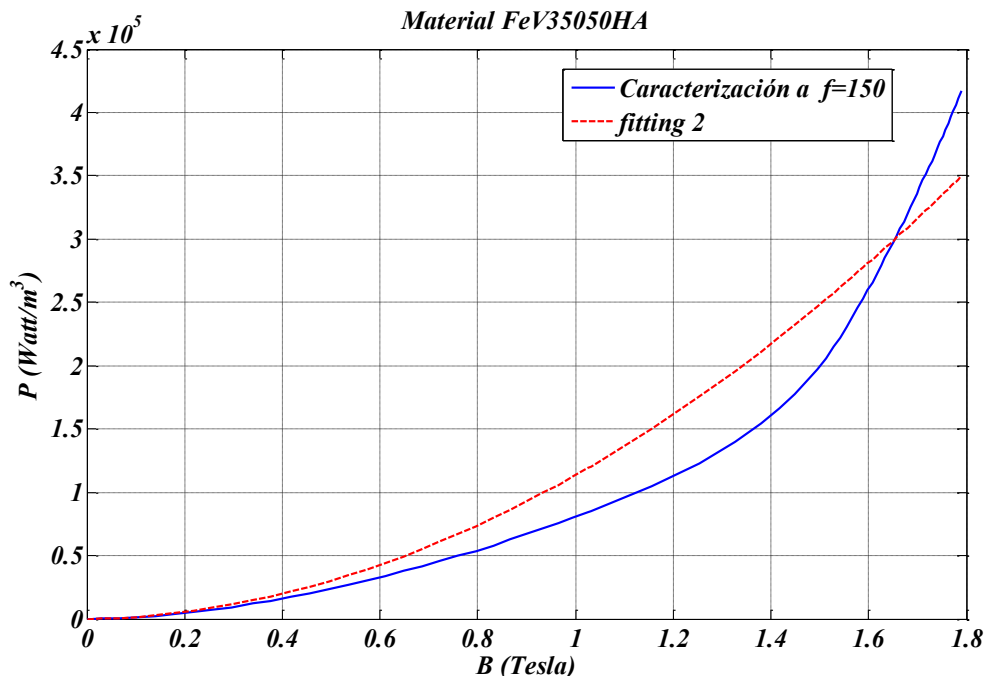


Figura 5-40 Caracterización de la chapa a 150Hz y aproximación mediante fitting 2

Se han comparado las pérdidas obtenidas para el Test 1 y el Test 2 mediante la estimación en MotorCad, LS model de Flux y los parámetros de Bertotti en Flux para el fitting 1 y fitting 2. Los resultados se muestran en la siguiente tabla.

	Test 1	Test 2
<b>Estimación MC</b>	856W	1016W
<b>LS model</b>	375.86W	394.7W
<b>Desviación</b>	56.09%	61.15%
<b>Bertotti (fitting 1)</b>	558.15W	644.34W
<b>Desviación</b>	34.8%	36.58%
<b>Bertotti (fitting 2)</b>	895.26W	996.63W
<b>Desviación</b>	4.58%	1.6%

Tabla 5-16: Pérdidas del hierro estimadas mediante MotorCAD y calculadas para el caso 100A/900rpm sin y con convertidor a 850Hz y 750V de bus

Como puede verse, el cálculo de las pérdidas del hierro mediante los coeficientes de Bertotti con los coeficientes ajustados para valores altos del campo da buenos resultados con respecto a los estimados. En los otros dos casos, el error es demasiado elevado. En el caso del LS model, se cree que se debe a que la chapa empleada para la simulación es diferente a la realmente utilizada. De todas formas, se cree conveniente para un futuro contrastar

experimentalmente con una chapa real M330-65HA, los datos de pérdidas de la librería de CEDRAT. A destacar que las experiencias previas con otros tipos de chapa nos han aportado unos valores semejantes del LS Model frente al Bertoti experimental.

Teniendo en cuenta estos errores, se ha seleccionado como método de referencia el cálculo de pérdidas empleando los parámetros de Bertotti ajustados para valores altos del campo. Calculando las pérdidas mediante este método en el resto de los ensayos, se tiene:

	<b>Estimación MC</b>	<b>Calculadas</b>	<b>Desviación</b>
<b>Test 1</b>	856W	895.26W	4.58%
<b>Test 2</b>	1016W	996.63W	1.6%
<b>Test 3</b>	1116W	1025.07W	8.14%
<b>Test 4</b>	956W	971.88W	1.66

*Tabla 5-17: Comparación de pérdidas en el hierro.*

En este caso, también puede verse como las desviaciones no son elevadas, manteniéndose por debajo del 10% en todos los casos.

## 5.4 Extrapolación a punto nominal de funcionamiento

No se ha podido realizar el ensayo a potencia máxima por la limitación en potencia del banco de ensayos empleado, sin embargo, se posible extrapolar los resultados obtenidos en los ensayos al punto nominal de funcionamiento.

Considerando la temperatura de trabajo  $T_{\text{man}}=150^{\circ}\text{C}$  y  $T_{\text{cu}}=180^{\circ}\text{C}$ , y un modo de alimentación por convertidor ( $V_{\text{bus}}=750\text{V}$ ,  $f_c=850\text{Hz}$ ), se calcula la placa de característica ajustada según los resultados experimentales:

Parámetro	Símbolo	Dimensión
Par nominal	$T_n$	1031Nm
Velocidad nominal	$\omega_n$	187.23 rad/s
Corriente nominal	$I_n$	245 A
Tensión eficaz de fase	$V_{\text{fase}}$	309 V
Tensión de línea	$V_{\text{Linea}}$	534.5V
Pérdidas en el hierro	$P_{\text{fe}}$	2400 W
Pérdidas en el cobre (180°C)	$P_{\text{cu}}$	9800 W
Pérdidas en los imanes (150°C, 8 segmentos)	$P_{\text{ms}}$	150 W
Pérdidas mecánicas	$P_{\text{mecan}}$	450 W
Potencia mecánica nominal	$P_{\text{mec}_n}$	193.06 KW
Potencia nominal del motor	$P_{s0_n}$	203.01 KW
Potencia eléctrica nominal en el inversor	$P_{s_n}$	205.41 KW
Rendimiento	$\eta$	0.9398
Factor de potencia	$\text{Cos}(\varphi)$	0.89

Tabla 5-18: Placa característica en el punto de funcionamiento nominal y alimentación por convertidor ( $V_{\text{bus}}=750\text{V}$ ,  $f_c=850\text{Hz}$ )

Como puede verse, las pérdidas generadas por la conmutación del convertidor tienen un efecto importante, degradando las prestaciones de la máquina. Si se comparan con los valores obtenidos en la etapa de análisis en FEM, Tabla 4-7, el rendimiento cae del 0.957 al 0.9398.

## 5.5 Extrapolación a trayectoria

La máquina debe cumplir una especificación de trayectoria desde un punto A a un punto B en ambas direcciones. Las curvas de par y velocidad para un ciclo completo se muestran a continuación:

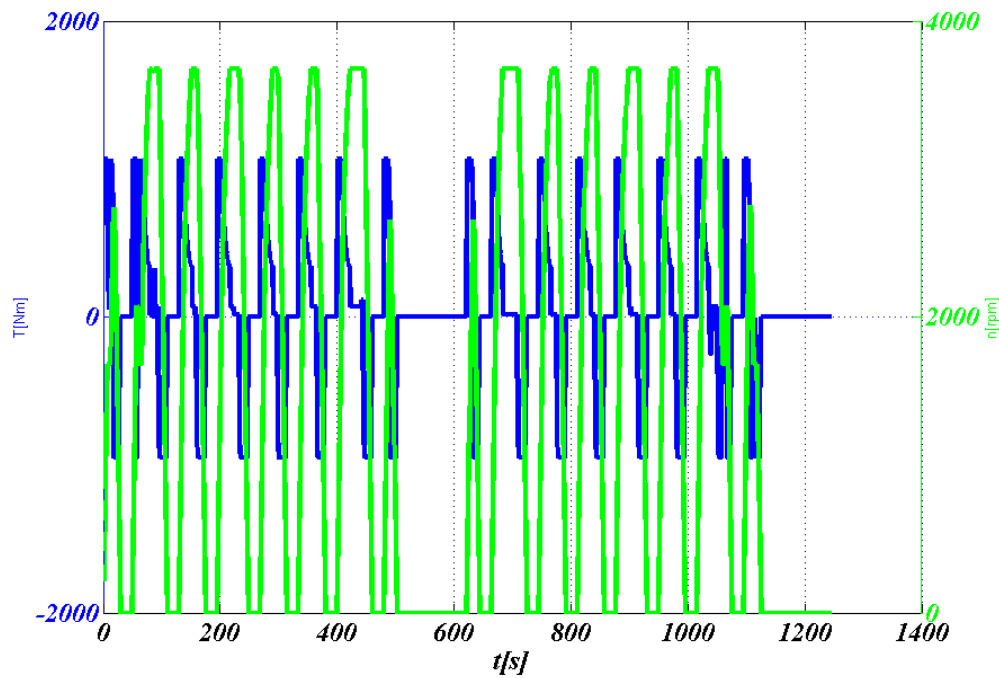


Figura 5-41 Curvas de par y velocidad en función del tiempo para un ciclo completo (A-B-A)

Una vez ajustado el modelo térmico, se puede emplear éste para simular el comportamiento térmico de la máquina en trayectoria con bastante precisión, evitando posibles daños en el prototipo debidos a las altas temperaturas.

En lugar de simular esta trayectoria un número indefinido de veces, se han obtenido unas características rms o térmicas equivalentes:

$T_{rms}$	$I_{rms}$	$n_{rms}$	$P_{cu}$	$P_{cu_{adic}}$	$P_{cu_{tot}}$
568 Nm	168.6232 A	2020 rpm	2559 W	400 W	2960 W

Tabla 5-19: Condiciones de ensayo

Las pérdidas totales del cobre, incluyendo las adicionales, están obtenidas basándose en las estimaciones de los ensayos con convertidor, pero también podrían calcularse analíticamente como se describe en el apartado 2.5.1. Haciéndolo de esta forma, el valor, aunque se acerca mucho al valor obtenido mediante simulaciones térmicas, es un 3.11% menor, por lo que se ha decidido seguir con los 2960W para ser más conservadores.

Las pérdidas del hierro y mecánicas se auto-ajustan en MotorCAD en función de la velocidad.

Los valores de todas las pérdidas se muestran en la siguiente tabla:

	Cobre (frío)	Cobre (Caliente con $T_a=20$ )	Cobre (Caliente con $T_a=45$ )	Yugo	Diente	Imán	Rotor	Rodam	Aerod	Vent
<b>Pérdidas [W]</b>	2960	4711	5127	1356	1356	150	100	226	64	128

Tabla 5-20: Pérdidas en distintos puntos de la máquina.

Con esto, las temperaturas obtenidas para una temperatura ambiente de 20°C son:

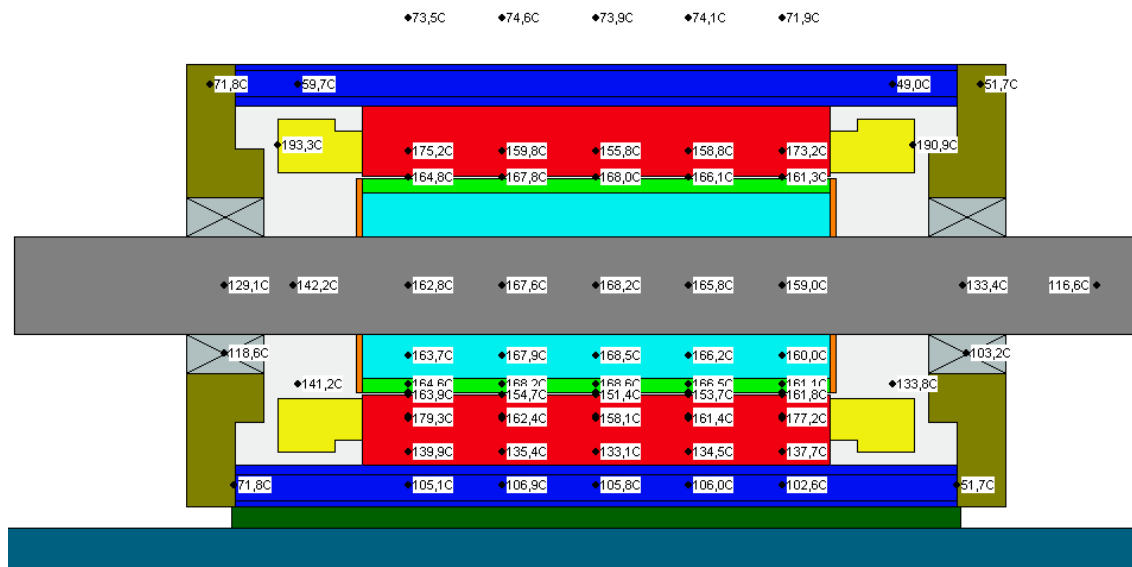


Figura 5-42 Temperaturas de la máquina en trayectoria (rms) a  $T_a=20^\circ\text{C}$

Como puede verse, los imanes estarían a 168°C y el cobre a 193°C (cabezas), con lo que estaríamos algo por encima del límite, ya que los imanes tienen una temperatura máxima de 150°C.

Si comparamos estos resultados a los que se obtendrían con el modelo térmico inicial de diseño con las mismas pérdidas, Figura 5-43, puede verse como la temperatura de los imanes es similar en ambos casos, pero la temperatura en las cabezas de bobina es mucho mayor en el caso del modelo inicial, 265°C frente a los 193°C del modelo optimizado. El salto térmico entre las cabezas y el cobre activo también es mayor en el modelo inicial, de 70°C frente a 40°C en el modelo optimizado. En la temperatura de la carcasa y las tapas también se aprecia una diferencia de unos 20°C-25°C.

Las temperaturas mayores del modelo inicial se deben principalmente a que no se tuvo en cuenta la base y que la resistencia térmica entre el cobre activo y las cabezas de bobina estaba sobredimensionada.

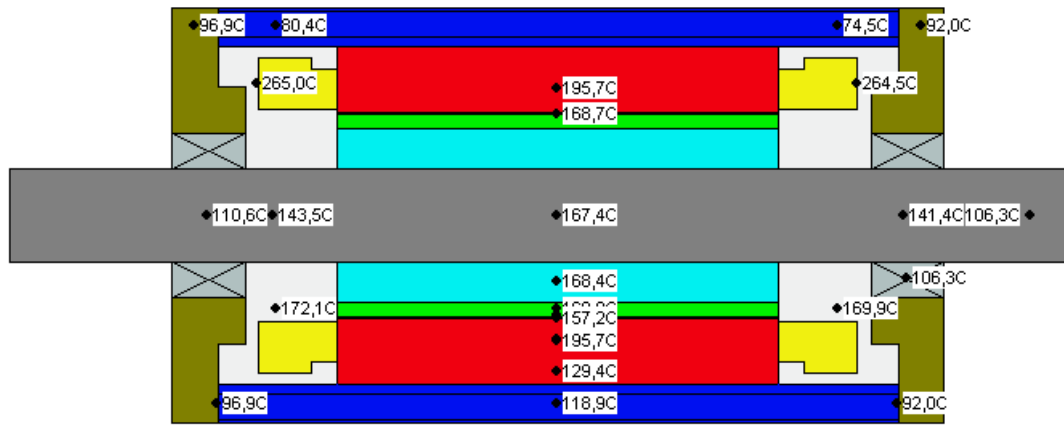


Figura 5-43 Temperaturas de la máquina en trayectoria (rms) a  $T_a=20^\circ\text{C}$  con modelo térmico inicial

Simulando el modelo térmico final para una temperatura ambiente de  $45^\circ\text{C}$ :

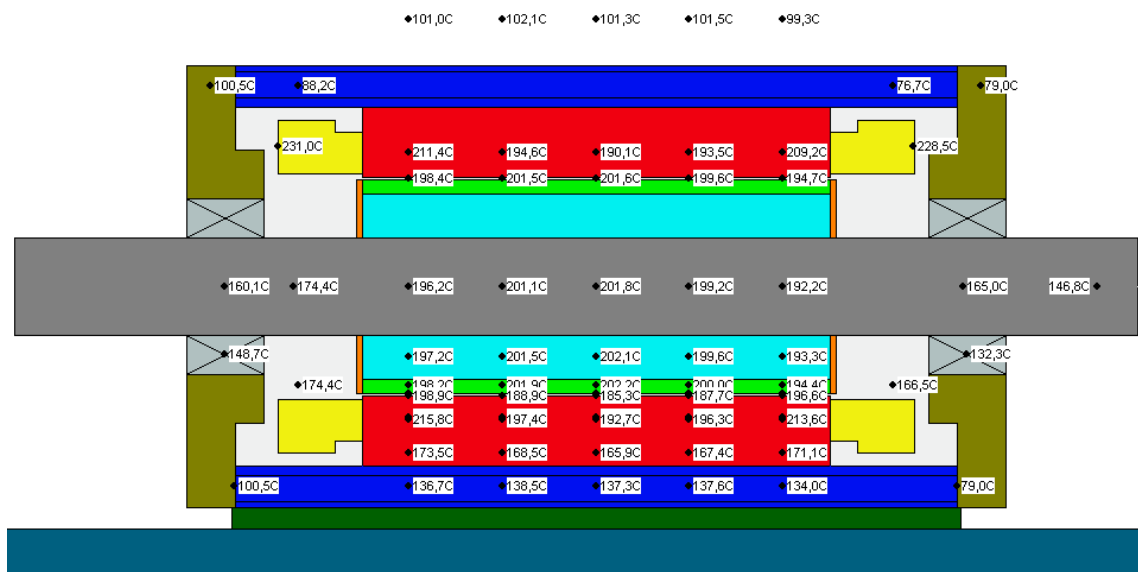


Figura 5-44 Temperaturas de la máquina en trayectoria (rms) a  $T_a=45^\circ\text{C}$

En este caso, los imanes estarían a unos  $200^\circ\text{C}$  y el cobre a  $231^\circ\text{C}$ , con lo que estaríamos muy por encima del límite.

## 5.6 Mejoras de diseño

Con el fin de disminuir la temperatura de la máquina, se han identificado una serie de áreas o puntos de mejora en los que se podría incidir. Estos puntos se enumeran a continuación:

- **Elección de una chapa magnética de menores pérdidas.**
- **Base y anclaje:** Se analiza el efecto de la mejora del contacto (interface gap) del anclaje para la transmisión de la temperatura del motor a la base (o en su caso el tranvía), la cual tiene el efecto de un radiador gigante.
- **Carcasa mejorada:** Se ha hecho un estudio en el que se analizan diferentes tipos de carcasas basadas en la actual, los cuales mejoran notablemente el comportamiento térmico de la máquina.
- **Área de la ranura:** En el ensamblado se logró un fill factor mayor del cobre en la ranura, por lo que se va a analizar electromagnéticamente el efecto que tendría disponer de mayor sección de diente y yugo de estator. Esto debería desaturar la máquina, pudiendo por un lado reducir la corriente necesaria y con ello las pérdidas del cobre y por otro lado reducirse las pérdidas del hierro.
- **Estudio de las pérdidas adicionales:** Como se originan, donde se reflejan... con el fin de poder disminuirlas.
- **Elección de una clase térmica más alta para el aislamiento:** Clase térmica 200 en vez de 180.
- **Elección de un imán de mayor clase térmica:** Imán UH o EH en lugar de SH. También se ha pensado en analizar los imanes Samario Cobalto (SmCo).

Con estas mejoras podría disminuirse drásticamente la temperatura de la máquina pudiendo cumplir las especificaciones. A continuación se analizan estos puntos en más detalle.



### 5.6.1 Chapa magnética

En este apartado se analiza el efecto que tendría la reducción de las pérdidas en la chapa magnética, tanto en el estator como en el rotor

Se ha partido del caso de la extrapolación a trayectoria con una temperatura ambiente de 20°C, y se han reducido las pérdidas totales de la chapa a la mitad. Por un lado las pérdidas del rotor y por otro las de estator, que son la suma de las pérdidas del yugo y las de los dientes.

Se han graficado las pérdidas en los dos puntos clave de la máquina en cuanto a temperatura se refiere; las cabezas de bobina, que representan el punto más caliente de la máquina y que tienen como límite la clase de aislamiento, y los imanes, que son la parte más delicada de la máquina y su límite lo define la clase térmica del propio imán escogido.

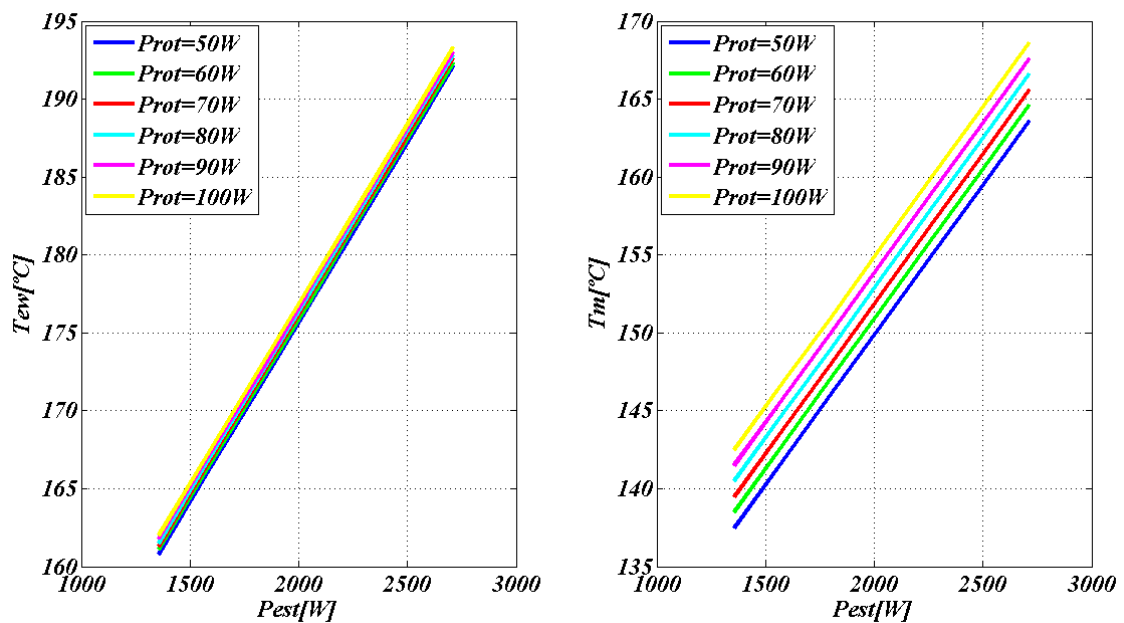


Figura 5-45 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes niveles de pérdidas en la chapa de estator y rotor

Si analizamos por separado el efecto que tienen las pérdidas del rotor y las del estator, podemos ver que:

- Las pérdidas de rotor influyen sobre todo en la temperatura del imán, llegando a tener alrededor de 10°C menos si se reducen a la mitad. La temperatura del cobre apenas se ve afectada.

- Las pérdidas de estator tienen mayor influencia que las de rotor, tanto en la temperatura del cobre como en la del imán. Si se logra reducir las pérdidas de estator a la mitad, se podrá disminuir la temperatura del cobre en cerca de 30°C y la de los imanes en unos 25°C.

Por ello, la reducción de las pérdidas en la chapa, y sobre todo en el estator, puede considerarse un aspecto clave en la optimización de la máquina ya que con ello se logra que la temperatura de la máquina descienda notablemente. Para ello, habrá que tratar de incidir en dos aspectos:

1. Escoger el modo de control y la frecuencia de conmutación óptimas.
2. Elegir una chapa magnética con menores pérdidas, como puede ser una de clase 230-35 A en lugar de la 350-50 A.

### **5.6.2 Base y anclaje**

Como se ha mencionado anteriormente, al encontrarse la máquina sujeta a al vagón del tranvía (o a una base metálica en los ensayos), este actuará como si se tratara de un radiador, ofreciendo una gran superficie a través de la cual se facilita la evacuación del calor por convección natural.

Por ello, habrá que poner especial atención en que el contacto entre la máquina y el vagón sea el mejor posible.

En este apartado, se analiza el efecto que tendría un mejor anclaje que el empleado en los ensayos. Los puntos que se van a analizar son los siguientes:

- Contacto con la base
- Anchura de las patas
- Dimensiones de la base

En este caso también se ha partido del caso de la extrapolación a trayectoria con una temperatura ambiente de 20°C.

### 5.6.2.1 Contacto con la base

En primer lugar se analiza el contacto entre las patas del motor y la base:

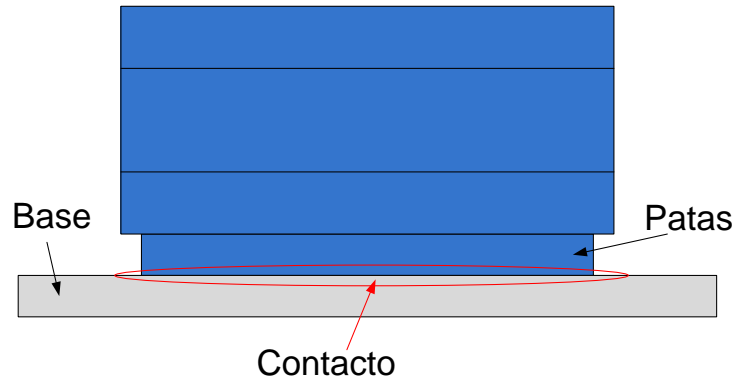


Figura 5-46 Contacto entre el motor (patas) y la base

Se considera un contacto entre dos cuerpos de acero:

- Bueno: Cuando el gap es de 0,007mm
- Medio: Cuando el gap es de 0,0112mm
- Malo: Cuando el gap es de 0,0153mm

Se ha graficado la temperatura para una variación del contacto de 0,007mm a 0,016mm:

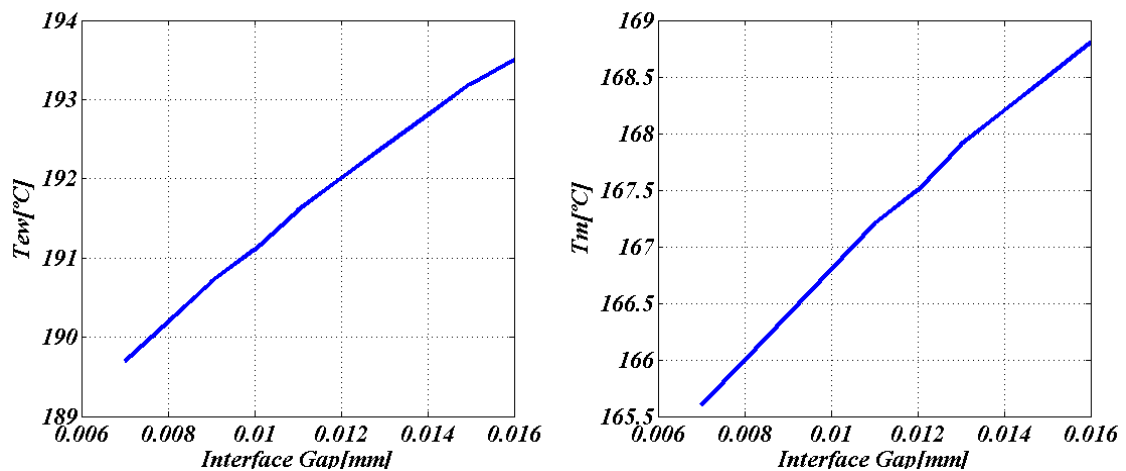


Figura 5-47 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes gaps de anclaje a la base

Mejorando el contacto reducimos hasta algo más de 3°C. A partir de ahora, en este apartado, se trabajará con un contacto de 0,007mm.

### 5.6.2.2 Anchura de las patas

Aumentando la anchura de las patas el calor se evacuará más fácilmente hacia la base.

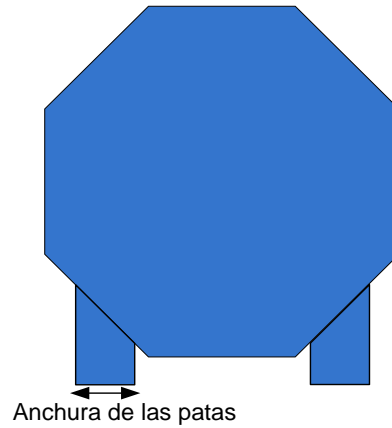


Figura 5-48 Vista frontal del motor

Se ha variado la anchura de las patas desde los 15mm hasta los 90mm. Como puede verse en la siguiente figura, la pendiente de la reducción de temperatura es muy pronunciada hasta alcanzar la anchura de 40mm. A partir de ese punto la influencia disminuye considerablemente.

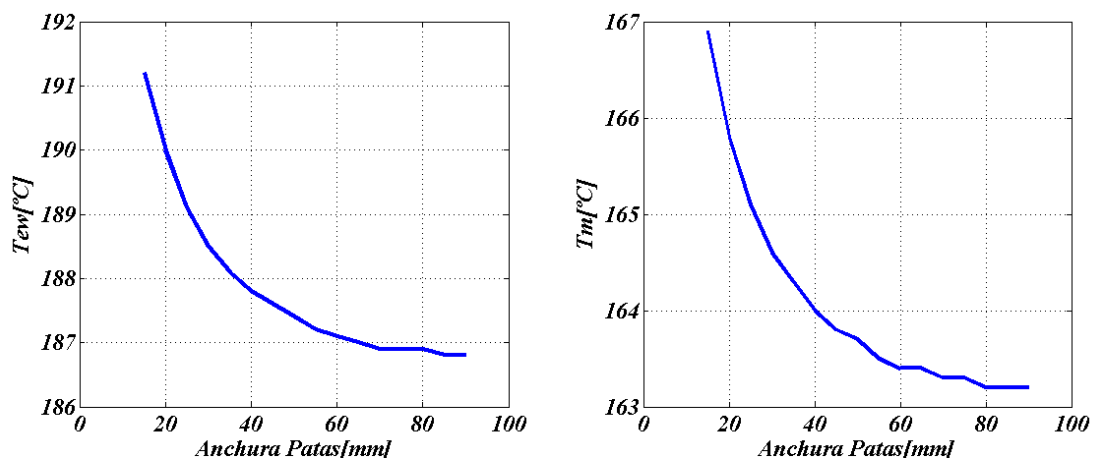


Figura 5-49 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes anchuras de las patas

En este caso, se ha escogido seguir con una anchura de 60mm ya que a partir de ahí la mejora es mínima.

### 5.6.2.3 Dimensiones de la base

En primer lugar, se ha analizado el efecto de aumentar un lado de la base hasta hacer que esta sea cuadrada. A continuación, se ha aumentado el área de la base manteniéndola cuadrada.

#### *Anchura Base*

Hemos estado trabajando con una base de 600mmx1500mmx40mm. Si aumentamos el área de esta aumentaremos la convección natural notablemente.

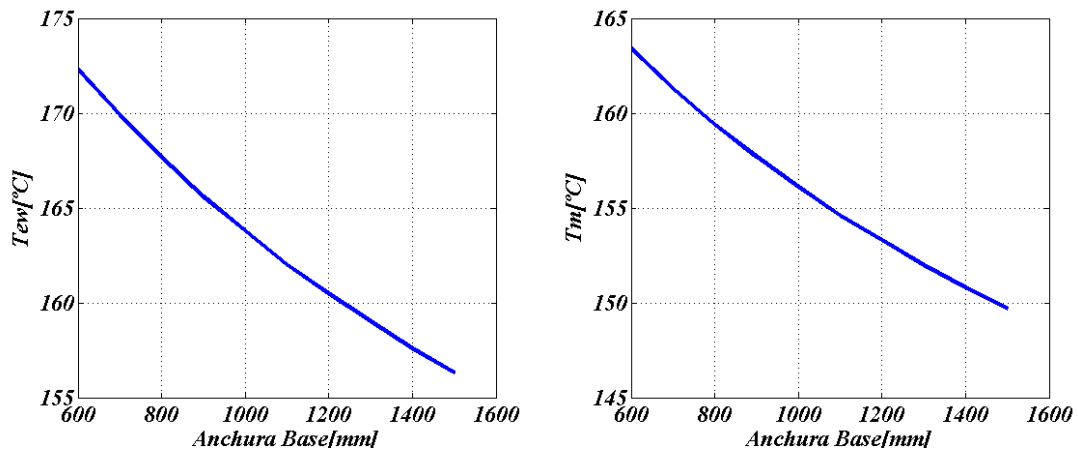


Figura 5-50 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes anchuras de base

Como puede verse, la temperatura se reduce casi de forma lineal. Con una base cuadrada de 1500mmx1500mmx40mm se logra una reducción de cerca de 15°C.

#### *Área Base*

Si partimos de esos 1500mmx1500mm de área y los incrementamos:

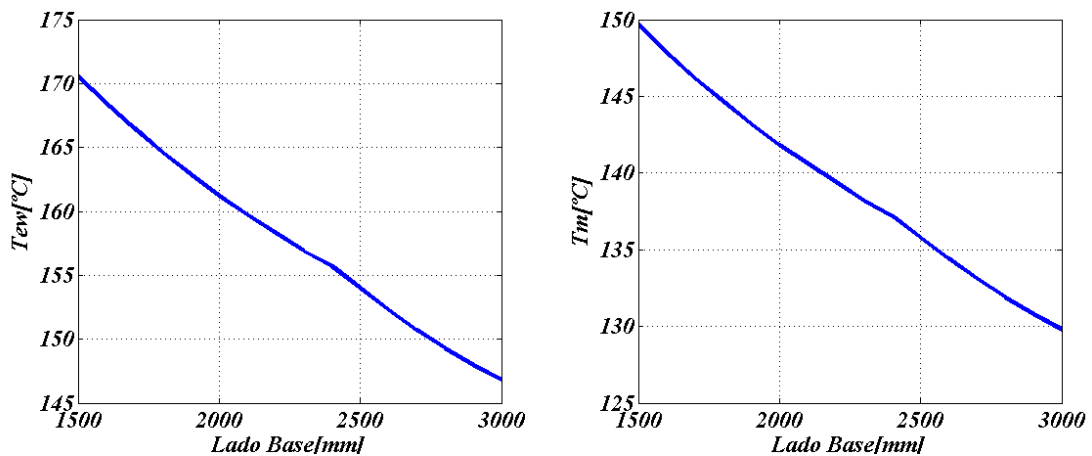
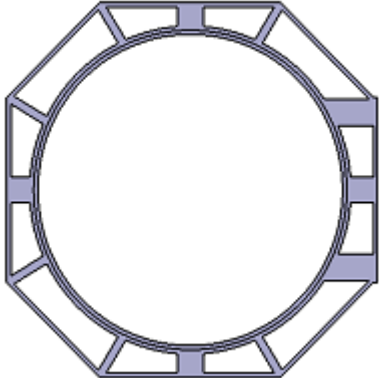
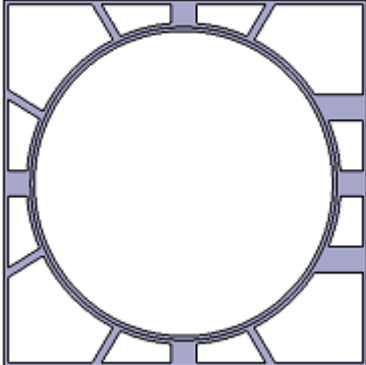


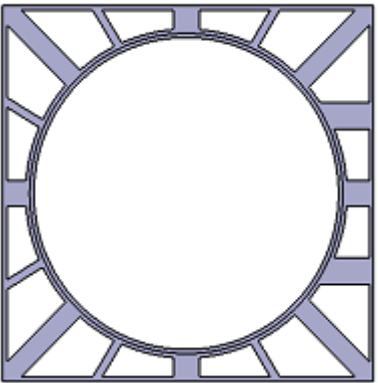
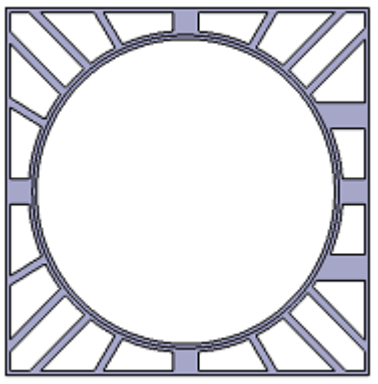
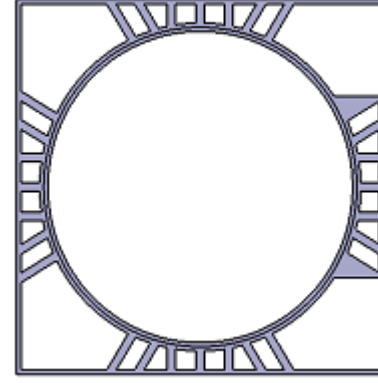
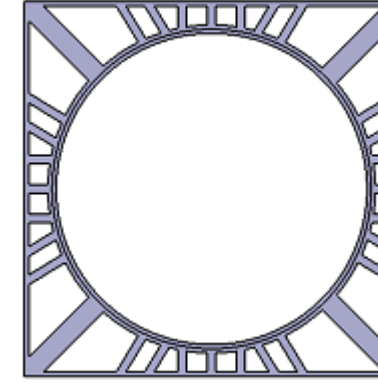
Figura 5-51 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes áreas de base

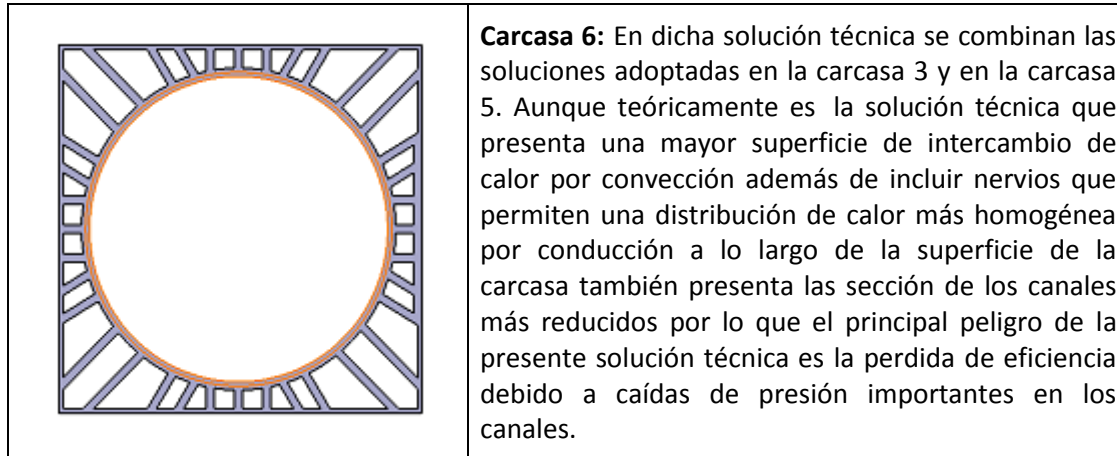
Como puede verse, la mejora obtenida es muy significativa, por lo que el anclaje del motor al tranvía debe ser realizado intentando lograr el mejor contacto posible, ya que este actuará como un gran radiador.

### 5.6.3 Carcasa

Se han analizado 6 variaciones de carcasa con el fin de mejorar el diseño original. Si la carcasa original era octogonal, se ha optado por una carcasa de perfil cuadrado para aumentar la superficie de convección. A continuación se muestra la carcasa original así como las 6 variaciones analizadas:

Diseño de refrigeración exterior	Comentarios
	<p><b>Carcasa 0:</b> Diseño original</p>
	<p><b>Carcasa 1:</b> En dicha solución técnica se emplea todo el espacio disponible, por lo tanto aumenta la superficie de intercambio de calor hacia los canales y hacia el exterior. Una de las principales limitaciones que a priori se prevé pueda tener dicha solución es que el calor procedente del interior no tiene un camino sencillo para llegar a dicha zona y por lo tanto el aprovechamiento real de la nueva superficie será relativamente bajo..</p>

	<p><b>Carcasa 2:</b> Con el propósito de solventar la principal limitación de la carcasa 1, se añaden nervios en las diagonales principales. Dichos nervios presentan un espesor superior al resto de los nervios con el objetivo de que facilite la llegada de calor desde el centro hacia el exterior por conducción. Así mismo, la incorporación de los nervios aumenta la superficie de intercambio de calor. La incorporación de dichos nervios reduce la sección transversal en los extremos, lo cual puede influir en las pérdidas de presión.</p>
	<p><b>Carcasa 3:</b> En dicha solución se quiere analizar si es más apropiado el empleo de un único nervio de gran sección en las diagonales principales o por el contrario resulta más efectivo el empleo de dos nervios, los cuales sumen la misma sección transversal que el nervio individual, pero por el contrario duplique la superficie de intercambio de calor al exterior. Una de las principales incertidumbres de dicha solución es que al reducir la sección de los canales puede haber un incremento de la caída de presión.</p>
	<p><b>Carcasa 4:</b> Dicha solución técnica pretende analizar de forma independiente, sin la interacción de los nervios de las diagonales principales la influencia del aumento de la superficie de intercambio en la zona central mediante al aumento de número de nervios. Nuevamente, la principal incertidumbre de dicha solución es el posible aumento de la caída de presión y por lo tanto, la pérdida parcial de la eficiencia de dicha solución.</p>
	<p><b>Carcasa 5:</b> Una vez analizado de forma aislada la influencia del aumento de la superficie de intercambio en la zona central, se plantea la combinación de la solución técnica adoptada en la carcasa 2 con la adoptada en la carcasa 4.</p>



Tras un primer análisis rápido, se descartan las carcasas 1 y 4 debido a que:

- En el caso de la carcasa 1, el aumento de superficie de intercambio no es efectivo ya que el calor no tiene fácil acceso a dicha zona y para ello es necesario adoptar las soluciones empleadas en las carcasas 2 y 3.
- La carcasa 4 permite analizar la influencia del empleo de múltiples radios en la zona central de forma aislada, pero no incorpora las mejoras ya logradas con las soluciones adoptadas en las carcasas 2 y 3. Por lo tanto, la utilización de dicha solución de forma aislada no tiene sentido más allá del análisis científico de una variable de forma aislada. Como aplicación práctica, tiene mayor sentido el empleo de las soluciones 5 y 6, que combina la solución empleada de forma aislada en la carcasa 4 con las empleadas en las carcasas 2 y 3 respectivamente.

Por lo tanto, para la segunda fase de este estudio únicamente se analizarán las carcasas 2, 3, 5 y 6.

Esta vez, se ha realizado un análisis térmico más exhaustivo, en el que previamente se ha verificado mediante CFD que la caída de presión en los canales en cada uno de los casos es acorde a las suposiciones realizadas y finalmente se ha graficado el grado de mejora que se obtiene con cada una con respecto a la original en cuatro puntos clave de la máquina:



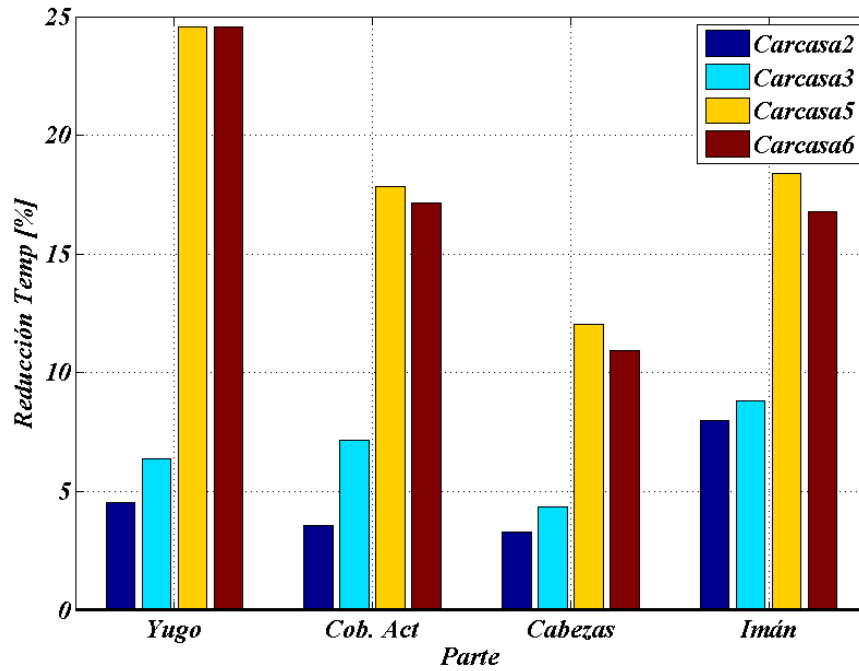


Figura 5-52 Porcentaje de mejora de las carcavas analizadas en varios puntos de la máquina

Si analizamos los resultados:

- Carcasa 2:** Tras un análisis más detallado, se observa que la velocidad del flujo en los canales de los extremos disminuye ya que para el mismo caudal presenta una mayor sección. Como consecuencia, el coeficiente de convección disminuye y el descenso en el patrón térmico es menor al obtenido en el estudio preliminar ( $h=cte$  para todos los casos). En este caso el descenso del patrón térmico en los imanes es de un 8% (frente a 12,3% del estudio preliminar). No obstante, la mejora sigue siendo significativa.
- Carcasa 3:** Para este caso, nuevamente se produce un descenso de la velocidad del flujo con respecto a la carcasa 0. Dicho descenso es menor al de la carcasa 2 ya que las secciones de los diferentes canales se mantienen más homogéneos. Nuevamente la disminución del patrón térmico en los imanes es del 8,8% (ligeramente superior al de la carcasa 2).
- Carcasa 5:** En este caso, los numerosos canales de sección más estrecha aceleran el flujo obteniendo una mayor disminución del patrón térmico, del orden del 18,4% en la zona de los imanes.

- **Carcasa 6:** Aunque a priori cabría esperar un mayor descenso térmico que en la carcasa 5, ya que las secciones en los extremos son más estrechos y por lo tanto habrían de acelerar más el flujo no se ha obtenido dicho resultado, de este modo aunque existe una mejora cualitativa con respecto a la carcasa 0, del orden del 16,8%. Analizando las posibles causas, se observa que uno de los parámetros clave en la obtención del coeficiente de convección es la relación entre la sección del canal y la superficie de intercambio. En dicho caso, una de las causas podría ser que el aumento de la velocidad debido al estrechamiento de los canales esté penalizado por dicho factor y, por lo tanto, la mejora del coeficiente de convección no sea tanto como lo esperado previamente. De todos modos sería recomendable un análisis más exhaustivo de dicho fenómeno.

Tras el estudio realizado se llega a las siguientes conclusiones:

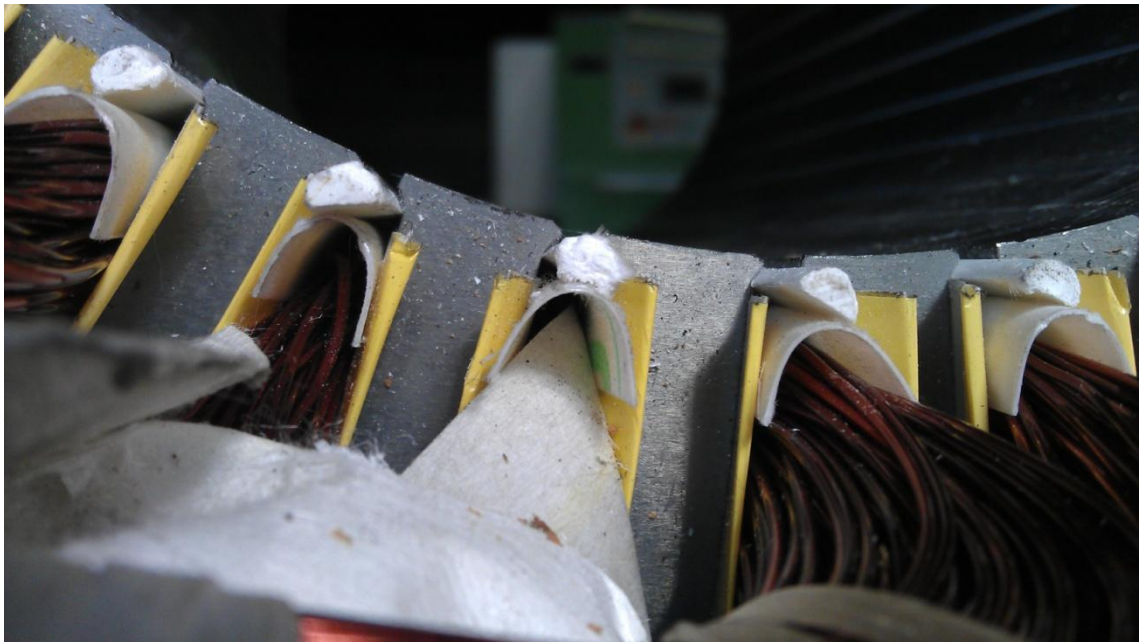
1. No sólo es suficiente con aumentar la superficie de intercambio sino que además hay que asegurar que el calor pueda alcanzar dichas zonas por conducción para que la evacuación de calor al exterior sea eficiente.
2. Las caídas de presión observadas en las cuatro soluciones técnicas analizadas en la segunda fase son bajas y se cree (a falta de la curva del ventilador) que su repercusión en el funcionamiento del ventilador será despreciable por lo que no será un criterio a la hora de seleccionar una solución técnica.
3. La caída de presión está directamente relacionado con el grado de homogeneidad de la sección transversal de los canales. Dado que las soluciones descartadas en la primera fase, las soluciones 1 y 4 presentan una diferencia entre secciones aún mayor a la de las soluciones analizadas en la fase 2 cabe suponer que la caída de presión en las mismas será aún mayor.
4. Desde el punto de vista de mejora del comportamiento térmico, cualquiera de las cuatro soluciones seleccionadas para la fase 2 proporcionan una mejora considerable de la eficiencia térmica con respecto a la carcasa original.
5. Las dos soluciones técnicas que presentan una mayor eficiencia térmica son la solución técnica 5 y la solución técnica 6 con diferencias muy pequeñas por lo que a la hora de seleccionar una de las dos soluciones técnicas la facilidad de fabricación de las mismas será un factor determinante.

### 5.6.4 Área de la ranura

En el montaje se ha logrado un factor de relleno mayor al supuesto de 0.4, por lo que sobra espacio en la ranura, esto es, el cobre queda holgado dentro de la ranura, lo que nos proporciona más espacio para poder aumentar la anchura del diente y/o el yugo, como se muestra en las siguientes figuras.

Por ello, si aumentamos el diente y el yugo, podemos desaturar la máquina logrando el mismo par con menos corriente. Se ha analizado el efecto que tendría el aumentar el factor de relleno hasta un valor de  $K_f = 0.4926$ . Con esto, tenemos un diente y un yugo ligeramente más anchos.

Simulando esta nueva geometría en FEM a la misma corriente nominal de 245A se logra un par de 1043Nm. Para lograr los 1031Nm de par nominal anteriores hacen falta 242A. Esto supondría una reducción en las pérdidas del cobre del 2.43%. A corrientes menores la reducción sería menor, ya que la saturación no afectaría tanto.



*Figura 5-53 Bobinado insertado en las ranuras durante el ensamblaje*

Se han calculado también las pérdidas en la chapa con LSM y como se muestra en la siguiente tabla, se logra reducir unos 70W.

Original	SlotFill mejorado
$P_{fe}=1023.57W$	$P_{fe}=954.3W$
$\Delta T=78.54Nm$	$\Delta T=68.85Nm$
$I_n=245A$	$I_n=242A$

Tabla 5-21: Comparación de varios parámetros entre original y slot-fill mejorado.

Si esto lo traducimos a porcentajes de mejora a par nominal con respecto al original:

Mejora	
$P_{cu}$	2.43%
$P_{fe}$	6.77%
$\Delta T$	12.33%

Tabla 5-22: Porcentajes de mejora a par nominal con slot-fill mejorado.

Como puede verse, en reducción de pérdidas de chapa y sobre todo en rizado de par sí que existe una mejora considerable.

### 5.6.5 Pérdidas adicionales en el cobre

Se han calculado las pérdidas en el cobre para diferentes niveles de frecuencia de conmutación y niveles de tensión de alimentación:

	750V- 850Hz	750V- 1000Hz	750V- 1200Hz	900V- 850Hz
<b>Pérdidas [W]</b>	1073	1054	1046	1152
<b>Dif. respecto a 750V-850Hz [%]</b>	0	-1.77	-2.516	+7.36

Tabla 5-23: Pérdidas del cobre y porcentajes de diferencia con respecto al caso 750V-850Hz.

Como puede verse, la frecuencia de conmutación tiene una influencia menor a la esperada, mientras que el aumento de la tensión de bus incrementa las pérdidas del cobre de forma considerable.

### 5.6.6 Clase térmica

La clase térmica se refiere al grado de aislamiento de los cables empleados en motores, generadores y transformadores. Las clases vienen definidas por estándares de IEC (International Electrotechnical Commission), NEMA (National Electrical Manufacturers Association) y UL (Underwriters Laboratories).

En la siguiente tabla se muestran las diferentes designaciones para cada tipo de clase y estándar:

IEC 60085 Thermal class	Old IEC 60085 Thermal class	NEMA Class	NEMA/UL Letter class	Maximum hot spot temperature allowed	Relative thermal endurance index (°C)
70					< 90°C
90	Y			90°C	>90 - 105
105	A	105	A	105°C	>105 - 120
120	E			120°C	>120 - 130
130	B	130	B	130°C	>130 - 155
155	F	155	F	155°C	>155 - 180
180	H	180	H	180°C	>180 - 200
200			N	200°C	>200 - 220
220		220	R	220°C	>220 - 250
		S	240°C		
250				250°C	>250

Tabla 5-24: Designación de clases térmicas de aislamiento. Datos obtenidos de en.wikipedia.org

Si se mantiene la temperatura por debajo de la temperatura máxima especificada en cada clase, el fabricante asegura una vida útil media de 20000 horas. Sin embargo, si se supera esta temperatura, la vida útil se ve bastante afectada, como se muestra en la siguiente figura:

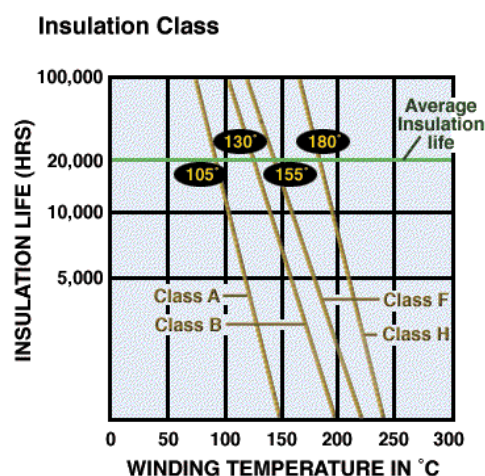


Figura 5-54 Vida útil de distintas clases en función de la temperatura

Como valor aproximado, por cada 10°C que se superen a partir de la temperatura máxima, la vida útil se reducirá a la mitad.

En nuestro caso, sería conveniente emplear una clase como mínimo 200 o 220.

### 5.6.7 Imanes SmCo

Los imanes de Samario-Cobalto, gracias a su capacidad para soportar altas temperaturas, suponen una alternativa muy a tener en cuenta. En la siguiente tabla se resumen sus ventajas y desventajas frente a los imanes empleados en el prototipo actual:

Neodimio Hierro Boro (NdFeB)	Samario Cobalto (SmCo)
Aplicaciones de alta temperatura	
Materiales con un Hci alto pueden usarse hasta 200°C, con un Hci moderado hasta alrededor de 150°C y con un Hci bajo no deberían superar los 100°C	Pueden soportar temperaturas continuas superiores a los 250°C
Pérdida de densidad de flujo con la temperatura	
Tienen un coeficiente de temperatura negativo de alrededor de 0.11% de Br/°C. Es decir, por cada °C que aumenta la Br se reduce en un 0.11%	Tienen un coeficiente de temperatura negativo de alrededor de 0.03% de Br/°C. Es decir, por cada °C que aumenta la Br se reduce en un 0.03%
Ambientes húmedos	
Requieren de un recubrimiento superficial. La oxidación puede ser un problema	No es necesario ningún tratamiento ya que no se oxidan
Resistencia mecánica	
Mayor resistencia mecánica que los SmCo	Se trata de un material muy quebradizo
Requerimiento de campo alto	
Proporciona campos magnéticos altos. Ideal para productos donde se necesita gran energía.	Difícil conseguir una Br mayor a 1.15T.
Tamaño de la pieza	
Pueden fabricarse imanes de mayor tamaño	Conseguir piezas de más de 7cm (en cualquier dimensión) es un reto
Piezas en forma de anillo con orientación radial del campo	
Posible de fabricar	Imposible de fabricar con la tecnología actual
Precio	
Por encima de los 180\$/Kg en 2012	Entre 120 y 160\$/Kg en 2012

Tabla 5-25: Comparativa entre los imanes de NdFeB y SmCo.

Sin embargo, es importante aclarar que en el momento en el que se escogieron los materiales, a finales de 2009 o principios de 2010, el precio de los imanes SmCo superaba al los de NdFeB.

Para entender mejor el contexto actual, en el Anexo E se presenta un pequeño estado del arte de los imanes permanentes.

Dejando el precio a un lado, como se ha explicado al principio de este apartado, los imanes de SmCo presentan varias ventajas con respecto a los NdFeB, sobre todo en lo referente a temperatura de funcionamiento.

En este subapartado se realizará un estudio del efecto que tendría el empleo de unos imanes de SmCo, comparándolos con unos imanes N40SH de NdFeB, los cuales tienen un límite de temperatura de 150-160°C.

Las curvas características de desmagnetización de un imán 40SH son las que se muestran en la Figura 5-55.

Como puede verse, a una temperatura de 20°C la Br es muy alta, alcanzando prácticamente los 1.3T. Sin embargo, desciende rápidamente a medida que aumenta la temperatura. A 100°C ya estaría por debajo de los 1.2T y a 150°C estos imanes tienen una Br de 1.11T. Este último es el valor que se empleó en el diseño.

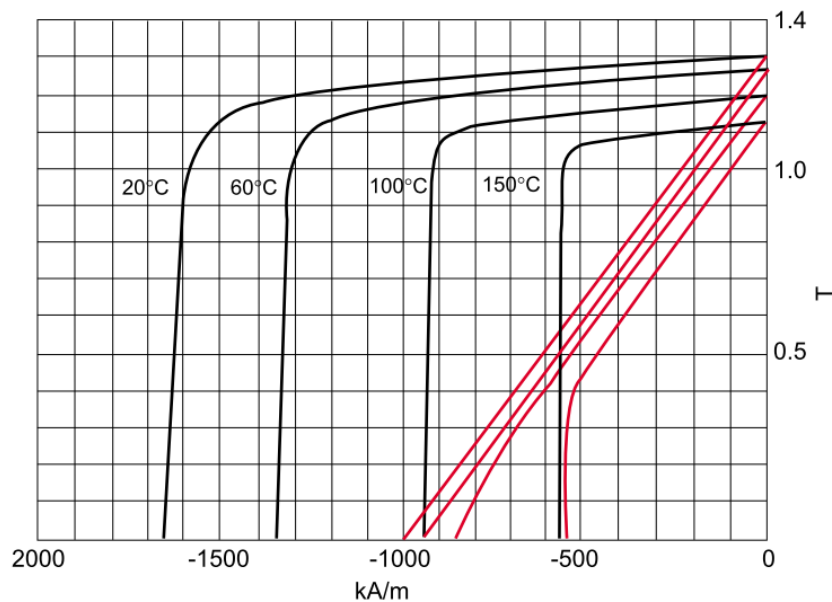


Figura 5-55 Curva de desmagnetización de los imanes NdFeB de grado 40SH. Datos proporcionados por Calamit

Los imanes SmCo se caracterizan por una mayor resistencia a las altas temperaturas y una menor variabilidad de su Br en función de la temperatura. Sin embargo, en frío, su Br es menor.

A continuación se muestran las curvas de desmagnetización de dos imanes de SmCo de alta energía, uno de clase 30 y otro de clase 32.

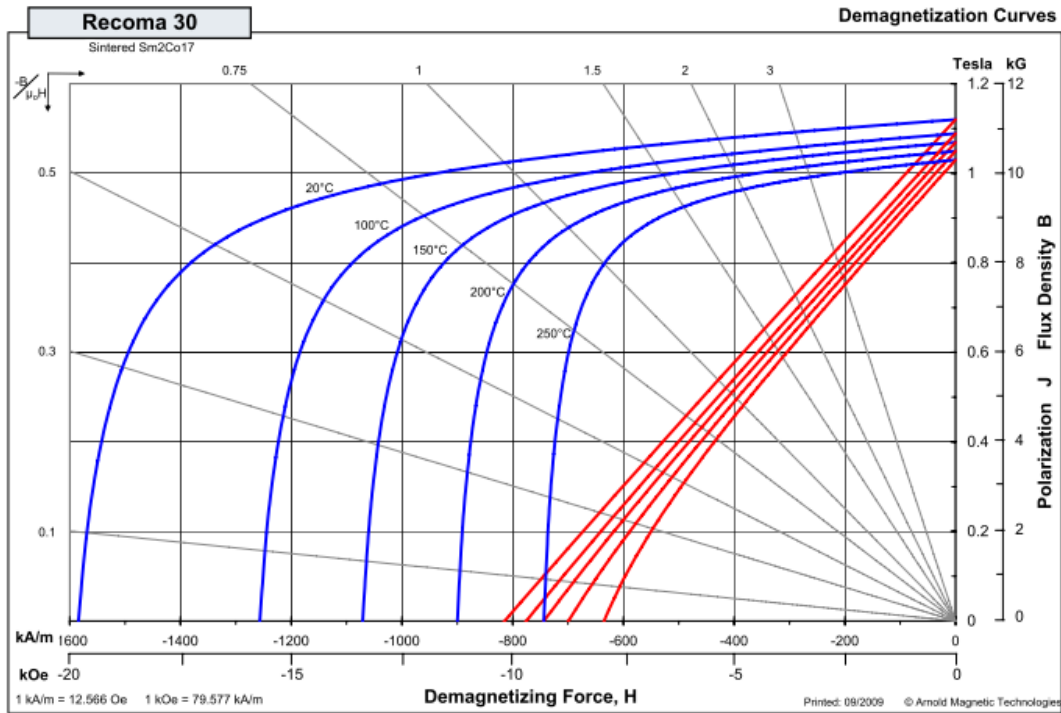


Figura 5-56 Curva de desmagnetización de los imanes SmCo de grado 30. Datos proporcionados por Arnold Magnetic Technologies

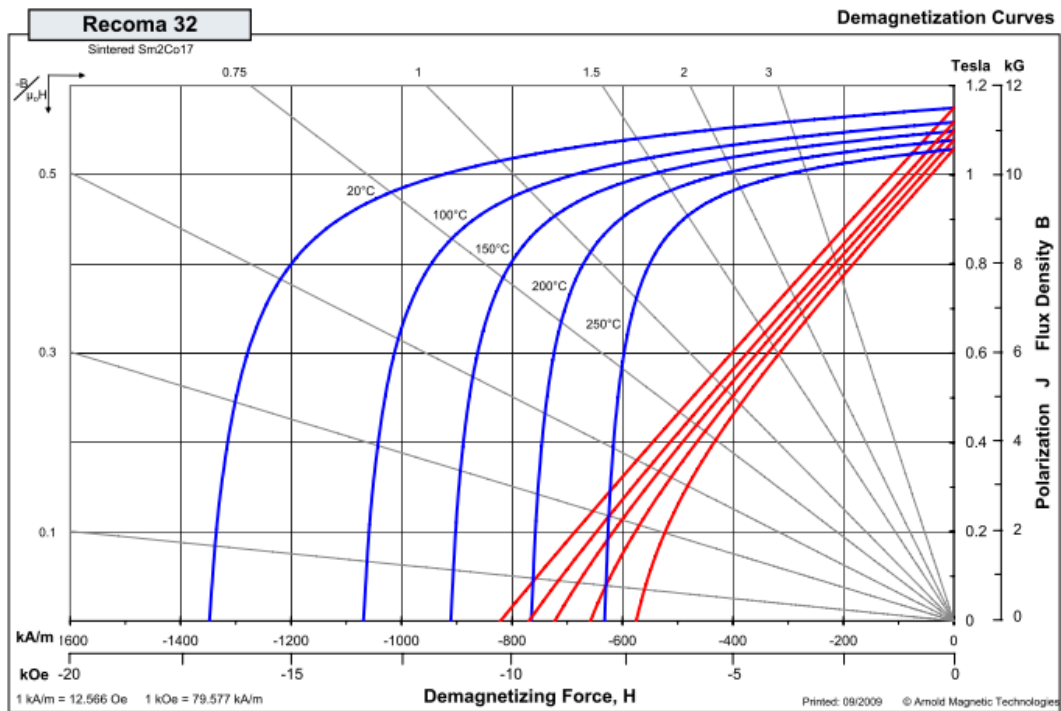


Figura 5-57 Curva de desmagnetización de los imanes SmCo de grado 32. Datos proporcionados por Arnold Magnetic Technologies

Como puede verse, la  $B_r$  a 20°C es de 1.12T en el primer caso y de 1.15T en el segundo, lo cual queda bastante por debajo de los 1.27T a 20°C de los de NdFeB. Sin embargo, a la



temperatura de diseño establecida, esto es, a 150°C, en el caso de los de clase 30 es de 1.08T y en el caso de los de clase 32 es de 1.1T.

En la siguiente tabla se resumen las características de los tres imanes mencionados:

	NdFeB 40SH	SmCo 30	SmCo 32
<b>Max. Temp.</b>	180°C	250°C	250°C
<b>Temp. Coeff. of Br</b>	-0.11%/°C (20-100°C)	-0.035%/°C (20-150°C)	-0.035%/°C (20-150°C)
<b>Br a 20°C</b>	1.3T	1.12T	1.15T
<b>Br a 150°C</b>	1.11T	1.08T	1.1T
<b>Mu rel.</b>	1.09	1.0869	1.0959
<b>Resistivity</b>	1.47e-6 Ohm.m	0.9e-6 Ohm.m	0.9e-6 Ohm.m

Tabla 5-26: Resumen de características de los distintos imanes analizados.

Con el fin de ver el efecto que tendría reemplazar los imanes de NdFeB del diseño actual por unos de SmCo, se ha simulado en la máquina en Flux con imanes SmCo 30 y suponiendo, también en este caso, que se encuentran a 150°C. En la siguiente tabla se resumen los resultados obtenidos y se comparan a los del prototipo actual:

Parámetro	Símbolo	NdFeB 40SH	SmCo 30
<b>Par nominal</b>	$T_n$	1031.1043 Nm	1006.52Nm
<b>Corriente nominal de alimentación</b>	$I_n$	245 A	245 A
<b>Velocidad nominal</b>	$w_n$	187.23 rad/s	187.23 rad/s
<b>Tensión de línea</b>	$V_{Linea}$	536.6V	513.7V
<b>Potencia mecánica nominal</b>	$P_{mec_n}$	193.062 KW	188.460KW
<b>Potencia nominal del motor</b>	$P_{s0n}$	200.649 KW	196.179KW
<b>Potencia eléctrica nominal</b>	$P_{sn}$	201.649KW	197.179KW
<b>Pérdidas en el cobre</b>	$P_{cu}$	7.437 KW	7.437 KW
<b>Pérdidas en el hierro</b>	$P_{fe}$	1 KW	1 KW
<b>Pérdidas en imanes (imanes en 8 segmentos)</b>	$P_{m8}$	149.339 W	281.81 W
<b>Rendimiento</b>	$\eta$	95.7	95.6
<b>Factor de potencia</b>	$cos(\varphi)$	0.9	0.895
<b>Remanencia magnética del imán</b>	$Br$	1.11 T	1.08 T
<b>Permeabilidad relativa del imán</b>	$\mu_r$	1.09	1.096
<b>Amplitud de la fundamental del campo en el entrehierro</b>	$\hat{B}_{g1}$	1.05512 T	1.0283 T
<b>Flujo magnético en los imanes</b>	$\Psi_{PM}$	0.47722 Wb	0.46716 Wb
<b>Fuerza electromotriz</b>	$EMF$	268.7 V	262.4V

Tabla 5-27: Valores obtenidos con los imanes NdFeB 40SH y SmCo 30.

Las principales desventajas serían las siguientes:

- Una reducción del par del 2.38% a corriente nominal
- Un aumento de las pérdidas de los imanes del 188%

Si se optase por una clase 32 en lugar de una clase 30, el par no se vería prácticamente disminuido y solamente aumentarían las pérdidas en los imanes. Esto se debe a la menor resistividad eléctrica que los NdFeB. Además, el precio se vería incrementado con respecto a la clase 30

En este punto, habría que plantearse si la capacidad de funcionar a temperaturas de hasta 250°C compensa la diferencia de precio, en caso de existir, y el aumento de pérdidas en los imanes.

## 5.7 Conclusiones

El objetivo principal de este capítulo ha sido validar el prototipo diseñado en el capítulo anterior mediante ensayos experimentales.

En primer lugar se ha descrito el escenario de ensayos, describiendo los diferentes elementos e instrumentos empleados.

A continuación, se han realizado una serie de ensayos utilizando el prototipo como generador que han servido para verificar que una correcta construcción y para validar la máquina electromagnéticamente, comprobando la resistencia, la inductancia, el par electromagnético, el rendimiento, etc.

También se ha ensayado el prototipo en modo motor mediante un convertidor. Gracias a estos ensayos, se ha logrado cuantificar las pérdidas adicionales generadas por las conmutaciones en el convertidor así como ajustar los modelos térmicos de MotorCAD. Una vez ajustados, estos modelos nos servirán por una parte para obtener modelos más precisos en la etapa de dimensionado en futuras aplicaciones, y por otra para verificar el comportamiento térmico de la máquina en condiciones no reproducibles en la bancada de ensayos, como puede ser la trayectoria.

Comparando los resultados con respecto al diseño efectuado comentar:

- Los niveles de par, corriente y tensión corresponden a los valores del diseño
- Las temperaturas reales son superiores a lo estimado inicialmente porque se había realizado una subestimación de las pérdidas del cobre (~20%), hierro (~60%) y rotor (~40%) (pérdidas en la chapa del rotor).

Estas diferencias se debieron principalmente a una simplificación de cálculo de la etapa de diseño a la hora de contemplar las pérdidas de conmutación en el cobre. El método de cálculo está corregido pudiendo aportar en próximos rediseños una mayor precisión. Asimismo, se produjo una subestimación de las pérdidas del hierro debido a diferencias de la densidad de pérdidas del tipo de chapa considerada en el diseño frente a la real empleada.

- Las diferencias del modelo térmico inicial frente al ajustado (de 70°C más en las cabezas en el modelo inicial, 40°C en el cobre y 20-25°C en la carcasa), se debieron

principalmente que los parámetros térmicos dependen del propio proceso de fabricación y la bancada de ensayos, y son difíciles de ajustar con precisión a priori. Se considera que con los parámetros ajustados y manteniendo un proceso de fabricación semejante se obtendrán resultados térmicos con suficiente precisión para poder validar los límites térmicos del cobre y del imán. De todas formas, el modelo inicial era térmicamente más conservador, por lo que las mayores diferencias del diseño son achacables a los errores de consideración de las pérdidas.

Con la información adquirida de los ensayos experimentales se han extrapolado los resultados al punto de funcionamiento nominal, el cual no ha sido posible de ensayar por la limitación en potencia del banco de ensayos empleado. Las prestaciones de la máquina se ven ligeramente degradadas con respecto a las obtenidas en el análisis en FEM, debido a la subestimación de las pérdidas generadas por el convertidor. No obstante, los niveles de eficiencia obtenidos son altamente satisfactorios.

Por último, tras comprobarse que el prototipo no cumple las especificaciones térmicas, se ha desarrollado una serie de propuestas de mejoras que podrían dar lugar a un rediseño con mejores características térmicas.

## Capítulo 6.

# **CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS**

---

*Este último capítulo da fin al documento de tesis. En primer lugar, se procede a extraer las principales conclusiones de este trabajo. A continuación se plantean las siguientes etapas a realizar y las posibles líneas a seguir para continuar el trabajo desarrollado en esta tesis doctoral.*

## 6.1 Conclusiones

El transporte ferroviario viene sufriendo un gran auge en las últimas décadas impulsado por las nuevas tecnologías y la búsqueda de un método de transporte limpio y eficiente.

Las tendencias hacia una tracción mediante máquinas de imanes permanentes cada vez más pequeñas y de alto rendimiento hacen que una buena metodología de diseño sea indispensable.

En esta investigación se ha descrito el escenario actual de la tracción ferroviaria y se han introducido los diferentes tipos de máquinas eléctricas, centrándose sobre todo en las máquinas de imanes permanentes, las cuales reúnen las cualidades ideales para un número considerable de aplicaciones ferroviarias. No obstante, se ha identificado que el diseño de motores de imanes en aplicaciones de tracción ferroviaria es de alta complejidad, siendo uno de los mayores retos el obtener soluciones que ofrezcan una alta fiabilidad, pero manteniendo la competitividad en costos.

Para responder a los retos de diseño de las máquinas de imanes en aplicaciones ferroviarias, se ha propuesto una metodología de diseño orientada a la aplicación, tratando de minimizar las pérdidas y obtener una máquina con alta densidad de par.

Sobre esta metodología se puede afirmar que:

- Está orientada a la aplicación. Se analiza la aplicación y se definen sus requerimientos.
- Tiene una primera etapa de dimensionado analítico, la cual proporciona unas primeras dimensiones de la máquina en un tiempo relativamente corto.
- En una segunda etapa en elementos finitos se optimizan estas dimensiones y se analizan las prestaciones con alta precisión.
- Contempla el diseño de máquinas tanto de imanes superficiales como de imanes interiores.
- Puede aplicarse a accionamientos con o sin reductora (direct-drive).
- Se han integrado herramientas para el cálculo de pérdidas considerando los efectos generados por el convertidor con un grado de precisión aceptable.

Además, hay que destacar que se ha desarrollado un método de análisis de las pérdidas en los imanes que combina la precisión del cálculo numérico con la rapidez del cálculo analítico. Gracias a este método, se ha propuesto un innovador método de reducción de pérdidas en los imanes [77], [78].

- Se analiza el comportamiento térmico de la máquina pudiendo obtener resultados bastante precisos una vez calibrada la herramienta de análisis térmico.

Esta metodología se ha evaluado experimentalmente mediante el diseño y la construcción de un prototipo de motor de 120kW para aplicación de tranvía. Durante el proceso de diseño, se ha comprobado que la combinación de herramientas analíticas y numéricas permite obtener diseños rápidos garantizando la precisión de cálculo (primera etapa: evaluar de forma rápida múltiples soluciones de diseño, segunda etapa: optimización fina de un número restringido de soluciones). Los resultados experimentales han verificado las herramientas de diseño. Por cada tipo de herramienta puede concluirse:

- Las herramientas de cálculo electromagnético por elementos finitos ofrecen una alta precisión.
- El cálculo de las pérdidas magnéticas y por efectos skin debido a los armónicos de conmutación son complejas de calcular. Estas pérdidas pueden afectar a la eficiencia del motor, pero sobre todo van a tener un relevante impacto sobre la temperatura de los imanes.

A este respecto destacar:

- Para las pérdidas en imanes se han obtenido unas herramientas de cálculo completas incluyendo el efecto de la segmentación de imanes.
- Para las pérdidas magnéticas se ha empleado el método de post-proceso Loss Surface Model. Se han detectado ciertas variaciones en el cálculo de la potencia. Si se dispone de una muestra de la chapa para poder caracterizarla, el cálculo mediante las fórmulas de Bertotti ofrece resultados con mayor precisión.
- Para las pérdidas eléctricas por efecto skin en los conductores del estator se ha empleado un modelo analítico simple obteniendo unos errores bastante aceptables.

- El procedimiento de cálculo térmico desarrollado contempla un juego de herramientas térmicas que permite caracterizar de forma completa el comportamiento térmico del motor. En este punto destacar, que si bien se puede realizar un cálculo térmico a priori de un nuevo diseño, existen ciertos parámetros térmicos que dependen del proceso de fabricación y que requieren de una cierta calibración experimental con un prototipo de motor equivalente. Destacar que considerar el empleo de una base de amarre desde los modelos iniciales supondría unos resultados más acordes a la realidad.

Aplicando esta metodología se han desarrollado y comparado distintas soluciones para aplicaciones con reductora. De esta manera, se han diseñado una serie de máquinas de imanes superficiales e imanes interiores. Dentro de este estudio, se han investigado las configuraciones que proporcionan menores rizados de par manteniendo un alto nivel de par. Se ha concluido que la máquina de imanes superficiales ofrece unas prestaciones bastante competitivas. Las máquinas de imanes interiores ofrecen una mejora de la eficiencia y mayor capacidad de debilitamiento de campo aunque su diseño es más complejo y requiere de un mayor esfuerzo de validación teórico/experimental del diseño optimizado.

Para el caso de las aplicaciones direct-drive, se ha realizado un estudio donde se identifican las particularidades y los pasos a seguir para su diseño. Se concluye que las herramientas de diseño serían válidas. No obstante se identifica la necesidad de una mayor interrelación del diseño eléctrico/térmico/mecánico para poder obtener diseños ajustados en tamaño.

Finalmente, se ha diseñado y construido un prototipo. Este prototipo se ha verificado en condiciones reales de operación, aunque por limitaciones de potencia de la instalación, no se ha testeado la potencia máxima. Los ensayos han servido para validar el diseño de la máquina tanto electromagnéticamente como térmicamente. Se ha detectado que el funcionamiento electromagnético es bueno, pero que térmicamente se estaría fuera del margen de seguridad del imán para el caso de una temperatura ambiente de 45°C. Se ha identificado una serie de mejoras que sin cambiar drásticamente el diseño, reducirían la temperatura de los imanes. Así, implementando algunas de las soluciones y con el conocimiento adquirido se concluye que se podría conseguir un rediseño simple del prototipo garantizando un margen térmico adecuado de los imanes.

Como conclusión final cabe remarcar que una metodología precisa de diseño garantizaría la fiabilidad de los diseños de las máquinas síncronas de imanes para aplicaciones ferroviarias.



Garantizando la fiabilidad de funcionamiento se considera que las máquinas de imanes van a poder ofrecer prestaciones muy competitivas. En esta tesis se ha visto como la mejora de la densidad de potencia y de la eficiencia es considerable con las máquinas de imanes, por lo que explotando estas cualidades se ven factibles soluciones competitivas en ciertas aplicaciones.

Por lo tanto, sin poder predecir una expansión masiva, sí que se puede prever que la tecnología de imanes tendrá un mercado creciente de aplicaciones en el sector ferroviario. Destacar que el conseguir soluciones competitivas usando máquinas de imanes viene de la mano del desarrollo de nuevos conceptos de motor y del diseño de bogies que supongan un salto tecnológico. De esta manera, se trataría de buscar nichos de mercado en los que soluciones inteligentes aventajen a las soluciones estandarizadas del mercado. En este sentido indicar que existe una creciente competencia en el sector ferroviario de países con bajo coste de mano de obra, por lo que se considera que cada día será más difícil de competir ofertando las soluciones estándares del mercado.

## 6.2 Líneas futuras

Finalmente, a continuación se plantean una serie de posibles pasos a seguir para continuar con el trabajo realizado en esta tesis doctoral:

En lo referente a la metodología de diseño se considera de gran interés seguir trabajando en el desarrollo de herramientas que vayan mejorando la precisión y las funcionalidades de diseño. En este sentido se destacan las siguientes herramientas:

1. Herramientas para el cálculo de las pérdidas adicionales del cobre

Las pérdidas adicionales en los conductores debido a la alimentación conmutada resultan significativas desde el punto de vista de determinar con precisión el calentamiento del motor. Si bien en esta tesis se ha propuesto una herramienta de cálculo analítico simple que tiene una precisión aceptable, se cree que es posible mejorar la precisión para el cálculo de estas pérdidas. Para ello, se cree conveniente explorar el cálculo de las pérdidas por efecto skin mediante un análisis por elementos finitos [61].

2. Herramientas para la optimización del sistema de refrigeración.

El diseño óptimo de la refrigeración es uno de los puntos clave para lograr soluciones de motor competitivas. En este sentido se propone el desarrollo de herramientas ágiles para el diseño de sistemas de refrigeración forzada por aire o agua. La propuesta de mejora se encaminaría hacia la incorporación de herramientas de cálculo fluidodinámico CFD que permitan caracterizar de forma precisa las partes críticas de la refrigeración del motor.

3. Herramientas para el cálculo vibro-acústico.

Para la obtención de motores de altas prestaciones es indispensable tener controlados los niveles de ruido y vibraciones que va a tener el motor en la instalación. Para ello, se requiere de herramientas fiables de cálculo vibro-acústico. El cálculo de las fuerzas vibratorias del motor puede realizarse mediante el análisis FEM electromagnético presentado en esta tesis. Quedaría pendiente el desarrollo de plataformas de cálculo vibratorio (mediante simulación por elementos finitos) y de cálculo acústico (mediante elementos de contorno, BEM).

#### 4. Herramientas de verificación de la fiabilidad de los diseños ante fallos.

En esta tesis se han puesto en marcha plataformas en elementos finitos para la simulación dinámica del motor. El modo de alimentación considerado ha sido el correspondiente a un funcionamiento normal. De cara a analizar la fiabilidad de los diseños ante fallos del motor o del inversor, sería interesante poner en marcha simulaciones dinámicas FEM que contemplen los diferentes modos de fallo. Analizando las magnitudes internas del motor en los transitorios de fallo se calcularían los márgenes de seguridad de los diseños.

#### 5. Herramientas de optimización multiobjetivo con restricciones.

En esta tesis se han realizado estrategias de optimización para reducir el consumo de corriente de los diseños. Sin embargo, empleando las mismas ecuaciones de dimensionado es posible optimizar otros aspectos como el coste o la eficiencia del motor, o un compromiso optimizado de prestaciones. Para ello, se propone añadir a la metodología algoritmos de optimización multiobjetivo que tengan en cuenta las restricciones de las distintas variables fijadas en el cuaderno de especificaciones.

En lo referente al desarrollo de nuevos diseños de máquinas de imanes para aplicaciones ferroviarias, se considera de gran interés continuar con las siguientes líneas de trabajo.

##### A. Rediseño del prototipo de imanes superficiales.

Se considera de interés efectuar un rediseño del prototipo de imanes superficiales desarrollado en esta tesis. El rediseño se basaría en la aplicación de algunas de las soluciones de mejora propuestas en el Capítulo 5. Con este rediseño se podrían conseguir las prestaciones de la aplicación de tranvía analizada en esta tesis garantizando el margen térmico de los imanes.

##### B. Estudio de nuevos diseños de imanes interiores.

De cara a nuevos desarrollos, es interesante profundizar en las soluciones de imanes interiores. La comparativa presentada en esta tesis ofrece unas tendencias sobre qué prestaciones se mejoran utilizando las máquinas de imanes interiores (mayor protección mecánica y térmica del imán, mayor protección ante desmagnetización, etc.). Como línea futura de trabajo, se propone desarrollar soluciones de rotor interior con bajas fugas magnéticas pero que presenten una alta robustez ante sobre-esfuerzos y fatiga mecánica.

C. Estudio de diseños con devanados fraccionales.

Los devanados fraccionales han demostrado ofrecer bajos niveles de rizado de par, con lo que podría obtenerse una mayor calidad del par. Dentro de este tipo de devanados, existen los denominados devanados concentrados, los cuales se devanan alrededor de un solo diente, dando lugar a cabezas de bobina más cortas y con ello a máquinas más compactas. Sin embargo, en estas máquinas existe un mayor número de armónicos, sobre todo sub-armónicos, lo que puede suponer mayores pérdidas. No obstante, sería interesante estudiar esta topología en más detalle debido a las ventajas que puede aportar.

D. Desarrollo de diseño con imanes de SmCo.

Como ya se ha mencionado en el estudio de mejoras del Capítulo 5, los imanes de SmCo nos permiten trabajar a altas temperaturas sin una gran variación de prestaciones frente a la situación de máquina en frío. Además, hoy en día, el precio del SmCo es similar al de los imanes de NdFeB, por lo que es una alternativa a considerar seriamente si en el diseño los imanes deben funcionar nominalmente por encima de 130°C.

E. Profundizar en diseños direct-drive.

Destacar que las soluciones de diseño generales de las máquinas con reductora son válidas para el caso de máquinas direct-drive. No obstante, en las aplicaciones direct-drive se requiere de soluciones específicas optimizadas que permitan el trabajo a baja velocidad con una muy alta densidad de par. Se ve muy interesante como línea de trabajo futuro el desarrollo de nuevos conceptos direct-drive que integren innovaciones de diseño del motor de tracción y de los bogies tractores.

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1 Evolución de la tecnología en los motores de trenes de alta velocidad [1] ....	4
Figura 1-2 Tren de alta velocidad (izquierda) y bogie (derecha) AGV de ALSTOM.....	5
Figura 1-3 Motor MITRAC de Bombardier [4].....	5
Figura 1-4 Tren de ancho de vía variable de MELCO (izda.) y el acoplamiento directo a rueda (dcha.) .....	6
Figura 1-5 Tranvía de Riga con accionamiento directo de SKODA ELECTRIC a.s.....	6
Figura 1-6 SYNTEGRATM de SIEMENS. ....	7
Figura 1-7 Configuraciones de accionamientos direct-drive en el bogie. a) Un motor de rotor interior por eje, b) Un motor de rotor exterior por eje, c) Un motor de rotor exterior por rueda situados en la parte interna, d) Un motor de rotor exterior por rueda situados en la parte externa, e) Motores de rotor exterior a ambos lados de las ruedas y f) Un motor de rotor exterior en el interior de cada rueda .....	8
Figura 1-8 Motor de inducción: a) estructura general y b) jaula de ardilla del rotor (barras y anillos) [14].....	9
Figura 1-9 Motor de imanes permanentes de un par de polos [14] .....	10
Figura 1-10 Motor de reluctancia variable [14].....	11
Figura 1-11 Ejemplo de máquina de rotor exterior [16].....	13
Figura 1-12 Ejemplos de máquinas de imanes a) superficiales y b) interiores [19].....	15
Figura 1-13 Reducción del flujo de fugas para diferentes configuraciones de los imanes mediante barreras de aire y de imanes [18] .....	16
Figura 1-14 Concentración de flujo mediante una distribución de los imanes apropiada [18].....	16
Figura 1-15 Mejora del ratio de saliencia. a) Menor reluctancia en el eje q. b) Topología multicapa [18] .....	17
Figura 1-16 Máquina de flujo axial de a) un estator y un rotor, b) doble estator con un rotor interno, c) doble rotor con estator interno y d) modular. ....	18
Figura 1-17 Máquinas N-N y N-S de estator interno [20].....	19
Figura 1-18 Máquina de flujo transversal. Imagen obtenida en <a href="http://calsol.berkeley.edu">http://calsol.berkeley.edu</a> .....	21
Figura 1-19 Máquinas híbridas [23] .....	22
Figura 1-20 Curvas par/velocidad y potencia/velocidad para motores de tracción (LRT: Light Rail Transit, e.g., tranvía, metro...) [15].....	23
Figura 1-21 Curva par/velocidad y puntos de funcionamiento.....	25
Figura 2-1 Esquema de la estrategia de diseño .....	35
Figura 2-2 Trayectoria de la corriente en el plano d-q. A la izquierda para una máquina IPMSM; a la derecha para SPMSM [57] .....	39
Figura 2-3 Ubicación de los componentes de tracción en el bogie [58].....	42
Figura 2-4 Proceso general para cualquier software de FEM.....	46
Figura 2-5 Detalle del mallado en la zona cercana al entrehierro .....	48
Figura 2-6 Configuraciones del circuito eléctrico asociado al modelo de la máquina implementado en elementos finitos .....	48
Figura 2-7 Definición del efecto pelicular en un conductor [60] .....	51
Figura 2-8 Pérdidas en la clapa magnética basándose en LSM: (a) Proceso de computación de las pérdidas mediante el método LSM (b) Ejemplo de una curva característica de superficie de la base de datos de Flux.....	55

Figura 2-9 Curva de histéresis local reconstruida mediante LSM .....	56
Figura 2-10 Corrientes de Eddy en los imanes. a) resistance limited b) non resistance limited [23].....	58
Figura 2-11 Efecto de la segmentación de los imanes en la reducción de las pérdidas .59	
Figura 2-12 Campo en los imanes obtenido en elementos finitos (izquierda) y campo referenciado al rotor. ....	60
Figura 2-13 Reducción de las pérdidas por Corrientes de Eddy en los imanes mediante segmentación no-uniforme de los imanes con respecto a la segmentación .....	62
Figura 2-14 Tipos de ventilación con máquina cerrada [79] .....	64
Figura 2-15 Tipos de ventilación con máquina abierta [79] .....	65
Figura 2-16 Curva de caudal-presión del ventilador.....	67
Figura 2-17 Intersección entre las curvas del ventilador y del sistema y punto de operación .....	68
Figura 2-18 Interface gráfica MotorCAD .....	72
Figura 3-1 Circuito eléctrico para el cálculo de potencias .....	78
Figura 3-2 Dimensiones del núcleo magnético del estator .....	80
Figura 3-3 Dimensiones del núcleo magnético del estator con ranuras no rectas.....	83
Figura 3-4 Distribución de conductores aplicando la técnica de la estrella de ranuras...85	
Figura 3-5 Un imán del rotor con sus respectivas cotas.....	87
Figura 3-6 Circuito eléctrico equivalente para la máquina de imanes superficiales .....	89
Figura 3-7 Representación de las cabezas de bobina .....	90
Figura 3-8 Ejemplo de tres posibles configuraciones de ranura y las respectivas expresiones matemáticas para el cálculo de la inductancia de dispersión .....	92
Figura 3-9 Bobina no concentrada .....	93
Figura 3-10 Dimensionado analítico .....	94
Figura 3-11 Diagrama de flujo del procedimiento de dimensionado.....	95
Figura 3-12 Ejemplo de una máquina de imanes interiores .....	101
Figura 3-13 Dimensionado analítico .....	104
Figura 3-14 Diagrama de flujo del procedimiento de dimensionado.....	105
Figura 3-15 Distribución del campo en las máquinas con $p=3$ y $Q=36$ . SPMSM (izquierda) y IPMSM (derecha) .....	108
Figura 3-16 Resultados para máquinas de imanes superficiales e interiores con $p=3$ y $Q=36$ en valores por unidad .....	108
Figura 3-17 Distribución del campo en las máquinas IPMSM. $p=3$ y $Q=36$ (izquierda). $p=4$ y $Q=24$ (derecha) .....	110
Figura 3-18 Resultados para máquinas de imanes interiores con $p=3$ $Q=36$ y $p=4$ $Q=24$ en valores por unidad .....	111
Figura 3-19 Resultados para máquinas de imanes interiores con $p=4$ $Q=24$ y $p=4$ $Q=27$ en valores por unidad .....	116
Figura 3-20 Resultados para las máquinas SPMSM $p3Q36$ y IPMSM $p4Q27$ en valores por unidad.....	117
Figura 3-21 Diferentes conceptos de Direct Drive a) tracción a eje b) tracción a rueda .....	119
Figura 3-22 Armónicos de devanado (a) fraccional (b) entero .....	120
Figura 3-23 Devanado (a) concentrado (b) diametral .....	121
Figura 3-24 Recorrido empleado en el diseño .....	122
Figura 3-25 Curva par velocidad.....	123
Figura 3-26 Refrigeración líquida con canales en espiral .....	124

Figura 3-27 Modelo de la máquina en FEM.....	125
Figura 3-28 Campo en el entrehierro.....	125
Figura 3-29 Inducción de la máquina.....	126
Figura 3-30 Líneas de campo en el estator.....	126
Figura 3-31 Curva Par-Corriente.....	127
Figura 3-32 Temperaturas de la máquina en régimen estacionario.....	129
Figura 3-33 Temperaturas en 5 ciclos de recorrido.....	130
Figura 4-1 Gráficas de par-velocidad, potencia-velocidad y tensión velocidad.....	134
Figura 4-2 Curva característica del imán NEO 40 UH.....	135
Figura 4-3 Influencia de $\alpha_i$ en el campo del entrehierro y el par.....	138
Figura 4-4 Captura de la geometría en Flux.....	142
Figura 4-5 Puntos de par/velocidad en los que se va a analizar la máquina.....	143
Figura 4-6 Campo en el entrehierro en vacío y en carga nominal, y descomposición frecuencial para el primero de los casos.....	144
Figura 4-7 Campo en el imán. P1: arriba izq., P2: arriba derch., P3: abajo izq., P4: abajo derch.....	145
Figura 4-8 Fuerza electromotriz. P1: arriba izq., P2: arriba derch., P3: abajo izq., P4: abajo derch.....	146
Figura 4-9 Par electromagnético medido, calculado a partir de los flujos y par medio. P1: arriba izq., P2: arriba derch., P3: abajo izq., P4: abajo derch.....	147
Figura 4-10 Par de cogging de la máquina en vacío.....	147
Figura 4-11 Distribución del campo en vacío.....	148
Figura 4-12 Distribución del campo en carga en P1.....	149
Figura 4-13 Distribución del campo en carga en P2.....	149
Figura 4-14 Distribución del campo en carga en P3.....	150
Figura 4-15 Distribución del campo en carga en P4.....	150
Figura 4-16 Evolución de la inductancia $L_q$ , el par, la tensión de línea el rendimiento y el factor de potencia para una corriente en cuadratura de 0 a 200% de la nominal .....	152
Figura 4-17 Tensiones y flujos en ejes d-q, y triangulo de potencias para una corriente en cuadratura de 0 a 200% de la nominal.....	153
Figura 4-18 Flujo PM para $I_d$ nula y diferentes valores de $I_q$ .....	155
Figura 4-19 Flujos en ejes d-q para distintos valores de $I_d$ e $I_q$ .....	155
Figura 4-20 Inductancias en ejes d-q para distintos valores de $I_d$ e $I_q$ .....	156
Figura 4-21 Inductancias en ejes d-q para distintos valores de $I_d$ e $I_q$ (en 2D).....	157
Figura 4-22 Par reluctante para una $I_q$ nominal y diferentes valores de $I_d$ .....	157
Figura 4-23 Curva de par-velocidad.....	158
Figura 4-24 Tensiones y corrientes de la máquina para distintas $V_{cat}$ .....	159
Figura 4-25 Corrientes $I_d$ e $I_q$ para distintas $V_{cat}$ .....	160
Figura 4-26 Tensiones $V_d$ e $IV_q$ para distintas $V_{cat}$ .....	160
Figura 4-27 Radiación en MotorCad.....	164
Figura 4-28 Modelo multilayer de MotorCAD.....	167
Figura 4-29 Correlaciones en el end space. Datos obtenidos de la ayuda de MotorCAD. .....	168
Figura 4-30 Resistencias del end-winding.....	169
Figura 4-31 a) Sección longitudinal del devanado en el modelo multilayer tridimensional y b) Zona de unión de la parte activa del devanado con las cabezas de bobina.....	169

Figura 4-32 Detalle en sección del modelo multilayer del devanado a) en la parte activa y b) en las cabezas de bobina .....	170
Figura 4-33 Resultados de temperaturas obtenidos en MotorCAD .....	171
Figura 4-34 Resultados de temperaturas y flujos de potencias obtenidos en MotorCAD (esquema) .....	172
Figura 4-35 Patrón térmico del motor simulado mediante ANSYS.....	173
Figura 5-1 Plano de la carcasa y los canales de ventilación.....	178
Figura 5-2 Plano del rotor (izquierda) y eje (derecha) .....	179
Figura 5-3 Plano 3D del motor completo.....	179
Figura 5-4 Ubicación de los sensores en el cobre activo, diente y yugo de estator .....	180
Figura 5-5 Detalle de las ranuras (izquierda) y estator y carcasa (derecha) .....	181
Figura 5-6 Montaje del rotor .....	182
Figura 5-7 Desviación de la resistencia de cada fase con respecto al valor medio.....	183
Figura 5-8 Desviación de la EMF de cada fase con respecto al valor medio .....	184
Figura 5-9 Desviación de la EMF medida con respecto a la calculada en FEM.....	185
Figura 5-10 Caracterización de un fragmento de imán a 25°C y 150°C .....	185
Figura 5-11 Flujo del imán a distintas velocidades en un semejante régimen térmico.	186
Figura 5-12 Evolución del flujo del imán con la temperatura.....	186
Figura 5-13 Desviación de la tensión y corriente de cada fase con respecto al valor medio.....	187
Figura 5-14 Tensión de salida en función de la velocidad para a)E1, b)E2, c)E3 y d)E4 .....	188
Figura 5-15 Par de motor en función de la corriente para a)E1, b)E2, c)E3 y d)E4 .....	189
Figura 5-16 Potencia en función de la velocidad para a)E1, b)E2, c)E3 y d)E4.....	190
Figura 5-17 Rendimiento de la máquina para a)E1, b)E2, c)E3 y d)E4 .....	191
Figura 5-18 Curvas de inductancia de fase en función de la corriente .....	192
Figura 5-19 Temperaturas en las diferentes partes de la máquina para a) $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b) $R_{ext} \approx 1.334\Omega$ y c) $R_{ext} \approx 1\Omega$ .....	193
Figura 5-20 Tensiones y corrientes de fase para a) $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b) $R_{ext} \approx 1.334\Omega$ y c) $R_{ext} \approx 1\Omega$ .....	194
Figura 5-21 Evolución del par motor para a) $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b) $R_{ext} \approx 1.334\Omega$ y c) $R_{ext} \approx 1\Omega$ .....	195
Figura 5-22 Evolución de la potencia para a) $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b) $R_{ext} \approx 1.334\Omega$ y c) $R_{ext} \approx 1\Omega$ .....	196
Figura 5-23 Evolución de la temperatura del imán para a) $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b) $R_{ext} \approx 1.334\Omega$ y c) $R_{ext} \approx 1\Omega$ .....	197
Figura 5-24 Evolución del rendimiento del motor para a) $R_{ext} \approx 2\Omega$ , b) $R_{ext} \approx 1.334\Omega$ y c) $R_{ext} \approx 1\Omega$ .....	197
Figura 5-25 Evolución de las temperaturas en distintas partes de la máquina y comparación con los valores obtenidos en MotorCAD ( $R_{ext} \approx 2\Omega$ ).....	200
Figura 5-26 Error en cabezas, cobre activo y los imanes con respecto a las simulaciones ( $R_{ext} \approx 2\Omega$ ). .....	200
Figura 5-27 Evolución de las temperaturas en distintas partes de la máquina y comparación con los valores obtenidos en MotorCAD ( $R_{ext} \approx 1.33\Omega$ ).....	202
Figura 5-28 Error en cabezas, cobre activo y los imanes con respecto a las simulaciones ( $R_{ext} \approx 1.33\Omega$ ). .....	202



---

Figura 5-29 Temperaturas en distintas partes de la máquina y comparación con los valores obtenidos en MotorCAD ( $R_{ext} \approx 1\Omega$ ).....	203
Figura 5-30 Error en cabezas y cobre activo con respecto a las simulaciones ( $R_{ext} \approx 1\Omega$ ). .....	204
Figura 5-31 Temperatura en las cabezas de bobina.....	205
Figura 5-32 Temperaturas en las cabezas de bobina y en los imanes medidas y simuladas en MotorCAD.....	207
Figura 5-33 Temperaturas en las cabezas de bobina y en los imanes medidas y simuladas en MotorCAD.....	209
Figura 5-34 Salto térmico en las cabezas de bobina y en el cobre activo.....	210
Figura 5-35 Temperatura en los imanes.....	210
Figura 5-36 Corriente del convertidor y su espectro, obtenidas de simulaciones en Simulink.....	213
Figura 5-37 Resistencia del cobre equivalente para cada orden de armónico.....	214
Figura 5-38 Pérdidas cobre para cada orden de armónico.....	214
Figura 5-39 Caracterización de la chapa a 150Hz y aproximación mediante fitting 1.	215
Figura 5-40 Caracterización de la chapa a 150Hz y aproximación mediante fitting 2.	216
Figura 5-41 Curvas de par y velocidad en función del tiempo para un ciclo completo (A-B-A).....	219
Figura 5-42 Temperaturas de la máquina en trayectoria (rms) a $T_a=20^\circ\text{C}$ .....	220
Figura 5-43 Temperaturas de la máquina en trayectoria (rms) a $T_a=20^\circ\text{C}$ con modelo térmico inicial.....	221
Figura 5-44 Temperaturas de la máquina en trayectoria (rms) a $T_a=45^\circ\text{C}$ .....	221
Figura 5-45 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes niveles de pérdidas en la chapa de estator y rotor.....	223
Figura 5-46 Contacto entre el motor (patas) y la base.....	225
Figura 5-47 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes gaps de anclaje a la base.....	225
Figura 5-48 Vista frontal del motor.....	226
Figura 5-49 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes anchuras de las patas.....	226
Figura 5-50 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes anchuras de base.....	227
Figura 5-51 Temperaturas en las cabezas y los imanes para diferentes áreas de base.	227
Figura 5-52 Porcentaje de mejora de las carcasas analizadas en varios puntos de la máquina.....	231
Figura 5-53 Bobinado insertado en las ranuras durante el ensamblaje.....	233
Figura 5-54 Vida útil de distintas clases en función de la temperatura.....	235
Figura 5-55 Curva de desmagnetización de los imanes NdFeB de grado 40SH. Datos proporcionados por Calamit.....	237
Figura 5-56 Curva de desmagnetización de los imanes SmCo de grado 30. Datos proporcionados por Arnold Magnetic Technologies.....	238
Figura 5-57 Curva de desmagnetización de los imanes SmCo de grado 32. Datos proporcionados por Arnold Magnetic Technologies.....	238



## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-1: Tabla comparativa de tipos de máquina.....	11
Tabla 1-2: Comparativa genérica IPM frente a SPM (mismo volumen activo y volumen imán).....	17
Tabla 1-3: Resumen de tipos de máquinas de flujo axial.....	20
Tabla 2-1: Especificaciones y las variables de diseño que establecen.....	36
Tabla 2-2: Niveles y tipo de alimentación ferroviaria.....	36
Tabla 2-3: Unidades de los parámetros para el cálculo de pérdidas por Bertotti.....	54
Tabla 2-4: Características de las máquinas analizadas.....	62
Tabla 2-5: Fan laws.....	67
Tabla 2-6: Conductancia y gap efectivo entre diferentes materiales (presión moderada y acabado común) [72].....	71
Tabla 2-7: Gap equivalente del rodamiento [37].....	71
Tabla 2-8: Detalle de las figuras en MotorCad.....	73
Tabla 3-1 Valores de base para normalizar resultados.....	106
Tabla 3-2 Valor de $q=Q/(2*m*p)$ para combinaciones de p y Q con p=3 y p=4.....	112
Tabla 3-3 Valor de $tp=MCD(Q,p)$ para combinaciones de p y Q con p=3 y p=4.....	113
Tabla 3-4 Mínimo común múltiplo entre Q y 2p para combinaciones de p y Q con p=3 y p=4.....	114
Tabla 3-5 Factores de devanado a doble capa del orden 1, 5 y 7 para p=3 y p=4.....	115
Tabla 3-6: Requisitos de diseño de la máquina.....	124
Tabla 3-7: Placa de características del motor en diferentes puntos de funcionamiento.....	127
Tabla 3-8: Temperaturas en diferentes zonas de la máquina 40° exterior.....	129
Tabla 4-1: Requisitos de diseño de la máquina.....	136
Tabla 4-2: Requisitos de diseño de la máquina.....	137
Tabla 4-3: Densidades de corriente máximas para distintos tipos de refrigeración [107].....	138
Tabla 4-4: Estudio analítico de las prestaciones de la máquina.....	139
Tabla 4-5: Análisis de las prestaciones en FEM.....	140
Tabla 4-6: Análisis de las prestaciones en FEM tras la optimización.....	141
Tabla 4-7: Resumen de parámetros de la máquina.....	143
Tabla 4-8: Parámetros electromagnéticos en distintos puntos de funcionamiento.....	151
Tabla 4-9: Parámetros para un barrido en Iq.....	154
Tabla 4-10: Propiedades térmicas de los materiales empleados.....	163
Tabla 4-11: Coeficientes de convección forzada.....	165
Tabla 4-12: Valores de los parámetros empleados para el cálculo de la convección natural.....	166
Tabla 4-13: Comparativa de temperaturas FEM3D Vs MotorCad.....	174
Tabla 5-1: Resistencia de estator a 150°C.....	183
Tabla 5-2: Comparación de los valores simulados y medidos.....	187
Tabla 5-3: Ensayos de determinación de características declaradas.....	188
Tabla 5-4: Interface gaps entre los diferentes materiales de la máquina.....	198
Tabla 5-5: Pérdidas en distintos puntos de la máquina.....	198
Tabla 5-6: Pérdidas en distintos puntos de la máquina.....	201

Tabla 5-7: Pérdidas en distintos puntos de la máquina. ....	202
Tabla 5-8: Condiciones de ensayo .....	205
Tabla 5-9: Pérdidas en distintos puntos de la máquina. ....	206
Tabla 5-10: Condiciones de ensayo .....	208
Tabla 5-11: Pérdidas en distintos puntos de la máquina. ....	208
Tabla 5-12: Pérdidas del cobre, hierro (yugo y diente) e imán. ....	211
Tabla 5-13: Temperaturas en las cabezas de bobina, cobre activo e imanes. ....	211
Tabla 5-14: Comparación de pérdidas en los imanes. ....	212
Tabla 5-15: Comparación de pérdidas en el cobre. ....	215
Tabla 5-16: Pérdidas del hierro estimadas mediante MotorCAD y calculadas para el caso 100A/900rpm sin y con convertidor a 850Hz y 750V de bus. ....	216
Tabla 5-17: Comparación de pérdidas en el hierro. ....	217
Tabla 5-18: Placa característica en el punto de funcionamiento nominal y alimentación por convertidor ( $V_{bus}=750V$ , $f_c=850Hz$ ).....	218
Tabla 5-19: Condiciones de ensayo .....	219
Tabla 5-20: Pérdidas en distintos puntos de la máquina. ....	220
Tabla 5-21: Comparación de varios parámetros entre original y slot-fill mejorado. ....	234
Tabla 5-22: Porcentajes de mejora a par nominal con slot-fill mejorado. ....	234
Tabla 5-23: Pérdidas del cobre y porcentajes de diferencia con respecto al caso 750V-850Hz. ....	234
Tabla 5-24: Designación de clases térmicas de aislamiento. Datos obtenidos de en.wikipedia.org .....	235
Tabla 5-25: Comparativa entre los imanes de NdFeB y SmCo. ....	236
Tabla 5-26: Resumen de características de los distintos imanes analizados. ....	239
Tabla 5-27: Valores obtenidos con los imanes NdFeB 40SH y SmCo 30. ....	239

## LISTADO DE SÍMBOLOS

- $A_c$ : sección del cobre  
 $A_{cu}$ : sección de cada conducto  
 $A_r$ : área de la ranura  
 $B$ : inducción magnética  
 $\hat{B}_{g0}$ : amplitud del campo en el entrehierro  
 $\bar{B}_{g0}$ : valor efectivo de la inducción por polo  
 $\hat{B}_{g1}$ : amplitud de la fundamental de la inducción en el entrehierro  
 $\bar{B}_{g1}$ : inducción media por polo  
 $B_r$ : remanencia magnética del imán  
 $B_{sat_d}$ : campo de saturación del diente  
 $B_{sat_y}$ : campo de saturación de la culata  
 $D_{cu}$ : diámetro de un conductor  
 $D_{se}$ : diámetro exterior de estator  
 $D_{si}$ : diámetro interior de estator  
 $EMF$ : fuerza electromotriz  
 $\vec{E}_h$ : vector de EMF  
 $H_m$ : intensidad del campo magnético en el imán  
 $H_g$ : intensidad del campo magnético en el entrehierro  
 $I_d, I_q$ : corrientes en los ejes rotatorios d y q respectivamente  
 $I_n$ : corriente nominal  
 $I_{rms}$ : corriente térmica  
 $I_s$ : corriente de estator  
 $J$ : densidad de corriente  
 $K_a$ : coeficiente que relaciona las superficies del imán y el entrehierro  
 $K_c$ : coeficiente de Carter debido al efecto ranura  
 $K_{fill}$ : factor de relleno de ranura  
 $\vec{K}_{wn}$ : factor de devanado para el armónico de orden  $n$   
 $L_{cu}$ : longitud del cobre  
 $L_e$ : longitud efectiva del cobre  
 $L_{end}, L_c$ : longitud de las cabezas de bobina  
 $L_d, L_q$ : inductancias en los ejes rotatorios d y q respectivamente  
 $L_e$ : longitud efectiva del paquete magnético  
 $L_s$ : longitud del paquete magnético  
 $L_\delta$ : inductancia de la componente fundamental de campo en el entrehierro  
 $L_{\delta\sigma}$ : inductancia de fugas en el entrehierro  
 $L_{r\sigma}$ : inductancia de fugas en la ranura  
 $L_\sigma$ : inductancia de fugas asociada a las cabezas de bobina  
 $N_n$ : velocidad nominal en rpm  
 $N_{ph}$ : número de vueltas por fase  
 $P_{cu}$ : pérdidas del cobre  
 $P_e$ : pérdidas por corrientes de Eddy  
 $P_{exc}$ : pérdidas de exceso  
 $P_{fe}$ : pérdidas del hierro  
 $P_h$ : pérdidas de histéresis

$P_m$ : pérdidas en los imanes  
 $P_{mec}$ : potencia mecánica,  
 $P_s$ ,  $Q_s$  y  $S_s$ : potencia activa, reactiva y aparente en los bornes del motor  
 $P_{s0}$ ,  $Q_{s0}$  y  $S_{s0}$ : potencia activa, reactiva y aparente del motor una vez restadas las pérdidas del hierro  
 $Q$ : número de ranuras  
 $Q'$ : número de ranuras por cada periodicidad  
 $R_{cu}$ : resistencia del cobre  
 $R_s$ : resistencia estática de fase  
 $T$ : periodo  
 $T_n$ : par nominal  
 $T_{rms}$ : par térmico  
 $V_{catenaria}$ : tensión de catenaria  
 $V_f$ ,  $V_{fase}$ : tensión de fase  
 $V_{Linea}$ : tensión de línea  
 $V_s$ : tensión de estator  
 $Z$ : número de conductores por ranura  
 $\cos(\varphi)$ : factor de potencia  
 $f$ : frecuencia  
 $fc$ : frecuencia de conmutación  
 $g$ : longitud del entrehierro  
 $h_b$ : altura del toothtip  
 $h_m$ : altura del imán  
 $h_r$ : altura de la ranura  
 $h_{sy}$ : altura del yugo de estator  
 $i_{ch}$ : corriente característica  
 $k_f$ : factor de apilamiento de la chapa  
 $k_R$ : factor para el cálculo de la resistencia a diferentes frecuencias  
 $l_m$ : longitud del imán  
 $l_w$ : la mitad de la longitud total de una bobina  
 $m$ : número de fases  
 $n$ : orden del armónico  
 $p$ : número de pares de polos  
 $p'$ : número de pares de polos por cada periodicidad  
 $q$ : número de ranuras de estator por polo y por fase  
 $q_m$ : carga lineal específica  
 $t_p$ : periodicidad del devanado  
 $w_0$ : apertura de la ranura  
 $w_d$ : anchura del diente  
 $w_m$ : anchura del imán  
 $w_n$ : velocidad nominal en rad/seg  
 $w_{r1}$ ,  $w_{r2}$ : anchura máxima y mínima de la ranura  
 $w_r$ : anchura de la ranura  
 $w_s$ ,  $w_e$ : velocidad angular o pulsación eléctrica  
 $z$ : número de conductores de una fase  
 $\xi$ : saliencia de la máquina  
 $\delta_c$ : skin depth  
 $\gamma$ : conductividad del cobre

$\sigma_m$ : conductividad del imán  
 $\rho$ : resistividad eléctrica de los imanes  
 $\eta$ : rendimiento  
 $\tau_s$ : paso de ranura  
 $\xi_1$ : componente fundamental del factor de devanado  
 $\tau_p$ : paso polar  
 $\alpha_n$ : ángulo entre dos vectores adyacentes  
 $\alpha_z$ : ángulo entre dos ranuras adyacentes  
 $\beta_m$ : spán del imán  
 $\alpha_i$ : relación entre el pole pitch o paso polar y el spán del imán  
 $\mu_r$ : permeancia relativa del imán  
 $\mu_0$ : permeancia relativa del vacío  
 $\alpha_T$ : coeficiente de temperatura del cobre  
 $\Delta$ : densidad de corriente  
 $\delta$ : entrehierro efectivo  
 $\Delta T$ : rizado de par  
 $\varphi_{PM}$ : flujo enlazado de estator debido a los imanes permanentes





## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. Mermet-Guyennet and T. Alstom, “New Power Technologies for Traction Drives,” in *International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2010, pp. 719–723.
- [2] T. Alstom, “L’AGV, une nouvelle révolution pour la très grande vitesse,” 2008.
- [3] T. Alstom, “The AGV: a combination of technologies,” 2009. [Online]. Available: [http://www.transport.alstom.com/home/news/hot\\_events/agv/tecnology/34557.EN.php?languageId=EN&dir=/home/news/hot\\_events/agv/tecnology/](http://www.transport.alstom.com/home/news/hot_events/agv/tecnology/34557.EN.php?languageId=EN&dir=/home/news/hot_events/agv/tecnology/).
- [4] T. Bombardier, “MITRAC Permanent Magnet Motor,” 2008. [Online]. Available: <http://www.bombardier.com/en/transportation/sustainability/tecnology/mitrac-permanent-magnet-motor?docID=0901260d800486ca>.
- [5] K. Kondo, H. Hata, K. Uruga, and N. Terauchi, “Development of a Traction System for the Gauge Changing Train,” in *IEEE Conference on Industry Applications Conference. 39th IAS Annual Meeting.*, 2004, pp. 2722–2727 vol.4.
- [6] T. Skoda, “Tramcar ForCity,” 2009. [Online]. Available: <http://www.skoda.cz/en/skoda-holding/products/products-transportation/tramcars>.
- [7] T. Skoda, “Electrical equipment for streetcars,” 2009. [Online]. Available: <http://www.skoda.cz/en/skoda-electric/products/controls/electric-equipment-for-public-transport/electrical-equipment-for-streetcars-aid2422.html>.
- [8] A. Jöckel and H. J. Knaak, “A Novel Direct Drive System for Future High Speed Trains,” in *International conference on electrical machines (ICEM)*, 2002, Brugge, Be., p. -.
- [9] B. Gerl, “The competitive drive,” *Pictures of the future*, 2006.
- [10] K. Matsuoka, “Development trend of the permanent magnet synchronous motor for railway traction,” *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 2, no. 2, pp. 154–161, Mar. 2007.
- [11] K. Yoshida and K. Shimizu, “Innovations in Drive Motors (Summary of the Development of a Direct Drive Main Motor System),” 2009.
- [12] K. Matsuoka, K. Kondoh, and H. Hata, “Development of Wheel-Mounted Direct Drive Traction Motor,” Sep. 2009.
- [13] Z. Q. Zhu and C. C. Chan, “Electrical Machine Topologies and Technologies for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles,” in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2008, pp. 1–6.
- [14] A. T. De Almeida, F. Ferreira, and P. Fonseca, “VSDs for Electric Motor Systems,” University of Coimbra, 2001.

- [15] J. F. Gieras and N. Bianchi, "Electric motors for light traction," *EPE Journal*, vol. 14, no. 1, pp. 12–23, Feb. 2004.
- [16] E. Nipp, "Permanent Magnet Motor Drives with Switched Stator Windings," KTH, Stockholm, 1999.
- [17] K. Kondo and K. Matsuoka, "Control system of permanent magnet synchronous motor for railway vehicle traction," 2000.
- [18] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746–765, 2007.
- [19] R. H. Staunton, S. C. Nelson, P. J. Otaduy, J. W. McKeever, S. Das, and R. L. Smith, "PM Motor Parametric Design Analyses for a Hybrid Electric Vehicle Traction Drive Application," United States, 2004.
- [20] M. Aydin, H. Surong, and T. A. Lipo, "A new axial flux surface mounted permanent magnet machine capable of field control," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting.*, 2002, pp. 1250–1257 vol.2.
- [21] W. Hackman and A. Binder, "Comparison of Induction Motor, Permanent Magnet Motor and Transversal Flux Motor for Wheel Hub Drives in Street Cars," in *EPE-PEMC*, 2004.
- [22] M. R. Dubois, "Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines," Delft University, Netherlands, 2004.
- [23] G. Ugalde, "Study on Concentrated Winding Permanent Magnet Machines for Direct Drive Applications," University of Mondragon, 2009.
- [24] M. Kondo, "Application of Permanent Magnet Synchronous Motor to Driving Railway Vehicles," *Railway Technology Avalanche*, p. 6, 2003.
- [25] W.-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J.-C. Vannier, "Optimization of Magnet Segmentation for Reduction of Eddy-Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machine," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 381–387, 2010.
- [26] M. Mirzaei, A. Binder, and C. Deak, "3D Analysis of Circumferential and Axial Segmentation Effect on Magnet Eddy Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machines with Concentrated Windings," *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2010.
- [27] P. Sergeant and A. ; Van den Bossche, "Segmentation of Magnets to Reduce Losses in Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4409–4412, 2008.
- [28] J. D. Ede, K. Atallah, and G. W. Jewell, "Effect of Axial Segmentation of Permanent Magnets on Rotor Loss in Modular Permanent-Magnet Brushless Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 5, 2007.

- [29] T. Fadriansyah, T. D. Strous, and H. Polinder, "Axial Segmentation and Magnets Losses of SMPM Machines using 2D FE Method," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, pp. 575–579.
- [30] A. Christoph, "Permanent magnet excited electric machine has rotor with shaft and stator with associated stator winding, where internal cooling circuit is arranged within rotor," U.S. Patent DE201010010395 201003052011.
- [31] Y. Kabata, M. Fujita, M. Takabatake, H. Katayama, M. Kakiuchi, K. Matsuyama, and Y. Shimoda, "Rotating Electric Machine With Rotor Cooling Slots," U.S. Patent 80768052011.
- [32] Q. J. Dong and C.-L. Chen, "Motor rotor cooling with rotation heat pipes," U.S. Patent 74430622008.
- [33] A. Boglietti, O. Bottauscio, M. Chiampi, M. Pastorelli, and M. Repetto, "Computation and measurement of iron losses under PWM supply conditions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 5, pp. 4302–4304, 1996.
- [34] N. Urasaki, T. Senjyu, and K. Uezato, "Influence of all losses on permanent magnet synchronous motor drives," *2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000. 2000 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 21st Century Technologies and Industrial Opportunities (Cat. No.00CH37141)*, vol. 2, pp. 1371–1376, 2000.
- [35] C. Mi, "Modeling of eddy current loss in the magnets of permanent magnet machines for hybrid and electric vehicle traction applications," *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, no. 1, pp. 419–424, Sep. 2009.
- [36] A. Boglietti, S. Member, A. Cavagnino, and D. Staton, "Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 4, pp. 1150–1159, 2008.
- [37] D. Staton and A. Boglietti, A. Cavagnino, "Solving the More Difficult Aspects of Electric Motor Thermal Analysis," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 620–628, 2005.
- [38] W. Faivre d'Arcier and L. Sérillon, "Thermal Modelling of Permanent Magnet Motor for Traction," KTH, Stockholm, 2007.
- [39] M. Brauer, J. Germishuizen, A. Jöckel, and O. Körner, "Dynamic Short Circuits of Traction Drives - Comparison of Induction Motors with PM Synchronous Motors," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2004, p. 145.
- [40] A. El-refaie, R. Nold, K. Haran, M. Shah, K. Weeber, K. Huh, J. Alexander, C. Stephens, and S. Galioto, "Testing of Advanced Permanent Magnet Machines for a Wide Range of Applications," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, pp. 1858–1865.

- [41] S. H. Kia, H. Henao, and G. A. Capolino, "Mechanical health assessment of a railway traction system," in *MELECON 2008 - IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 2008, pp. 453–458.
- [42] R. Andersson, A. Reinap, and M. Alaküla, "Design and Evaluation of Electrical Machine for Parallel Hybrid Drive for Heavy Vehicles," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, pp. 2620–2626.
- [43] M. Barcaro, E. Fornasiero, N. Bianchi, and S. Bolognani, "Design procedure of IPM motor drive for railway traction," in *International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2011, vol. i, pp. 983–988.
- [44] J. K. Tangudu, T. M. Jahns, and T. P. Bohn, "Design, analysis and loss minimization of a fractional-slot concentrated winding IPM machine for traction applications," *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2236–2243, Sep. 2011.
- [45] M. Kondo, Y. Shimizu, and J. Kawamura, "Development of totally enclosed permanent magnet synchronous motor," 2008.
- [46] M. Kondo, Y. Shimizu, and J. Kawamura, "Totally enclosed permanent magnet synchronous motor for commuter trains," 2005.
- [47] Y. K. Chin and J. Soulard, "A Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction Applications of Electric Vehicles," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2003, pp. 1035–1041 vol.2.
- [48] S. Kreuawan, "Modelling and optimal design in railway applications," 2009.
- [49] S. Kreuawan, F. Gillon, F. Moussouni, S. Brisset, and P. Brochet, "Optimal design of traction motor in railway propulsion system," in *International Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, 2007.
- [50] M. Kamiya, "Development of Traction Drive Motors for the Toyota Hybrid System," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 126, no. 4, pp. 473–479, 2006.
- [51] A. Soualmi, F. Dubas, A. Randria, and C. Espanet, "Performances Characteristics of Interior Permanent- Magnet Synchronous Machines with Distributed Windings : Railway Application," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, pp. 428–432.
- [52] H. Hata, M. Kondo, and K. Matsuoka, "Development of traction motors for a gauge change train," in *IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*, 2004, pp. 2722–2727 vol.4.
- [53] T. Koch and A. Binder, "Permanent Magnet Machines with Fractional Slot Winding for Electric Traction," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2002.
- [54] J. Montonen, P. Lindh, and J. Pyrhönen, "Design Process of Traction Motor having Tooth Coil Windings," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, pp. 1262–1266.

- [55] A. Steimel, *Electric Traction - Motive Power and Energy Supply*. Munich: , 2007.
- [56] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasu, and K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1990, vol. 26 n<sup>o</sup> 5, pp. 866–871.
- [57] C. Song, "Position sensorless control of permanent magnet synchronous machine over a wide speed range," Ohio State University, 2007.
- [58] H. Terasawa, "High-Efficiency Motors for Rail Traction Engines," *Mitsubishi Electric Advance*, vol. 103, pp. 11–13, 2003.
- [59] A. Parviainen, "Design of axial-flux permanent-magnet low-speed machines and performance comparison between radial-flux and axial-flux machines," Lappeenranta University of Technology, 2005.
- [60] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcová, *Design of Rotating Electrical Machines*. 2008.
- [61] W. Chen, "Analysis of AC copper losses in form-wound stator windings of high speed machines," KTH, 2010.
- [62] E. Schmidt, F. Mullner, and H. Neudorfer, "Modelling and precalculation of additional losses of inverter fed asynchronous induction machines of traction drives," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2011, pp. 533–538.
- [63] F. Müllner and H. Neudorfer, "Modelling and Precalculation of Additional Losses of Inverter Fed Asynchronous Induction Machines for Traction Applications," in *Proceedings of the Aegean Conference on Electric Machines and Power Electronics (ACEMP)*, 2011, no. 1, pp. 1–6.
- [64] L. Li, X. Huang, and B. Kao, "Research of core loss of permanent magnet synchronous motor (PMSM) in AC servo system," *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 602–607, 2008.
- [65] H. Domeki, Y. Ishihara, C. Kaido, Y. Kawase, S. Kitamura, T. Shimomura, N. T. Takahashi, T. Yamada, and K. Yamazaki, "Investigation of Benchmark Model for Estimating Iron Loss in Rotating Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 2, pp. 794–797, Mar. 2004.
- [66] A. Boglietti, A. Cavagnino, and M. Lazzari, "Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: an engineering approach," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 2, pp. 981–989, 2003.
- [67] a. Boglietti, A. Cavagnino, D. M. Ionel, M. Popescu, D. a. Staton, and S. Vaschetto, "A General model to predict the iron losses in inverter fed induction motors," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, no. 5, pp. 1067–1074, Sep. 2009.
- [68] M. Markovic and Y. Perriard, "A simplified determination of the permanent magnet (PM) eddy current losses due to slotting in a PM rotating motor," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2008, pp. 309–313.

- [69] Z. Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, “Analytical prediction of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets. I. Magnetostatic field model,” in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2001, vol. 2, pp. 810–813.
- [70] H. Polinder and M. J. Hoeijmakers, “Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine,” *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 146, no. 3, pp. 261–266, 1999.
- [71] J. Wang, K. Atallah, R. Chin, W. M. Arshad, and H. Lendenmann, “Rotor Eddy-Current Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 7, pp. 2701–2707, 2010.
- [72] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, and D. A. Stone, “Rotor loss in permanent-magnet brushless AC machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, pp. 1612–1618, 2000.
- [73] Z. Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, “Analytical prediction of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets. II. Accounting for eddy current reaction field,” in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2001, vol. 2, pp. 810–813.
- [74] Z. Q. Zhu, D. Howe, and C. C. Chan, “Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 1, pp. 229–238, 2002.
- [75] P. Rasilo and A. Arkkio, “Modeling the Effect of Inverter Supply on Eddy-Current Losses in Synchronous Machines,” *Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pp. 861–865, 2010.
- [76] K. Yoshida, Y. Hita, and K. Kesamaru, “Eddy-Current Loss Analysis in PM of Surface-Mounted-PM SM for Electric Vehicles,” in *12th Conference of the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG '99)*, 2000, vol. 36, no. 4, pp. 1941–1944.
- [77] P. Madina, J. Poza, G. Ugalde, and G. Almandoz, “Analysis of non-uniform circumferential segmentation of magnets to reduce Eddy-current losses in SPMSM machines,” in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, pp. 77–82.
- [78] P. Madina, J. Poza, G. Ugalde, and G. Almandoz, “Magnet eddy current loss calculation method for segmentation analysis on permanent magnet machines,” in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2011, pp. 1–9.
- [79] Winkelmann, “Cooling methods for motors Classification of the cooling methods ( IC code ) acc . to DIN EN 60034-6,” vol. 23, no. 47. p. 60034, 2011.
- [80] Aerovent, “Understanding Fan Curves,” 2001.
- [81] Ashrae, “ASHRAE Handbook: HVAC Systems and Equipment,” 1992.

- [82] A. Boglietti and A. Vallan, "Measurement of Housing Thermal Resistances in Industrial Motors," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006. IMTC 2006. Proceedings of the IEEE*, 2006, pp. 1321–1325.
- [83] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Parvis, and A. Vallan, "Evaluation of radiation thermal resistances in industrial motors," in *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, 2005, pp. 481–485.
- [84] N. Bianchi and M. Dai Pre, "Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors," in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 2006, pp. 459–466.
- [85] F. Libert and J. Soulard, "Investigation on Pole-Slot Combinations for Permanent-Magnet Machines with Concentrated Windings," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2004, pp. 530–535.
- [86] P. Salminen, "Fractional Slot Permanent Magnet Synchronous Motors for Low Speed Applications," Lappeenranta University of Technology, 2004.
- [87] F. Libert, "Design , Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer," KTH, 2004.
- [88] J. F. Gieras and M. Wing, *Permanent magnet motor technology. Design and applications*. 2002.
- [89] G. Almandoz, "Metodología Avanzada de Diseño de Máquinas Multipolares de Imanes Permanentes, Orientada a la Aplicación," Mondragón Goi Eskola Politeknikoa, Mondragón Goi Eskola Politeknikoa, 2008.
- [90] N. Bianchi and T. M. Jahns, *Design, analysis, and control of interior PM synchronous machines: tutorial course notes*. CLEUP, 2004.
- [91] J. Gieras and M. Marler, "Analytical prediction of torque ripple in permanent magnet brushless motors," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2002, no. 5, pp. 0–5.
- [92] L. Guo and L. Parsa, "Effects of magnet shape on torque characteristics of Interior Permanent Magnet machines," in *Electric Ship Technologies Symposium*, 2009, pp. 93–97.
- [93] S.-H. Han, T. M. Jahns, and Z. Q. Zhu, "Design Tradeoffs between Stator Core Loss and Torque Ripple in IPM Machines," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008, pp. 1–8.
- [94] S.-H. Han, T. M. Jahns, and W. L. Soong, "Torque Ripple Reduction in Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using the Principle of Mutual Harmonics Exclusion," in *IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, pp. 558–565.
- [95] S. Han and T. Jahns, "Torque ripple reduction in interior permanent magnet synchronous machines using stators with odd number of slots per pole pair," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 25, no. 1, pp. 118–127, 2010.

- [96] M. S. Islam, R. Islam, and T. Sebastian, "Experimental verification of design techniques of permanent magnet synchronous motors for low torque ripple applications," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 214–219.
- [97] Y. Kano, T. Terahai, T. Kosaka, N. Matsui, and T. Nakanishi, "A new flux-barrier design of torque ripple reduction in saliency-based sensorless drive IPM motors for general industrial applications," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 1939–1945.
- [98] Y. Kano and T. Kosaka, "A new technique of torque ripple reduction in saliency-based sensorless drive ipm motors for general industrial applications," in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2009, pp. 1–10.
- [99] Y. Kano, T. Kosaka, N. Matsui, and T. Nakanishi, "Design of Saliency-Based Sensorless Drive IPM Motors for General Industrial Applications," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008, pp. 1–6.
- [100] W. Kim and B. Lee, "The shape design of interior type permanent magnet BLDC motor for minimization of mechanical vibration," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 2409–2414.
- [101] A. Kioumarsi, M. Moallem, and B. Fahimi, "Mitigation of Torque Ripple in Interior Permanent Magnet Motors by Optimal Shape Design," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 11, pp. 3706–3711, Nov. 2006.
- [102] A. Kiyoumars, "Prediction of Torque Pulsations in Brushless Permanent-Magnet Motors Using Improved Analytical Technique," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 61, no. 1, pp. 37–43, Jan. 2010.
- [103] A. Jabbari, M. Shakeri, and A. Nabavi Niaki, "Iron Pole Shape Optimization of IPM Motors Using an Integrated Method," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 10, no. 1, pp. 67–70, 2010.
- [104] M. H. Zadeh and A. Kiyoumars, "Torque ripple suppression in an interior permanent magnet synchronous motor," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2008, pp. 1–5.
- [105] D. Zarko, "A systematic approach to optimized design of permanent magnet motors with reduced torque pulsations," University of Wisconsin-Madison, 2004.
- [106] H. Dogan, I. S. Member, F. Wurtz, I. Member, and A. Foggia, "Performance Analysis and Comparison of Three IPMSM with High Homopolar Inductance for Electric Vehicle Applications Keywords," in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2011, pp. 1–10.
- [107] A. Emadi, *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. CRC Press, 2005.
- [108] J. Ebert, "Rare Earth Crisis Dissected: Options for the Marketplace," *Magnetics Business & Tehnology*, pp. 25–27, 2012.



- [109] P. C. Dent, "Rare earth elements and permanent magnets (invited)," *Journal of Applied Physics*, vol. 111, no. 7, p. 07A721, 2012.

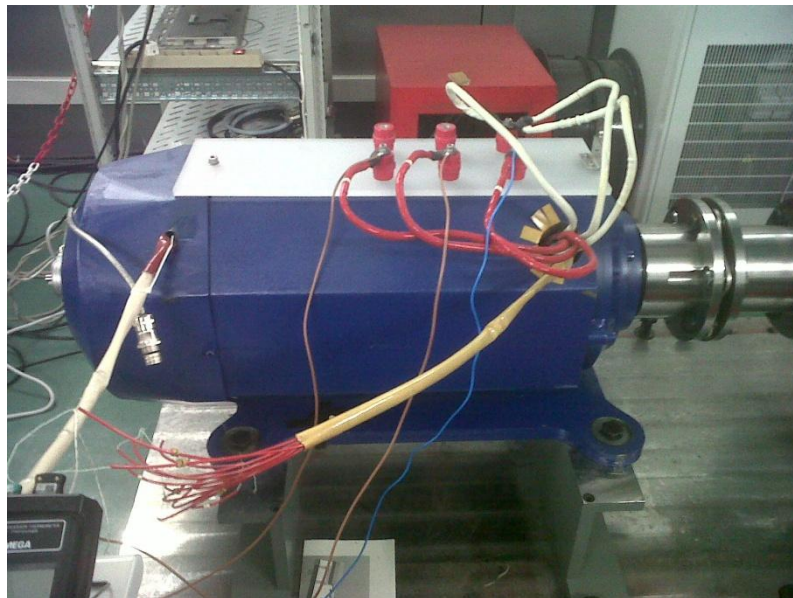


## **ANEXO A: DESCRIPCIÓN DEL ESCENARIO DE ENSAYOS**

En este apartado se describe la bancada de ensayos empleada para realizar las distintas pruebas de validación del prototipo. Los ensayos se han realizado en el Laboratorio de Media Tensión del centro tecnológico Ikerlan-IK4.

### **ELEMENTOS EMPLEADOS**

En la siguiente figura se muestra la imagen del prototipo diseñado (potencia máxima de 200kW y 3 pares de polos) a testear.



*Prototipo de ensayos*

Como motor de arrastre se utilizará un motor comercial de ABB con una potencia nominal de 110kW, 2 pares de polos y una velocidad nominal de 1487 rpm. Se controla en velocidad fijando la consigna por el usuario. El motor es de ventilación forzada de aire independiente. Este ventilador puede observarse en la parte superior del motor en la siguiente figura:



*Motor de arrastre ABB*

Con el fin de transmitir el par del eje del motor de arrastre al prototipo se ha empleado un acoplamiento mecánico de tres secciones, dos de ellas a los lados, fijadas a cada uno de los ejes, y una central, que une las otras dos. De esta forma se consigue un acoplamiento robusto evitando vibraciones y holguras.



*Acoplamiento mecánico entre ejes*

Para ensayar el motor en carga resistiva, se cuenta con tres bloques de resistencias (una para cada fase del motor) que contienen 4 resistencias de  $4\Omega$  y  $10\text{kW}$  cada una. Las resistencias pueden colocarse en serie o en paralelo. En nuestro caso, las combinaciones empleadas por fase han sido:

- $4\Omega$
- $4\Omega//4\Omega=2\Omega$

- $4\Omega//4\Omega//4\Omega=1.334\Omega$
- $4\Omega//4\Omega//4\Omega//4\Omega=1\Omega$



*Vistas superior y frontal de un bloque de resistencias*

## INSTRUMENTACIÓN

Para la medición de las resistencias del bobinado de estator se ha empleado un microóhmímetro Chauvin Arnoux C.A. 6240 con una precisión de  $1\mu\Omega$  y para medir y visualizar las tres tensiones y tres corrientes de fase se ha empleado un watímetro Yokogawa WT1600, el cual tiene 6 canales de entra para tensiones y corrientes con una sensibilidad de 1,5V a 1000V.



*Microóhmímetro Chauvin Arnoux C.A. 6240 y watímetro Yokogawa WT1600*

Para la captación de la corriente se han empleado tres sondas de corriente Chauvin Arnoux c160, que pueden medir corrientes de hasta 1000A AC con un error menor al 3%.



*Sondas de corriente Chauvin Arnoux c160*

La captación de tensión se ha realizado sin necesidad de ningún tipo de sonda, conectando tres canales de entrada del watímetro directamente al bornero del motor.

Se han empleado termopares de tipo K, dado su bajo costo y su amplio rango de temperaturas, de  $-200^{\circ}\text{C}$  a  $+1.372^{\circ}\text{C}$  y una sensibilidad  $41\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$  aprox.



*Termopares tipo K*

Para la adquisición de las temperaturas capturadas por los termopares se ha empleado una tarjeta multiplexadora de 20 canales y un data logger Agilent 34970A que registra las temperaturas cada 4 segundos.



*Tarjeta multiplexadora y data logger Agilent 34970A*

Además, la temperatura ambiente también se ha monitorizado mediante un termómetro Omega HH23 con un termopar tipo J.



*Termómetro Omega HH23*

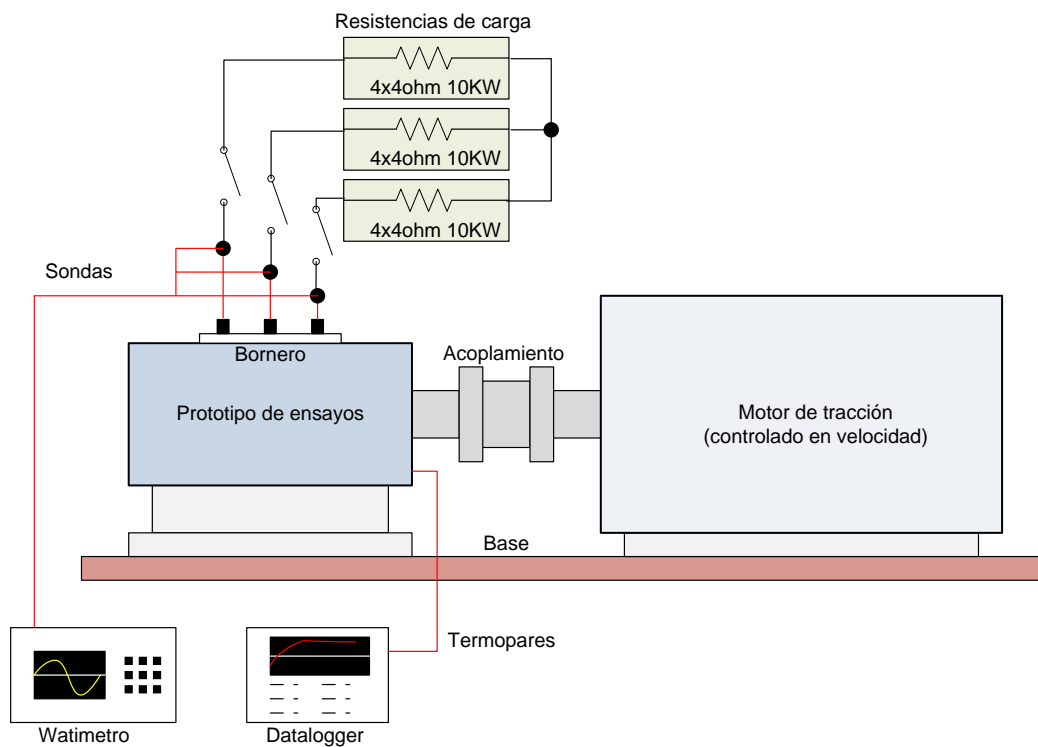
## **ESQUEMA DE MONTAJE**

Con todos los elementos e instrumentos descritos en los apartados anteriores se ha montado el banco de ensayos que se observa en la siguiente figura:



*Banco de ensayos*

El conexionado entre elementos se ha realizado siguiendo el esquema de montaje que se muestra a continuación. Los motores se han fijado a la base mediante unas patas de acero.



*Esquema de montaje*



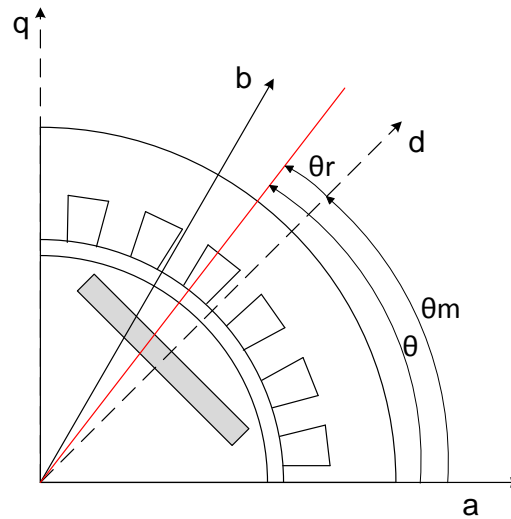
## ANEXO B: CÁLCULO DE INDUCTANCIAS EN IPMSM

A continuación se explica el cálculo de las inductancias en los ejes d y q en las máquinas de imanes interiores:

Definiendo la carga lineal eléctrica o densidad de corriente como una función senoidal:

$$K_s(\theta) = \hat{K}_s \sin(p\theta - p\theta_m - \alpha_l) \quad (\text{B-1})$$

Donde  $\theta$  es el ángulo deseado,  $\theta_m$  es el ángulo del imán o el eje d y  $\alpha_l$  es el ángulo de carga ( $w_e.t$ ), como se muestra en la siguiente figura.



Ángulos empleados en el cálculo de la inductancia  $L_q$

Si se define el ángulo referenciado al rotor como:

$$\theta_r = \theta - \theta_m \quad (\text{B-2})$$

Se puede reescribir la ecuación (B-1),

$$K_s(\theta_r) = \hat{K}_s \sin(p\theta_r - \alpha_l) \quad (\text{B-3})$$

Donde  $\hat{K}_s$  vendría dado por:

$$\hat{K}_s = \frac{3k_w 2N_{ph} \hat{I}}{\pi D_{si}} \quad (\text{B-4})$$

Siendo  $\hat{I}$  la amplitud de la corriente.

La distribución del potencial magnético creado en el estator por la carga eléctrica vendría dado por:

$$U_s(\theta_r) = \int K_s(\theta_r) \frac{D_{si}}{2} d\theta_r = -\frac{3k_w N_{ph} \hat{I}}{p\pi} \cos(p\theta_r - \alpha_l) \quad (B-5)$$

### **Cálculo de $L_q$**

Fijando una  $\alpha_l = \frac{\pi}{2}$ , se alimenta en cuadratura, esto es, en “q”, por lo que:

$$U_{sq}(\theta_r) = -\frac{3k_w N_{ph} \hat{I}}{p\pi} \sin(p\theta_r) \quad (B-6)$$

El potencial magnético del rotor,  $U_r$ , en la dirección “q” es nulo, por lo que aplicando la Ley de Ampere:

$$U_{rs} = U_r - U_s = \int_r^s H dl \rightarrow -U_{sq}(\theta_r) = H_g g = B_g \frac{g}{\mu_0} \quad (B-7)$$

Donde  $U_r$  y  $U_s$  son el potencial magnético en el rotor y en el estator respectivamente.

Por lo que,

$$B_{sq} = \frac{3\mu_0 k_w N_{ph} \hat{I}}{p\pi g} \sin(p\theta_r) \quad (B-8)$$

Y al ser una senoidal simple, sólo existe el armónico fundamental, por lo que su amplitud:

$$\hat{B}_{sq1} = \frac{3\mu_0 k_w N_{ph} I_q}{p\pi g} \quad (B-9)$$

Con esto podemos calcular el flujo:

$$\phi_1 = \int_s B_{sq1} dA = L_e \int_0^{\pi/p} \hat{B}_{sq1} \sin(p\theta_r) \frac{D_{si}}{2} d\theta_r = \frac{L_e D_{si}}{p} \hat{B}_{sq1} \quad (B-10)$$

Y el flujo enlazado:

$$\Lambda_q = k_w N_{ph} \phi_1 = \frac{3}{\pi} \mu_0 \frac{D_{si} L_e}{g} I_q \left( \frac{k_w N_{ph}}{p} \right)^2 \quad (B-11)$$

Por lo que la inductancia:

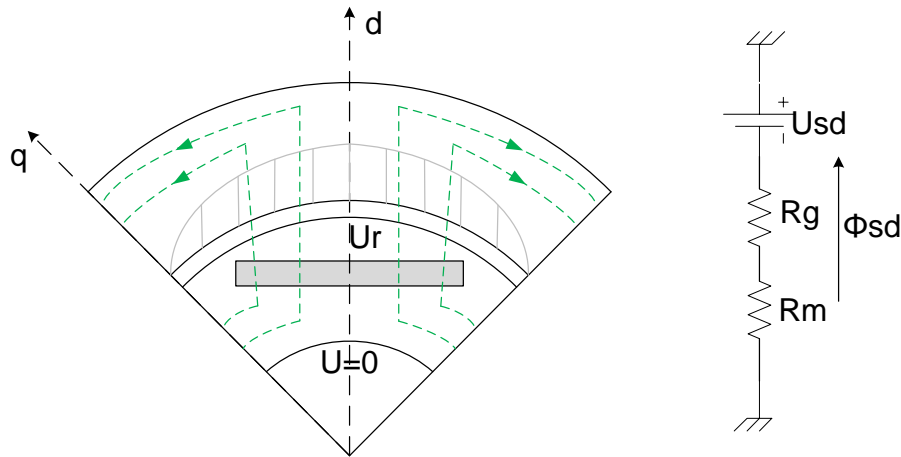
$$L_q = \frac{\Lambda_q}{I_q} = \frac{3}{\pi} \mu_0 \frac{D_{si} L_e}{g} \left( \frac{k_w N_{ph}}{p} \right)^2 \quad (B-12)$$

### Cálculo de $L_d$

Alimentando con una  $\alpha_i = 0$ , esto es, en el eje “d”:

$$U_{sd}(\theta_r) = -\frac{3k_w N_{ph} \hat{I}}{p\pi} \cos(p\theta_r) = \hat{U}_{sd} \cos(p\theta_r) \quad (B-13)$$

En esta ocasión, el potencial magnético del rotor no es nulo, pero puede obtenerse mediante el circuito magnético equivalente:



*Circuito magnético equivalente para el cálculo del flujo en el eje “d”*

Donde  $R_g$  y  $R_m$  son la reluctancia magnética del entrehierro y del imán y se obtienen mediante:

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 \frac{\pi D_{si}}{2p} L_e} \quad (B-14)$$

$$R_m = \frac{h_m}{\mu_0 \mu_r l_m L_e} \quad (\text{B-15})$$

En el circuito magnético equivalente, el potencial magnético corresponde al potencial magnético medio:

$$U_{sd} = \frac{1}{\pi/p} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \hat{U}_{sd} \cos(p\theta_r) d\theta_r = \frac{2}{\pi} \hat{U}_{sd} \quad (\text{B-16})$$

El flujo magnético puede calcularse con:

$$\phi_{sd} = -\frac{U_{sd}}{R_g + R_m} \quad (\text{B-17})$$

Y finalmente el potencial magnético del rotor sería:

$$U_r = -\phi_{sd} R_m = \hat{U}_{sd} \frac{h_m D_{si}}{h_m \frac{\pi}{2} D_{si} + g \mu_r l_m p} = \hat{U}_{sd} K_u \quad (\text{B-18})$$

Donde se define la constante dimensional  $K_u$  para simplificar los cálculos posteriores.

Ahora, partiendo de (B-7) puede calcularse el campo mediante:

$$B_{sd}(\theta_r) = \frac{\mu_0}{g} (U_r - U_{sd}(\theta_r)) = \frac{\mu_0}{g} \hat{U}_{sd} (K_u - \cos(p\theta_r)) \quad (\text{B-19})$$

Igual que en el caso de  $L_q$ , debe calcularse la componente fundamental de esta serie de Fourier:

$$\hat{B}_{sd1} = 2 \frac{2p}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2p}} B_{sd}(\theta_r) \cos(p\theta_r) d\theta_r = \frac{\mu_0}{g} \frac{3k_w N_{ph} \hat{I}}{2p\pi} \left( 1 - \frac{8h_m D_{si}}{\pi^2 h_m D_{si} + 2\pi p g \mu_r l_m} \right) \quad (\text{B-20})$$

Con esto podemos calcular el flujo:

$$\phi_1 = \int_s B_{sd1} dA = L_e \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} \hat{B}_{sd1} \cos(p\theta_r) \frac{D_{si}}{2} d\theta_r = \frac{L_e D_{si}}{p} \hat{B}_{sd1} \quad (\text{B-21})$$

El flujo enlazado sería:

$$\Lambda_d = k_w N_{ph} \phi_1 = k_w N_{ph} \frac{L_e D_{si}}{p} \hat{B}_{sd1} \quad (B-22)$$

Y finalmente la inductancia:

$$L_d = \frac{\Lambda_d}{I_d} = \frac{3}{\pi} \mu_0 \frac{D_{si} L_e}{g} \left( \frac{k_w N_{ph}}{p} \right)^2 \left( 1 - \frac{8 h_m D_{si}}{\pi^2 h_m D_{si} + 2 \pi p g \mu_r l_m} \right) \quad (B-23)$$

Que si la comparamos con  $L_q$  se obtiene la saliencia de la máquina y se puede expresar como:

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} = \frac{1}{1 - \frac{8 h_m D_{si}}{\pi^2 h_m D_{si} + 2 \pi p g \mu_r l_m}} \quad (B-24)$$

Jugando con la saliencia de la máquina, o lo que es lo mismo, el ratio entre la inductancia en el eje “d” y el eje “q”, puede obtenerse un par mayor.



## ANEXO C: CONDUCCIÓN TÉRMICA EN EL ENTREHIERRO

El intercambio térmico en el entrehierro puede considerarse prácticamente por conducción siempre que el flujo sea laminar. Sin embargo, a medida que el flujo se convierte turbulento, el coeficiente de convección aumenta mejorando el intercambio de temperaturas, por lo que habrá que tenerlo en cuenta para obtener mayor precisión. Para ello hay que evaluar el número de Taylor:

$$T_a = R_e \sqrt{\frac{l_g}{R_r}} \quad (C-1)$$

$$R_e = \frac{\rho l_g v}{\mu} \quad (C-2)$$

Donde  $R_r$  es el radio de la superficie de rotor y  $l_g$  es la longitud del entrehierro.

Si el número de Taylor es  $T_a < 41$  el flujo es laminar y la conductividad térmica se considera por conducción únicamente.  $N_u = 2$

Si  $41 < T_a < 100$  el flujo es vortex por lo que

$$N_u = 0.212 T_a^{0.63} P_r^{0.27} \quad (C-3)$$

Si  $T_a > 100$  el flujo es turbulento y por lo tanto

$$N_u = 0.386 T_a^{0.5} P_r^{0.27} \quad (C-4)$$

En el cálculo, como velocidad se utiliza la velocidad periférica del rotor. El coeficiente de convección sería:

$$h = \frac{N_u k}{2l_g} \quad (C-5)$$

Una vez calculada la  $h$ , se trata de calcular una conductividad equivalente para obtener un modelo de sólido para el gap.

$$R_{conv} = \frac{1}{hS} = \frac{1}{\frac{Nu k}{2l_g} S} \quad (C-6)$$

Como las unidades de la conducción  $k$  son [W/mK] y su resistencia:

$$R_{cond} = \frac{l}{kS} \quad (C-7)$$

Reordenando  $R_{conv}$  para que tenga esta forma se tiene:

$$R_{conv} = \frac{l_g}{\frac{Nu k}{2} S} \quad (C-8)$$

Por lo que el coeficiente de conducción equivalente será:

$$k_{eq} = \frac{Nu k}{2} \quad (C-9)$$



## ANEXO D: CONVECCIÓN NATURAL

El coeficiente de convección natural se puede definir desde el número de Nusselt ( $N_u$ ):

$$N_u = h \frac{L}{k} \quad (\text{D-1})$$

Donde  $L$  es la longitud característica y  $k$  es la conductividad térmica del fluido. El problema reside en el desconocimiento del número de Nusselt por lo que no es posible despejar  $h$ . El número de Nusselt para convección natural se define como:

$$N_u = a(G_r P_r)^b \quad (\text{D-2})$$

Donde  $G_r$  es el número de Grashof y  $P_r$  es el número de Prandtl que respectivamente se definen como:

$$G_r = \frac{\beta g \Delta T \rho^2 L^3}{\mu^2} \quad (\text{D-3})$$

$$P_r = c_p \frac{\mu}{k} \quad (\text{D-4})$$

Donde

- $\beta$  coeficiente de expansión cúbica del fluido  $1/\beta = (273 + T_{fluid})$
- $g = 9.8$
- $\Delta T$  es la diferencia de temperatura entre la superficie y el aire
- $\rho$  es la densidad del fluido
- $L$  La longitud característica: (en un cilindro es el diámetro)
- $\mu$  viscosidad dinámica del fluido
- $c_p$  el calor específico del fluido

A priori todos los parámetros son conocidos exceptuando la  $\Delta T$ , que es lo que se desea calcular. Para su obtención se realizará un proceso iterativo. Si conociéramos la temperatura final podríamos definir los 3 números elementales y solo quedaría el cálculo de los parámetros  $a$  y  $b$ . Dichos parámetros son conocidos para ciertas formas elementales como son los cilindros o los planos y varían en función de si el flujo de la convección natural es laminar o turbulento.

Por ejemplo, si tenemos un cilindro horizontal tenemos que el flujo será laminar siempre y cuando  $10^4 < Gr Pr < 10^9$  en cuyo caso

$$Nu = 0.525(G_r P_r)^{0.25} \quad (D-5)$$

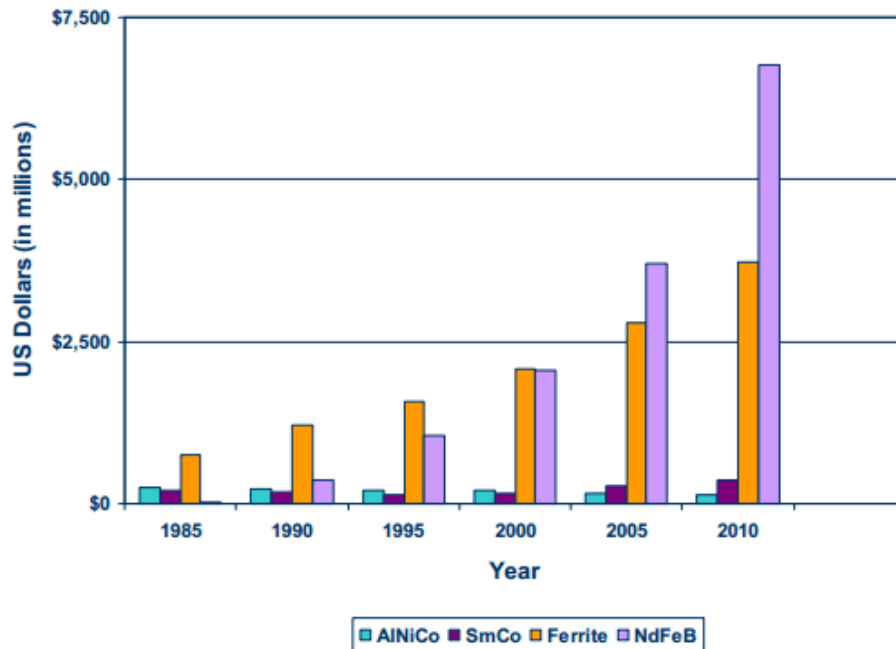
En cambio si  $10^9 < Gr Pr < 10^{12}$  el flujo será turbulento y  $N_u$  tendrá un valor diferente

$$Nu = 0.129(G_r P_r)^{0.33} \quad (D-6)$$

Las formulas solo son válidas para el caso de un cilindro. En el caso de tener geometrías más complejas como canales de aire etc, existen otras correlaciones más difíciles de calcular, las cuales pueden obtenerse en el manual de MotorCAD.

## ANEXO E: CAMBIO DE PARADIGMA DE LOS IMANES PERMANENTES

Los imanes de Ferrita han dominado el mercado de los imanes hasta comienzos del siglo XXI. A partir del año 2000, debido al requerimiento de productos cada vez más compactos y con mayor energía, esto es, con mayor densidad de energía o energía por unidad de volumen, los imanes de tierras raras y entre ellos sobre todo los imanes de NdFeB comenzaron a sobreponerse. Esto puede verse claramente en la siguiente figura, donde se muestran las ganancias mundiales en dólares americanos de los cuatro tipos de imanes permanentes más importantes, desde 1985 a 2010.



*Ventas mundiales de imanes. Datos proporcionados por [www.webmagnetics.com](http://www.webmagnetics.com)*

A partir del año 2000, las ventas de los imanes de Ferrita comenzaron a verse claramente superadas por la de los imanes de NdFeB.

El aumento de demanda de los imanes de tierras raras trajo consigo el abaratamiento tanto de los imanes de NdFeB como los de SmCo, mientras que los precios de los imanes de Ferrita y AlNiCo se mantenían prácticamente constantes.

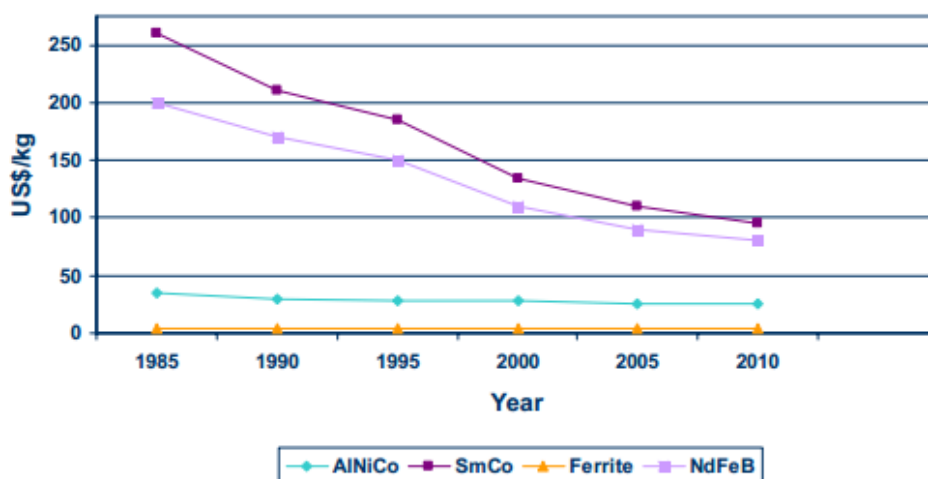
Esta reducción en la diferencia de precio unida a las importantes mejoras que suponen los imanes de tierras raras impulsó numerosos proyectos alrededor del mundo, sobre todo en el

ámbito de las energías renovables, como pueden ser el coche híbrido-eléctrico, la generación eólica o el transporte ferroviario.

El imán de NdFeB se convirtió en el referente en este tipo de aplicaciones y China en la fuente dominante de estos materiales. Esto supuso que el resto de países con recursos de tierras raras como Estados Unidos, tuvieran que dejar de producir debido a la incapacidad de competir, tanto en precios como en volumen, con el gigante Asiático.

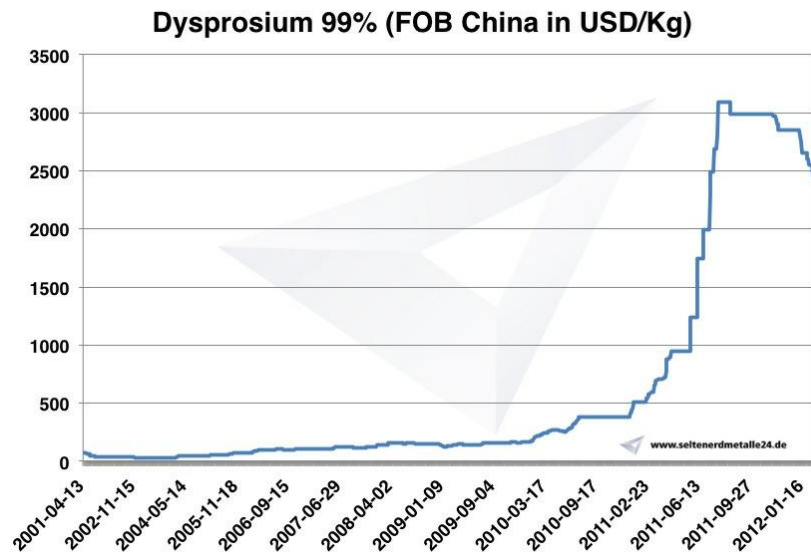
A día de hoy, más del 95% de las tierras raras provienen de China.

Sin embargo, este monopolio trajo consigo que, debido a las especulaciones, los precios de las principales tierras raras empleadas en la fabricación de imanes permanentes, como son el Neodimio, el Samario y sobre todo el Disproso (Dy), que es el elemento empleado para mejorar el comportamiento térmico en los imanes de NdFeB, comenzasen a subir desorbitadamente.

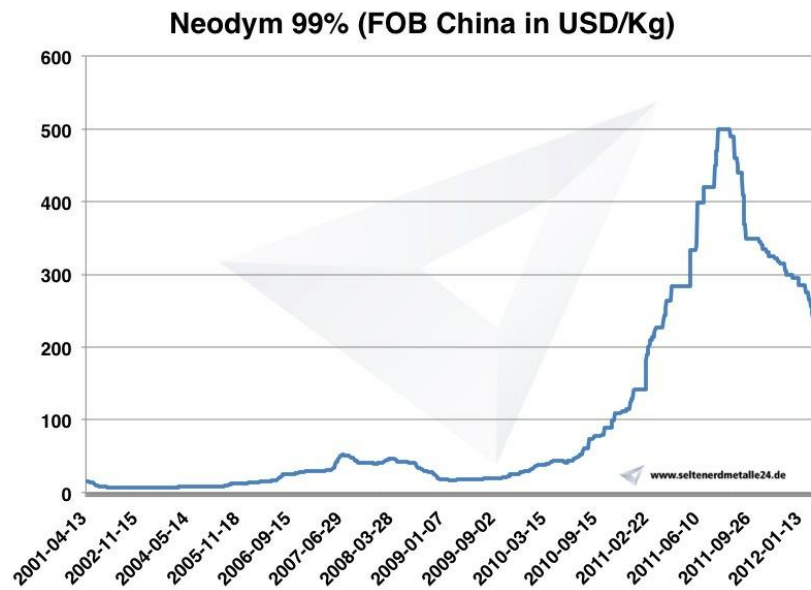


*Precios de los imanes entre 1985 y 2010. Datos proporcionados por [www.webmagnetics.com](http://www.webmagnetics.com)*

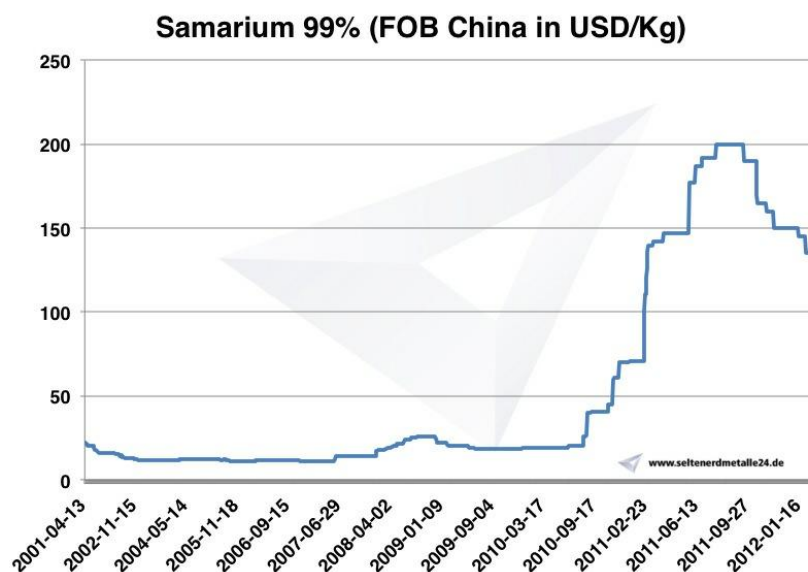
En las siguientes tres figuras se muestra esta subida de precios, en la que destaca especialmente la de Disproso, que aumento de 200\$/Kg en 2010 a más de 3000\$/Kg en 2011, o lo que es lo mismo, un 1500%.



Precio del Disproso entre 2001 y 2012. Datos proporcionados por [www.seltenerdmetalle24.com](http://www.seltenerdmetalle24.com)



Precio del Neodimio entre 2001 y 2012. Datos proporcionados por [www.seltenerdmetalle24.com](http://www.seltenerdmetalle24.com)



Precio del Samario entre 2001 y 2012. Datos proporcionados por [www.seltenerdmetalle24.com](http://www.seltenerdmetalle24.com)

Este aumento de precios, unido a una subida del precio de exportación de un 25% y unos plazos de suministro indefinidos, propiciaron la paralización de muchos de los proyectos que requerían de imanes permanentes de tierras.

Las tres soluciones planteadas fueron [108]:

- El rediseño: sin la posibilidad de adquirir Nd ni Dy, los imanes de SmCo y la Ferrita volvían a ser las principales alternativas. Sin embargo, sustituir completamente los imanes de NdFeB por estos instigaría una correspondiente subida de precio de los materiales de la Ferrita y el SmCo, volviéndose a repetir la misma situación.

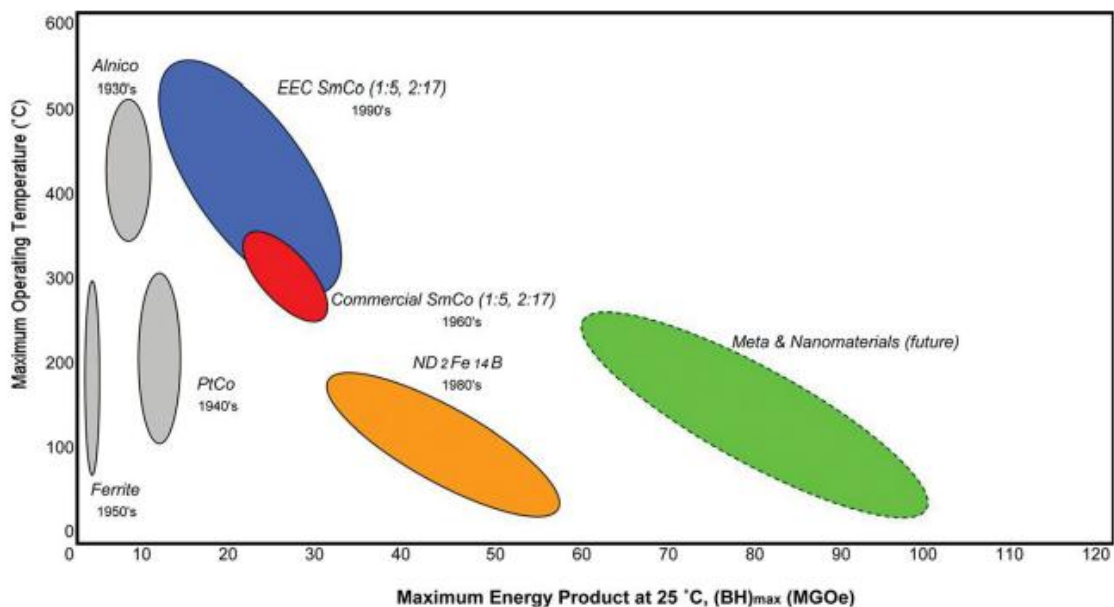
Además, el coste de investigación y sustitución resulta muy alto y los resultados son a largo plazo, lo cual, unido a la incertidumbre de los precios, resulta prohibitivo para la mayoría de los proyectos.

- La reducción: reducir la cantidad de Dy en un 4.5% puede suponer un ahorro de 700\$/Kg, reduciendo a la mitad el precio total del imán. Para lograr esto sería necesario reducir la temperatura de la aplicación en la etapa de diseño. Sin embargo, lograr esta reducción supone sacrificar en densidad de energía.

Otra alternativa sería reducir la cantidad total de imán en la aplicación, sustituyéndola por otra fuente de energía pero probablemente aumentando las pérdidas.

- El reciclaje: reutilizar las tierras raras empleadas en los imanes. Sin embargo, con esto las propiedades magnéticas del material se ven degradadas. Además, el precio de reciclaje puede llegar a doblar el precio de los imanes producidos con tierras raras nuevas.
- Investigación para la creación de nuevas tecnologías de imán: en diferentes instituciones y compañías se está estudiando una posible nueva generación de imanes denominados Meta o Nanomateriales. La energía obtenible de estos materiales es mucho mayor a la obtenible mediante los materiales actuales. Sin embargo, se trata de una solución no aplicable a corto o medio plazo.

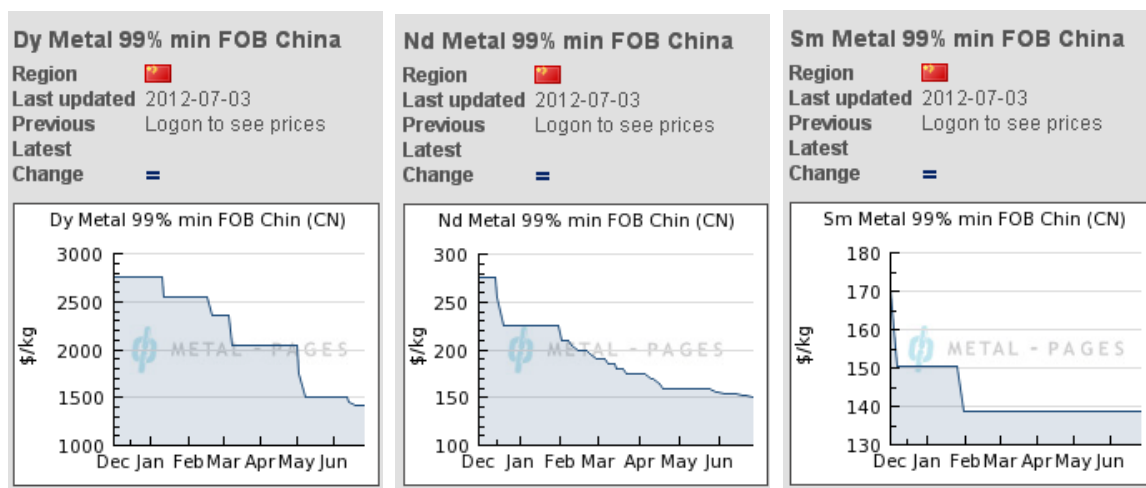
No obstante, todas estas soluciones requieren mucho tiempo, dinero y esfuerzo para su desarrollo.



*Temperatura de funcionamiento frente a energía de los distintos tipos de imán, incluyendo los Meta y Nanomateriales [109]*

Finalmente, a finales de 2011 y principios de 2012, el gobierno Chino comenzó una política de renovación en las exportaciones de tierras raras para hacer frente al mercado negro y las especulaciones, lo que derivó en el derrumbe de los precios.

A día de hoy, mediados de 2012, los precios de las tierras raras se están estabilizando a la baja como muestra la siguiente figura:



*Precios del Disproseo, Neodimio y Samario en 2012. Datos proporcionados por [www.metal-pages.com](http://www.metal-pages.com)*

En resumen, se trata de un mercado dominado por China prácticamente en un 100%, en el cual existe y seguirá existiendo un gran riesgo de desequilibrio de los precios. Sin embargo, gracias a las medidas tomadas, hoy en día, los indicios apuntan hacia una estabilización de los precios.



## **ANEXO F: PUBLICACIONES**

En modo de anexo se adjuntan las versiones completas de las publicaciones que han surgido como fruto de esta tesis. Éstas han sido publicadas en el EPE 2011 Birmingham (Reino Unido) y el ICEM 2012 Marsella (Francia).

## **Magnet eddy current loss calculation method for segmentation analysis on Permanent Magnet Machines**

Patxi Madina, Javier Poza, Gaizka Ugalde, Gaizka Almandoz  
FACULTY OF ENGINEERING, UNIVERSITY OF MONDRAGON

Loramendi 4

20500 Mondragon, Spain

Tel.: +34 943 794700

E-Mail: [pmadina@eps.mondragon.edu](mailto:pmadina@eps.mondragon.edu)

URL: <http://www.mondragon.edu/enele>

### **Acknowledgments**

This work has been partially financed by the Basque government (PhD grant program).

### **Keywords**

«AC machine», «Electrical machine», «Permanent magnet motor», «Synchronous motor»

### **Abstract**

Eddy current losses generated in the rotor of permanent magnet machines may lead to an excessive magnet heating. This can cause the magnets to get fully demagnetized so it is very important to analyze the losses on them. In high power application usually it is necessary to design solutions to reduce eddy current losses. The most common technique is the magnet segmentation. Analytical calculation of magnet eddy current losses may give some inaccuracies on the results and FEM analysis may be too time-consuming in some design steps. A new method that combines FEM and numerical calculations to evaluate the losses for different magnet segmentation is presented in this paper.

### **I. Introduction**

Permanent magnet (PM) machines have been increasingly used in a wide variety of applications such as train traction, elevation, electric and hybrid vehicle or power generation [1-3]. Until now, in such applications where a high power is desired, induction machines (IM) have been preferred due to their great robustness. But with the latest trends in energy efficiency, a technological leap towards permanent magnet synchronous motors (PMSM) has been stimulated, due to their high power density and efficiency. However, the use of magnets implies a precise design of the thermal behavior of the rotor, because a high temperature in the magnet reduces its performance and increases the risk of magnet demagnetization. The magnet is heated due to the hot components of the machine (stator core, stator winding). In addition, the magnets are exposed to a time varying magnetic field which induces eddy current (EC) losses on them. Even though these rotor losses are not in general an efficiency problem, they can lead to magnet overheating. A high temperature reduces the magnet performance and increases the risk of magnet demagnetization. Therefore, it is important to understand the causes of EC losses in the magnets.

The demagnetization problem analysis can be separated in two phases: First, the losses have to be computed or calculated and then a thermal model has to be employed in order to evaluate if these losses overheats the magnet.

The aim of this article is to investigate the EC losses induction mechanism due to spatial distribution of the stator windings in surface permanent magnet synchronous machines (SPMSM) with a technique which mixes analytical and computing tools. In addition, the magnet circumferential segmentation [4], [5] is studied and the reduction of permanent magnet losses is analyzed.

The EC losses in SPMSM can be resistance limited [4-10], or not-resistance limited [11], [12]. The resistance limited eddy currents are characterized by low frequency components which lead to typically a uniform distribution of the losses across the radial axe of the magnet. In other words, the losses are not induced in a skin depth due to the low frequency of the harmonics which induce the losses. The opposite case is the non resistance limited eddy current losses. In this case the losses are induced in a narrow area of the magnet (skin depth) due to the high frequency harmonics involved in the eddy currents induction.

In this study, only resistance limited losses will be considered. In the literature, the resistance limited EC losses in the magnets are studied either analytically [5], [7-9], [13], which may lead to some inaccuracies because they do not take into account the non-linearity effects of the BH curve of the stator and rotor core, or by finite element analysis (FEM) [14-16]. In this case, the results are more accurate, but computation may be quite time-consuming. Moreover, the FEM analysis time increases even more when loss reduction mechanisms such as segmentation are analyzed. A fast design tool for the correct segment number selection is desirable for a rapid machine design.

In this paper, the FEM models have been combined with existing analytical tools in order to achieve a PM losses calculation method that lets us analyze the effect of different magnet segmentations. This solution considers the non linear BH curve of the magnetic steel, and at the same time it requires an easy and quick FEM analysis.

## II. EC loss analysis

### A. Obtaining the magnetic field by means of FEM simulations

Finite element simulations give accurate results but they can be excessively time consuming depending on what magnetic effects want to be considered. In order to analyze the effect of different magnet segmentations, one simulation per configuration must be carried out, which is quite tedious. The idea presented in this paper is to do a 2D FEM simulation for a non-segmented magnet machine and measure the magnetic field generated by the stator winding for different magnet radius. In the case of non resistance limited EC losses, the flux density distribution on the magnets do not change with the different segmentations because the reaction magnetic field of EC is negligible.

For this, a path is created drawing the trajectory that a magnet will take through a whole rotation period at a certain radius. The magnet, at the initial time step, will be at a corner of this path and at the last one it will be at the other corner. This way, for each simulation time step, a data array will be saved containing the flux density on the path. Part of this data array will correspond to the magnet and the rest will correspond to the air.

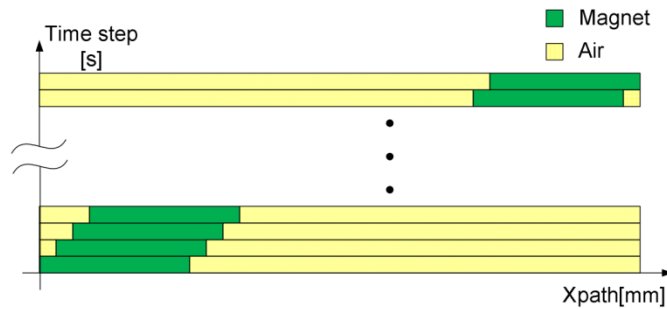


Figure 1 Structure of the data acquisition from FEM simulation

A more simple approach would be to do a path that moves along with the magnet, saving only the information related to the flux density in the magnet, but the used software was not able to do this.

### B. Converting the field to the rotor reference frame

Once we have the magnetic field in a certain radius, the field must be transformed to the moving rotor frame. This way, we have a data matrix that represents the magnetic field that sees the magnet along its arc through a whole period of time as shown in Figure 2.

This FEM simulation only has to be carried out once for every machine that is being analyzed, because the magnet segmentation does not affect the flux density in the magnets. Thus, we achieve a high precision in the computation of the flux density, which is quite tough to obtain analytically, and the eddy current losses that occur in the magnets for a given segmentation can be obtained by applying the equations explained in the next section.

### C. Calculating the EC losses

The magnetic field on the magnets will be bigger at a radius close from the airgap, and it will weaker as the radius is smaller. For simplicity, the flux density will be assumed to be the same through a certain radial section of the magnet (small section). For this reason, depending on the height of the magnets, a single FEM computation of the magnetic field at a certain radius will be enough. As the magnet height increases, more paths at different radii will need to be analyzed.

For the calculation of the magnet losses, first the induced eddy-current density in the permanent magnet arc segments has to be obtained. This is done by solving the following equation, which is derived from Maxwell's second equation:

$$J_m(t, \theta) = -\frac{1}{\rho} \cdot \int \frac{\partial B(t, \theta)}{\partial t} \cdot r \, d\theta + C \quad (1)$$

Where  $\rho$  is the electrical resistivity of the PMs,  $\theta$  is the magnet arc,  $r$  is the radius and  $C$  is an integration constant which ensures zero net total current flow in each magnet segment at any instant:

$$\int J_m \cdot r \, d\theta = 0 \quad (2)$$

Finally, the power losses per segment are obtained from the following equation:

$$P = \frac{L}{T} \cdot \int_0^T \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \int_{R_1}^{R_2} \rho \cdot J m^2 r dr d\theta dt \quad (3)$$

Where L is the machine axial length and T is the time period,  $\alpha_1$  and  $\alpha_2$  are the magnet segment arc limits and  $R_1$  and  $R_2$  are the inner and outer radius of the magnet.

In this way, with only one 2D FEM simulation, we can calculate the permanent magnet losses for any magnet circumferential segmentation with a considerably good accuracy. Repeating the computation for a large amount of segmentation possibilities the best solution can be obtained.

### III. Application Example

#### A. Verification of the method by 2D-FEM

As an example, a 3 pole-pair 36 slot surface mounted permanent magnet machine has been simulated on FEM-2D to confirm the validity of the proposed method. Both the stator and the rotor are made of laminated steel and the residual flux density ( $B_r$ ) of the magnets is 1.1T and the relative permeability ( $\mu_r$ ) 1.09. More characteristics of the machine are shown on Table I.

The number of time steps per simulation is 1000 and the number of points of the path is 1420 of which 420 correspond to the magnet surface. This way, the magnet will move forward one path point every time step. A picture of the machine and its corresponding path is shown in Figure 2 (left).

Table I

Phases	3 phases
Poles	6 poles
Number of stator slots	36
Frequency	89,4Hz
Feeding current	245Aeff
Magnet type, Magnetization	Ne-Fe-B, 1.1T $\mu_r=1.09$
Conductivity of magnet	$1,47 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$

After converting the flux density to the rotor reference frame, the magnetic field on a magnet at a certain radius for every instant in a period is obtained, as shown on Figure 2 (right). With this data, the current density and the power losses due to eddy currents can be obtained.

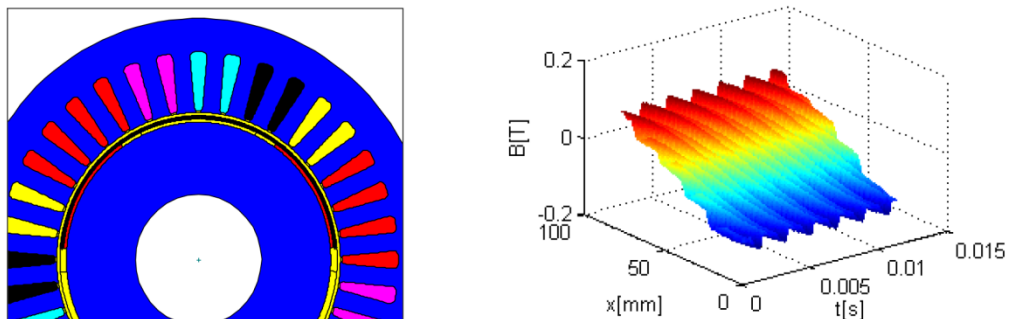


Figure 2 Path drawn in the analyzed machine (left) and magnetic field along the magnet arc through a whole rotation period (right)

First, the current density has to be obtained by applying equations ( 1) and ( 2). The result is a current density distribution through the arc of the magnet, composed by one or several magnet segments, at a certain radius.

In Figure 3, the current density at a certain time instant obtained for three different magnet segmentations are shown. The segmentations employed are 1, 4 and 10 segments respectively. Results obtained with the proposed method are superimposed to those obtained by a finite element analysis. As it can be seen, the proposed method is quite accurate when compared to the results obtained by FEM.

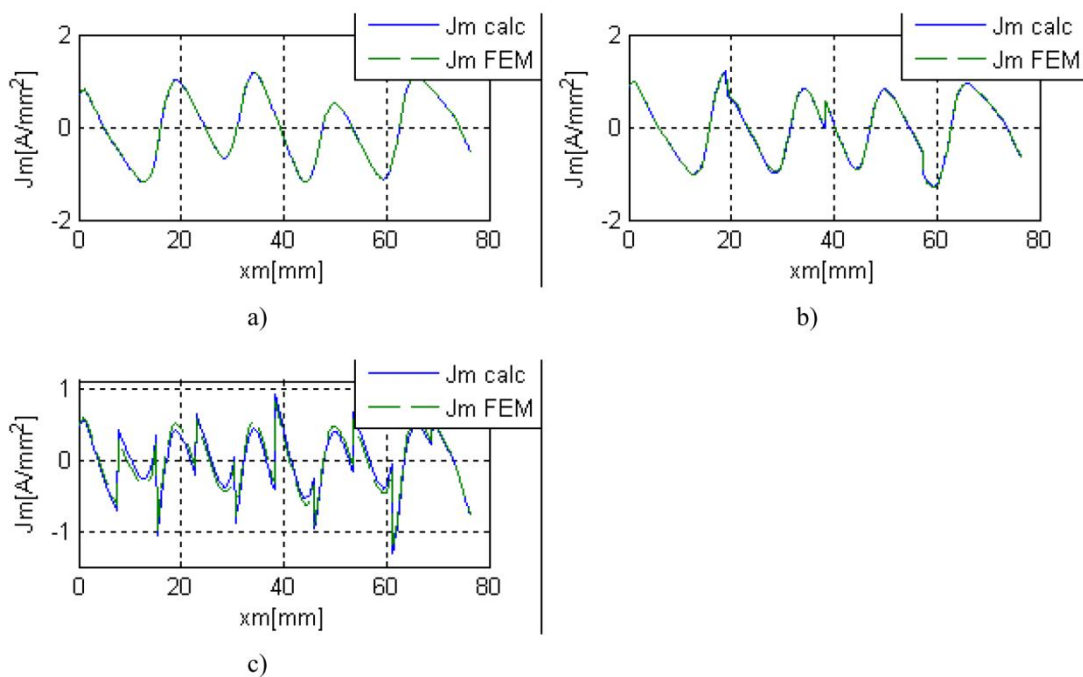


Figure 3 Current density calculated with the explained method and with FEM in one magnet. a) One segment, b) 4 segments and c) 10 segments.

In Figure 4 eddy current losses in one magnet are shown for the previous three segmentations. The losses are calculated by means of equation ( 3). As the current density is only calculated for a certain radius, a radially uniform current density distribution is assumed through the magnet. This way, the flux density measurement from FEM at one single radius is enough for the total magnet EC losses calculation.

As it can be seen, the results show a high degree of accuracy when comparing them to the ones obtained with FEM.

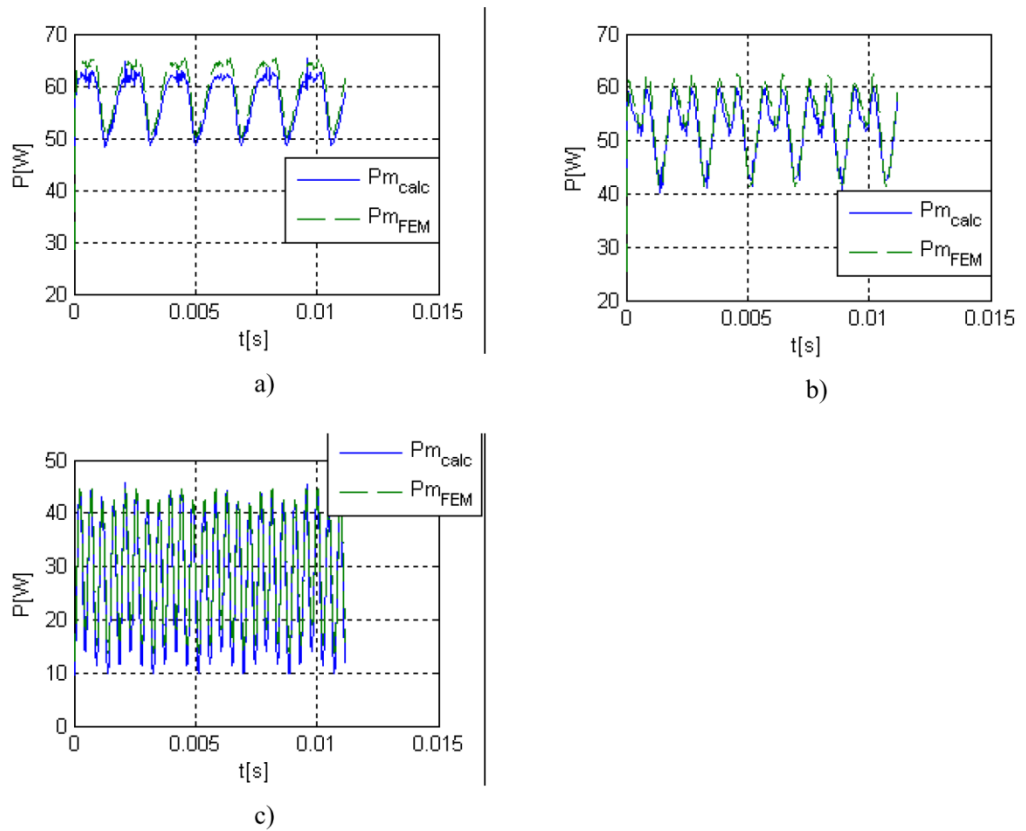


Figure 4 PM losses calculated with the explained method and with FEM in one magnet. a) One segment, b) 4 segments and c) 10 segments.

## B. Segmentation number selection

The proposed method has been applied to the machine described in Table I. A circumferential segmentation from one single segment to 16 segments has been applied so that the effects of the segmentation in the eddy current losses could be analyzed.

Time-wise, the loss calculation for each segmentation try is done in less than 10 seconds. For the total time, the time consumed in the initial FEM simulation must be added. If this was intended to be done with a FEM simulation for each segmentation try, the time employed would be much higher. First the geometry with the required segmentation would have to be drawn, then the simulation would need to be carried out and finally the results would need to be analyzed. And this has to be done for every desired segmentation tries. So the saved time by employing the proposed method is considerably high.

Figure 5 shows the total eddy current losses on the magnets depending on the number of segments for the proposed machine. By analyzing the figure, it can be noted that the loss reduction has an increasing tendency until it arrives to 8 magnet segments. From there on, although the losses are still reduced, the reduction has a decreasing tendency.

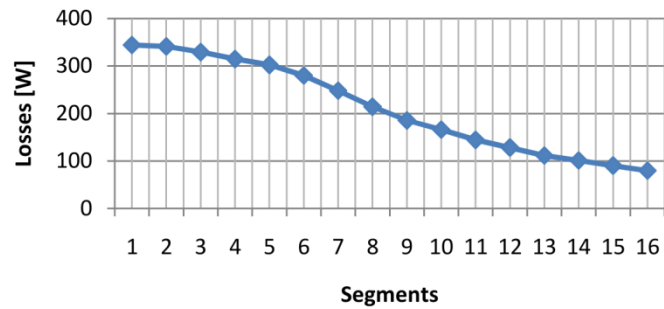


Figure 5 Reduction of the eddy current losses by circumferential segmentation of the magnets.

### C. Segmentation length selection

Usually uniform segments are employed to reduce EC losses. However the possibility of having unequal magnet segments for one pole is opened. This possibility is hardly evaluated by FEM due to the number of possibilities which will require a different FEM model for each one. With the method proposed in the paper the evaluation of different segments' length can be easily carried out. As an example three segments have been selected and the optimum magnet length has been looked for. For simplicity the two segments in the corner have been considered to be equal. Although the three segments' variation can be considered with this model, the segments variation under this restriction clearly show that the unequal magnet length can reduce the magnet losses.

Figure 6 shows the losses on the 3 segment magnet machine. The red bar represents the losses when the three segments are equal. For the other bars, the width of the two segments in the corners is the same and it is changed from 1/12th to 0.45 of the total width of the magnet.

As it can be seen in Figure 6, if a segment length of 0.1 in the corners is chosen (which makes the center segment 0.8), the total losses can be reduced in a 6% compared to the equally segmented configuration. This can lead to a study of alternative segmentation methods where the width of each segment is changed randomly and the results are studied, in order to achieve an optimum loss reduction.

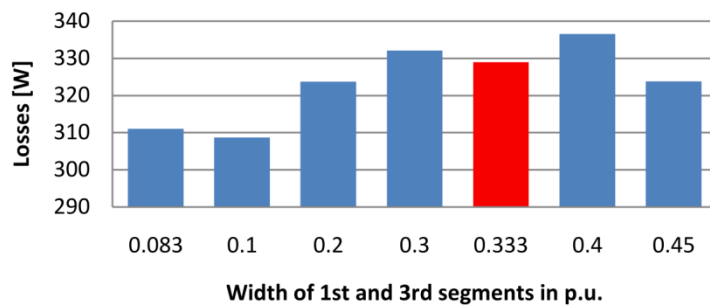


Figure 6 Three segment magnets with different width segments.



## IV. Conclusions

In order to avoid magnet demagnetization due to excessive heating, Eddy current losses need to be analyzed in the design stages. This article presents a method that combines existing tools to achieve a time efficient and accurate EC loss obtaining approach for magnet segmentation analysis.

This agile method allows the designer to optimize the segment number selection in a very short time period comparing with FEM simulations. Moreover, non uniform segmentation, which can take a long time to evaluate with FEM simulations, can be easily studied with this method. This can lead to more publications in the near future.

## V. References

- [1] J. F. Gieras and N. Bianchi, "Electric motors for light traction," 2004.
- [2] Takanori Komatsu and Akihiro Daikoku, "Elevator Traction Machine Motors," Japan: Mitsubishi Electric, 2003.
- [3] C. Peter Cho, "Permanent Magnet Motors/Generators For Automotive Applications," 2009.
- [4] H. Polinder, H. Polinder, and M. J. Hoeijmakers, "Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 146, no. 3, pp. 261-266, 1999.
- [5] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, and D. A. Stone, "Rotor loss in permanent-magnet brushless AC machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 6, pp. 1612-1618, 2000.
- [6] M. Mirzaei, A. Binder, and C. Deak, "3D Analysis of Circumferential and Axial Segmentation Effect on Magnet Eddy Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machines with Concentrated Windings," *International Conference on Electrical Machines ICEM*, 2010.
- [7] M. Markovic and Y. Perriard, "A simplified determination of the permanent magnet (PM) eddy current losses due to slotting in a PM rotating motor," Wuhan.: 2008, pp. 309-313.
- [8] Z. Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, "Analytical prediction of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets. I. Magnetostatic field model," 2 ed Beijing, China: Int. Acad. Publishers, 2001, pp. 806-809.
- [9] W.-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J.-C. Vannier, "Optimization of Magnet Segmentation for Reduction of Eddy-Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machine," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 381-387, 2010.
- [10] J. Wang, K. Atallah, R. Chin, W. M. Arshad, and H. Lendenmann, "**Rotor Eddy-Current Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines**," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 7, pp. 2701-2707, 2010.
- [11] Z. Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, "Analytical prediction of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets. II. Accounting for eddy current reaction field," 2 ed Beijing, China: Int. Acad. Publishers, 2001, pp. 810-813.
- [12] Z. Q. Zhu, D. Howe, and C. C. Chan, "Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 1, pp. 229-238, 2002.
- [13] J. D. Ede, K. Atallah, and G. W. Jewell, "Effect of Axial Segmentation of Permanent Magnets on Rotor Loss in Modular Permanent-Magnet Brushless Machines," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 43, no. 5 2007.
- [14] P. Rasilo and A. Arkkio, "Modeling the Effect of Inverter Supply on Eddy-Current Losses in Synchronous Machines," *Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pp. 861-865, 2010.
- [15] P. Sergeant and A. Van den Bossche, "Segmentation of Magnets to Reduce Losses in Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4409-4412, 2008.

- [16] K. Yoshida, Y. Hita, and K. Kesamaru, "Eddy-Current Loss Analysis in PM of Surface-Mounted-PM SM for Electric Vehicles," in *12th Conference of the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG '99) Oct. 1999*, 36 ed USA: IEEE, 2000, pp. 1941-1944.

# Analysis of non-uniform circumferential segmentation of magnets to reduce Eddy-current losses in SPMSM machines

Patxi Madina, Javier Poza, Gaizka Ugalde, Gaizka Almandoz  
 FACULTY OF ENGINEERING, UNIVERSITY OF MONDRAGON  
 Loramendi 4  
 20500 Mondragon, Spain  
 Tel.: +34 943 794700  
 E-Mail: pmadina@mondragon.edu  
 URL: <http://www.mondragon.edu/enele>

**Abstract** -- Eddy current losses generated in the rotor of the permanent magnet machines may lead to an excessive magnet heating. This can cause full demagnetization of the magnets so it is very important to analyze the losses on them to adopt solutions to reduce eddy current losses. The most common technique is the magnet circumferential segmentation. The segmentation of the magnetic poles usually is the same for each magnet segment. In this paper a new concept named non-uniform magnet segmentation is presented, where the length of each segment of a pole is chosen to minimize the losses. This method is tested in three different machines with particular characteristics and the results confirm that fewer losses can be achieved with this segmentation technique.

**Index Terms**—AC machines, Demagnetization, Eddy currents, Finite element methods, Magnetic losses, Permanent magnet machines, Permanent magnets, Rotating machines, Temperature

## I. INTRODUCTION

PERMANENT magnet (PM) machines have been increasingly used in a wide variety of applications such as train traction, elevation, electric and hybrid vehicle or power generation [1-3]. Until now, in such applications where a high power is desired, induction machines (IM) have been preferred due to their great robustness. But with the latest trends in energy efficiency, a technological leap towards permanent magnet synchronous motors (PMSM) has been stimulated, due to their high power density and efficiency. However, the use of magnets involves taking into account the thermal behavior of the rotor, because a high temperature in the magnet reduces its performance and increases the risk of magnet demagnetization. There are two main heating sources as far as the magnets are concerned. The magnets are heated due to the hot components of the machine (stator core, stator winding). In addition, the magnets are exposed to a time varying magnetic field which induces eddy current (EC) losses on them due to the magnetic field of the stator currents. Even though these rotor losses are not in general an efficiency problem, they can lead to magnet overheating. A high temperature reduces the magnet performance and increases the risk of magnet

demagnetization. Therefore, it is important to understand the causes of EC losses in the magnets.

The EC losses in surface mounted permanent magnet synchronous machines (SPMSM) can be resistance limited [4-10], or not-resistance limited [11], [12]. The resistance limited ECs are characterized by low frequency components which lead to typically a uniform distribution of the losses across the radial axe of the magnet. In other words, the losses are not induced in a skin depth due to the low frequency of the harmonics which induce the losses. The opposite case is the non resistance limited EC losses. In this case the losses are induced in a narrow area of the magnets (skin depth) due to the high frequency harmonics involved in the ECs induction.

In this study, only resistance limited losses will be considered. In the literature, the resistance limited EC losses are studied either analytically [10], [5;6;8], [13], which may lead to some inaccuracies because they do not take into account the non-linearity effects of the BH curve of the stator and rotor core, or by finite element analysis (FEM) [14-17]. In this case, the results are more accurate, but computation may be quite time-consuming. Moreover, the FEM analysis time increases even more when loss reduction mechanisms such as segmentation are analyzed. A fast design tool for the correct segment number selection is desirable for a rapid machine design.

The method developed in [18] combines FEM model with existing analytical tools achieving a PM losses calculation method that considers the non linear BH curve of the magnetic steel and makes possible to analyze the effect of different magnet segmentations [7], [10] in a fast and precise way.

Using this mixed technique, this paper analyzes a new segmentation technique with different magnet length for each segment. All the magnetic poles have the same number of segments and the distribution of the segments is equal too.

The reduction of permanent magnet losses is analyzed comparing it to the uniform magnet segmentation to study the goodness of this segmentation technique.

This work has been partially financed by the Basque government (PhD grant program).

II. ANALYZED MACHINES

Three different machines have been analyzed so as to study effect of non-uniform segmentation in the reduction of losses. All of them are SPMSM. Their main features are shown in the following table:

TABLE I  
CHARACTERISTICS OF THE STUDIED MACHINES

Phases	3 phases	3 phases	3 phases
Nominal Power	157,3KW	143,6KW	143,6KW
Poles (2p)	6 poles	14poles	14poles
Number of slots (Q)	36	42	18
Turns per phase	30	42	42
Frequency	89,4Hz	200Hz	200Hz
Rated Current	245Aeff	175Aeff	175Aeff
Slots per pole per phase	2	1	0.4286

As it can be seen, two of the machines are integer slot machines (integer number of slots per phase per pole), the first one having 3 pole pairs and the second one 7 pole pairs. The second machine under study, has greater frequency and lower current than the first one. Both of them have distributed windings. The last machine is almost identical to the second one in every aspect, but in this case, it is a fractional-slot concentrated winding machine.

This way, the influence of factors such as frequency, current level, number of pole pairs and winding type, can be taken into account. An ideal sinusoidal current has been used in all three cases.

The three machines are depicted in Fig. 1, Fig. 2 and Fig. 3 respectively.

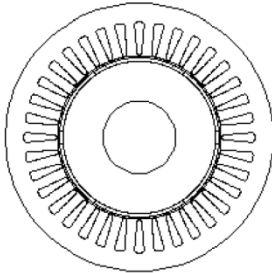


Fig. 1 Capture of the 3 pole pair 36 slot integer machine

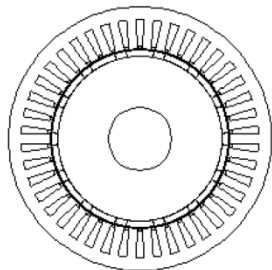


Fig. 2 Capture of the 7 pole pair 42 slot integer machine

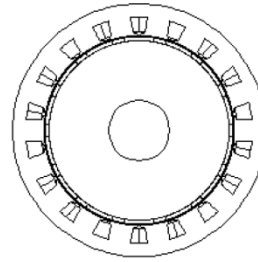


Fig. 3 Capture of the 7 pole pair 18 slot fractional machine

As for the magnets, all three machines employ the same type of permanent magnets. Their characteristics are shown in the table below.

TABLE II  
ATTRIBUTES OF THE EMPLOYED PERMANENT MAGNETS

Type	Ne-Fe-B
$B_r$	1.1T
$\mu_r$	1.09
$\rho$	$1,47 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$

III. MAGNET LOSSES CALCULATION METHOD

The goal is to study different segmentations for each machine, and for each segmentation, multiple magnet length configurations.

If multiple segmentation possibilities are going to be analyzed with FEM precision, the time consumption may be too elevated. Each configuration requires:

- Geometrical definition
- FEM simulation
- Acquisition of results

With the purpose of reducing the calculation time drastically, the method explained on [18] has been employed to calculate the losses generated in the permanent magnets due to the induced currents caused by the armature field.

This method only requires one FEM simulation for each machine that is going to be analyzed. From that simulation, the flux density at a certain radius of the magnet as a function of time is obtained. From there, the losses are calculated analytically with a high precision and short time consumption.

The method assumes that the magnet depth is small enough to consider the flux density constant in the radial direction of the magnet. Moreover, the method does not consider the EC end effects in the magnets.

With this consideration, first the induced eddy-current density in the permanent magnet arc segments is obtained. This is done by solving the following equation:

$$J_m(t, \theta) = -\frac{1}{\rho} \cdot \int \frac{\partial B(t, \theta)}{\partial t} \cdot r \, d\theta + C \quad (1)$$

Where  $\rho$  is the electrical resistivity of the PMs,  $\theta$  is the magnet arc,  $r$  is the radius and  $C$  is an integration constant which ensures zero net total current flow in each magnet segment at any instant:

$$\int J_m \cdot r \, d\theta = 0 \quad (2)$$

Finally, the power losses per segment are obtained from the following equation:

$$P = \frac{L}{T} \cdot \int_0^T \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \int_{R_1}^{R_2} \rho \cdot Jm^2 r dr d\theta dt \quad (3)$$

Where L is the machine axial length and T is the time period,  $\alpha_1$  and  $\alpha_2$  are the magnet segment arc limits and  $R_1$  and  $R_2$  are the inner and outer radius of the magnet.

In this way, with only one 2D FEM simulation, we can calculate the permanent magnet losses for any magnet circumferential segmentation with a considerably good accuracy. Repeating the computation for a large amount of segmentation possibilities the best solution can be obtained.

#### IV. RESULTS

Once the machines are designed, the finite element software Flux2D has been employed to carry out the simulations for obtaining the magnetic field in the magnets.

After that, by applying the equations showed above, several segmentations have been tested, starting with uniform circumferential segmentation and then, trying every segment length combination, so that an optimum segment length is obtained for certain segment numbers.

##### A. Uniform circumferential segmentation

In the following, the magnet Eddy-Current losses of the three machines for different segmentation levels are shown.

In the case of the 3 pole pair integer machine, the magnets are segmented from 1 to 16 segments per pole.

In the other two cases, instead, they have only been divided from 1 to 10 segments, as the poles are smaller, due to the high pole number of the machine.

The limit of segments is related to the length of the segments, being too narrow if the number is increased. This would make the machine mechanically difficult to construct.

The circumferential segmentation is known to reduce the EC losses induced in the magnets, but its effects can be different depending on the characteristics of the machines.

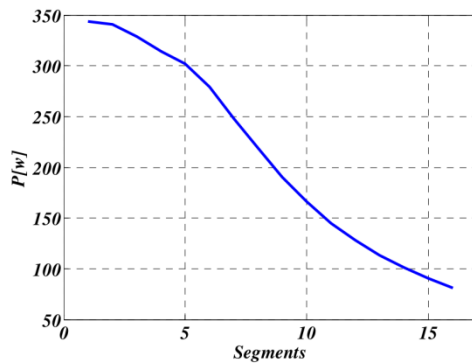


Fig. 4 Magnet EC losses for different segmentation levels on the 3 pole pair 36 slot integer machine

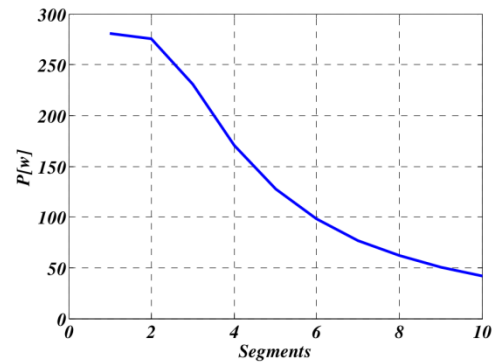


Fig. 5 Magnet EC losses for different segmentation levels on the 7 pole pair 42 slot integer machine

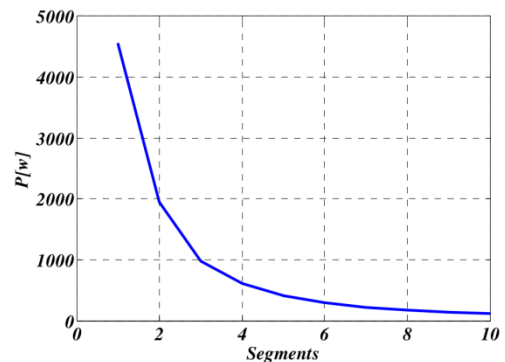


Fig. 6 Magnet EC losses for different segmentation levels on the 7 pole pair 18 slot fractional machine

The first thing that can be noticed in the previous figures is that the losses are relatively higher in the case of the fractional slot machines. This is due to its higher content of spatial harmonics. In this case, there are sub-harmonics as the component of the winding factor that generates the fundamental component of the electromagnetic torque is the 7<sup>th</sup>.

Other than that, the losses reduction is a lot more significant in this machine, being the losses when two segments are employed less than the half of those with only one segment.

However, in the integer machines, the losses are reduced almost linearly as the segment number increases, whilst in the fractional one, once the number of 5 segments is reached, the loss reduction is not so important if compared to the reduction achieved using up to 4 segments.

##### B. Non-uniform circumferential segmentation

In this study, an algorithm has been employed, so that the segment length is varied and an optimum segmentation is found for any number of segments. In this case, segmentations of 2, 3, 4 and 5 segments have been studied. As the segment number increases, the number of possible combinations raises almost exponentially and so does the computation time.

Starting with the 2-segment configuration, the length of the first segment of has been varied, from being very narrow to filling almost the whole pole. The losses have been computed and they are shown in the following three figures,

being the abscissa axis the length of this segment in per-unit system with respect to the total length of the magnetic pole with one segment. Thus, a length of 0,5 pu, would mean that the poles are segmented evenly.

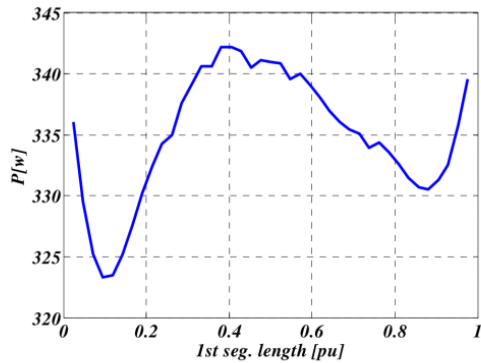


Fig. 7 Magnet EC losses for different segment length in a 2-segment configuration on the 3 pole pair 36 slot integer machine

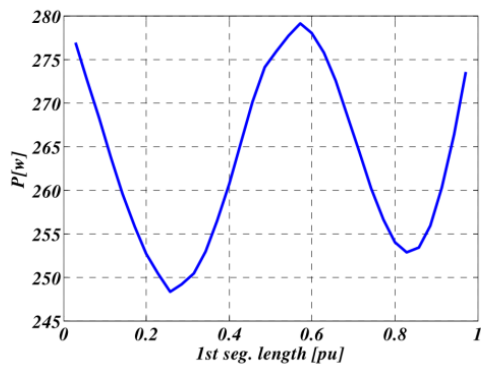


Fig. 8 Magnet EC losses for different segment length in a 2-segment configuration on the 7 pole pair 42 slot integer machine

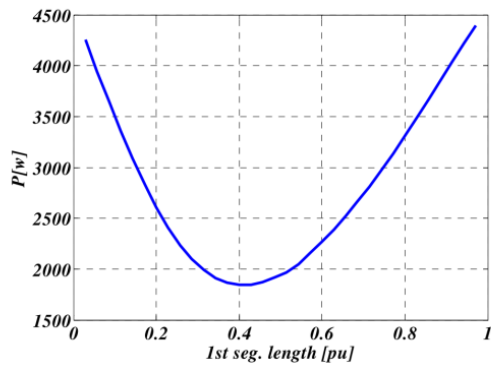


Fig. 9 Magnet EC losses for different segment length in a 2-segment configuration on the 7 pole pair 18 slot fractional machine

As it can be seen, in the integer slot machines, the optimum is achieved when the first segment is considerably smaller than the second one, while in the third machine, the losses reach their minimum when both segments are almost equal. In the case of the integer machines, a segment length of 0,5 pu gives a high value of losses, almost reaching the maximum value for that segment number.

In Fig. 10 the optimal segment lengths are graphically shown for the three machines.

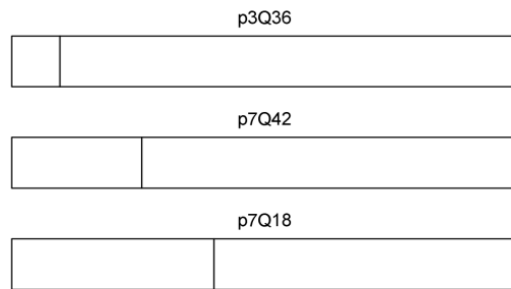


Fig. 10 Optimal two-segment segmentation for the three analyzed machines

The same thing has been done for the case of three-segment poles.

In this case, the configuration for the minimum magnet losses in each machine has been registered. The results are graphically shown in Fig. 11.

Again, for the integer machines, the first two segments are clearly shorter than the third one, while in the fractional machine the length of each segment is virtually the same.

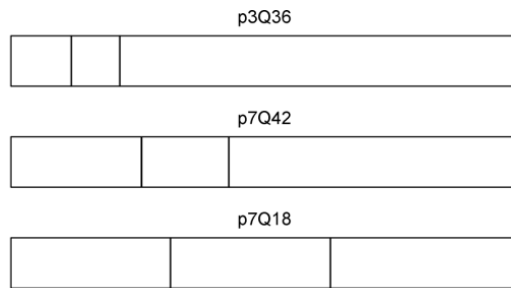


Fig. 11 Optimal three-segment segmentation for the three analyzed machines

In the case of four-segment poles, as it can be observed in Fig. 12, the 7 pole pair machines need a configuration with almost equal segments, while in the 3 pole pair machine the first segment is visibly bigger than the rest of them.

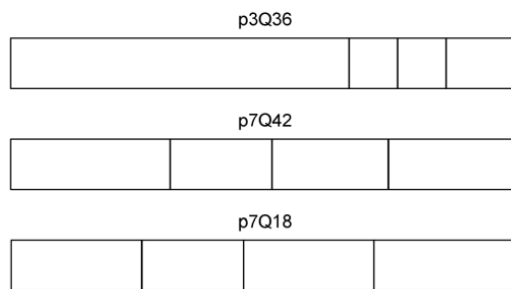


Fig. 12 Optimal four-segment segmentation for the three analyzed machines

Finally, the best segment length combination for five-segment poles has been analyzed. In this case, the results are similar to those of the four-segment poles. The first segment of the 3 pole machine has to be a lot bigger than the rest to accomplish the optimum. In the other two machines though, the optimum is achieved with the segments being almost equal.

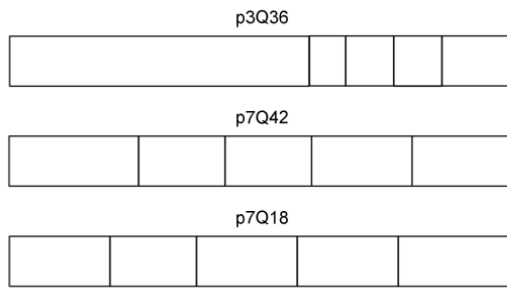


Fig. 13 Optimal five-segment segmentation for the three analyzed machines

The magnet EC losses in Watts for the four configurations shown above for each machine are depicted from Fig. 14 to Fig. 16, comparing them to the losses obtained by uniform segmentation, which were obtained on section A.

As it can be seen in the following figures, in all this three machines a loss reduction is possible by employing the non-uniform magnet segmentation on behalf of uniformly segmented poles.

In the 3 pole pair integer machine there are fewer losses with 2 non-uniform segments than with 3 uniform segments. The same happens if 3 non-uniform segments are compared to 4 uniform segments and so on. Thus, fewer losses can be achieved with less segments using non-uniform segmentation.

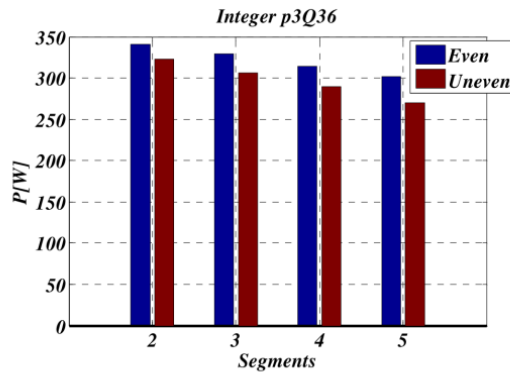


Fig. 14 Magnet EC loss comparison between uniform and non-uniform optimal segmentation in the 3 pole pair 36 slot integer machine

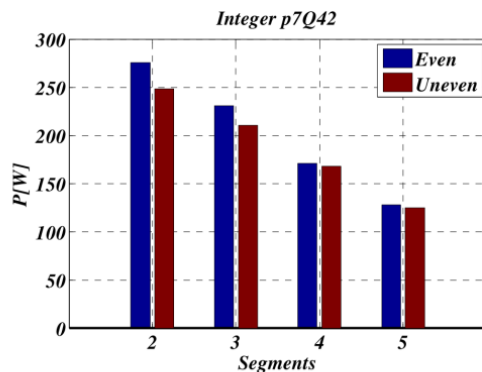


Fig. 15 Magnet EC loss comparison between uniform and non-uniform optimal segmentation in the 7 pole pair 42 slot integer machine

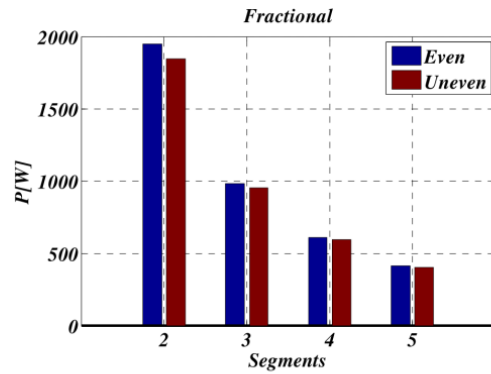


Fig. 16 Magnet EC loss comparison between uniform and non-uniform optimal segmentation in the 7 pole pair 18 slot fractional machine

As can be appreciated, the reduction is clearly more evident in the integer slot machines than on the fractional slot machines.

One of the cases has been verified by a full FEM simulation, specifically the 3 segment optimal configuration of the p3Q36 integer machine, in which the segments happen to be very non-uniform. The table below, where the losses obtained in FEM, analytically and the error are displayed, shows the high accuracy of the method for this particular case.

TABLE III  
COMPARISON BETWEEN FEM AND ANALYTICAL METHOD

P <sub>FEM</sub>	P <sub>ANALYT</sub>	Error
298 W	306.5 W	2.85%

Finally, the lost reduction percentage when optimal non-uniform segmentation is employed has been obtained from the figures above. This is represented in Fig. 17.

In the case of the 3 pole-pair integer machine, a bigger reduction can be obtained as the segment number increases, reaching a value of almost 11% when 5 segments are employed.

In the 7 pole-pair integer machine, a 10% loss reduction is achieved with 2 non-uniform segments and a 9% with three. With 4 and 5 segments there is not much of a difference.

Finally, in the fractional machine, the improvement does not exceed the 5% in the four studied segmentation levels.

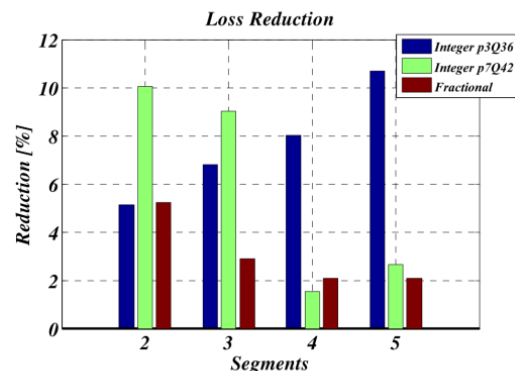


Fig. 17 Magnet EC loss reduction with non-uniform optimal segmentation

## V. CONCLUSIONS

To the purpose of reduction of magnet Eddy-current losses in surface mounted permanent magnet machines, the non-uniform magnet circumferential segmentation has been investigated. Magnet poles have been segmented uniformly and also a new concept so-called non-uniform magnet segmentation has been introduced. From the comparison between the classical uniform segmentation and the non-uniform segmentation the goodness of this new technique has been investigated

Three different machines have been used for these tests, two integer machines with different characteristics and a fractional concentrated winding machine, with similar features to one of the integer machines.

The uniform magnet circumferential segmentation has been shown to be effective in the reduction of losses in all three machines and especially in the fractional machine.

For four segmentation levels, 2, 3, 4 and 5 segments precisely, every magnet segment length combination has been examined, finding the configuration that minimizes the magnet losses. These non-uniform segment configurations have been found to be more effective in the integer machines, reaching an improvement of more than 10% as far as losses in the magnets is concerned in some of the cases when compared to uniform segmentation.

This enables a reduction in the number of segments handled during assembly. Anyhow, the fabrication and assembly are subjects that should be carefully studied.

## VI. REFERENCES

- [1] Takanori Komatsu and Akihiro Daikoku, "Elevator Traction Machine Motors," Japan: Mitsubishi Electric, 2003.
- [2] J. F. Gieras and N. Bianchi, "Electric motors for light traction," *EPE Journal*, vol. 14, no. 1, pp. 12-23, Feb.2004.
- [3] C.Peter Cho, "Permanent Magnet Motors/Generators For Automotive Applications,"2009.
- [4] M. Mirzaei, A. BInder, and C. Deak, "3D Analysis of Circumferential and Axial Segmentation Effect on Magnet Eddy Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machines with Concentrated Windings," *International Conference on Electrical Machines ICEM*, 2010.
- [5] M. Markovic and Y. Perriard, "A simplified determination of the permanent magnet (PM) eddy current losses due to slotting in a PM rotating motor," Wuhan.: 2008, pp. 309-313.
- [6] Z. Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, "Analytical prediction of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets. I. Magnetostatic field model," 2 ed Beijing, China: Int. Acad. Publishers, 2001, pp. 806-809.
- [7] H. Polinder, H. Polinder, and M. J. Hoeijmakers, "Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine," *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, vol. 146, no. 3, pp. 261-266, 1999.
- [8] W.-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J.-C. Vannier, "Optimization of Magnet Segmentation for Reduction of Eddy-Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machine," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 381-387, 2010.
- [9] J. Wang, K. Atallah, R. Chin, W. M. Arshad, and H. Lendenmann, "Rotor Eddy-Current Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 7, pp. 2701-2707, 2010.
- [10] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, and D. A. Stone, "Rotor loss in permanent-magnet brushless AC machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 6, pp. 1612-1618, 2000.
- [11] Z. Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, "Analytical prediction of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets. II. Accounting for eddy current reaction field," 2 ed Beijing, China: Int. Acad. Publishers, 2001, pp. 810-813.
- [12] Z. Q. Zhu, D. Howe, and C. C. Chan, "Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 1, pp. 229-238, 2002.
- [13] J. D. Ede, K. Atallah, and G. W. Jewell, "Effect of Axial Segmentation of Permanent Magnets on Rotor Loss in Modular Permanent-Magnet Brushless Machines," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 43, no. 5 2007.
- [14] P. Rasilo and A. Arkkio, "Modeling the Effect of Inverter Supply on Eddy-Current Losses in Synchronous Machines," *Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pp. 861-865, 2010.
- [15] G. Ugalde, Z. Q. Zhu, J. Poza, and A. Gonzalez, "Analysis of Rotor Eddy Current Loss in Fractional Slot Permanent Magnet Machine," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM) Rome: 2010*, pp. 1-6.
- [16] P. Sergeant and A. Van den Bossche, "Segmentation of Magnets to Reduce Losses in Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4409-4412, 2008.
- [17] K. Yoshida, Y. Hita, and K. Kesamaru, "Eddy-Current Loss Analysis in PM of Surface-Mounted-PM SM for Electric Vehicles," in *12th Conference of the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG '99) Oct. 1999*, 36 ed USA: IEEE, 2000, pp. 1941-1944.
- [18] P. Madina, J. Poza, G. Ugalde, and G. Almandoz, "Magnet eddy current loss calculation method for segmentation analysis on permanent magnet machines," in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011) 2011*, pp. 1-9.

## VII. BIOGRAPHIES

**Patxi Madina** was born in Zumarraga, Spain, on December 19, 1985. He received the B. Sc. degree in electrical engineering from the University of Mondragon, Mondragon, Spain, in 2009, where he is currently working toward the Ph.D. degree.

His research interests are in the fields of permanent magnet synchronous machine design, modeling and thermal optimization.

**Javier Poza** was born in Bergara, Spain, in June 1975. He received the B.Sc. degree in electrical engineering from the University of Mondragon, Mondragon, Spain, in 1999, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the InstitutNational Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, in 2003.

In 2002, he joined the Electronics Department, Faculty of Engineering, University of Mondragon, where he is currently an Associate Professor. His current research interests include electrical machines design, modeling, and control. He participated in different research projects in the field of wind energy systems, lift drives, and railway traction.

**Gaizka Ugalde** received the B.Eng. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Mondragon, Mondragon, Spain, in 2006 and 2009, respectively.

In 2009 he joined the Department of Electronics, Faculty of Engineering, University of Mondragon, where he is currently an Associate Professor.

His current research interests include permanent magnet machine design, modeling and control. He has participated in different research projects in the field of lift drives, and railway traction.

**Gaizka Almandoz** was born in Arantz, Spain, in 1979. He received the degree in electrical engineering from the University of Mondragon, Mondragon, Spain, in 2003, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Mondragon, Mondragon, Spain, in 2008

In 2003 he joined the Department of Electronics, Faculty of Engineering, University of Mondragon, where he is currently an Associate Professor.

His current research interests include the electrical machine design, modeling and control. He has participated in different research projects in the field of wind energy systems, lift drives, and railway traction.



