DEPARTAMENTO DE AUTOMÁTICA, INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA E INFORMÁTICA INDUSTRIAL

—

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES

—

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

TESIS DOCTORAL

Analysis and Design Considerations of an Electric Vehicle
Powertrain regarding Energy Efficiency and Magnetic Field
Exposure

Texto para la obtención del grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica

Autor:

Pablo Moreno-Torres Concha

Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Madrid

Directores:

Jaime Rodríguez Arribas

Doctor Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Madrid

Marcos Lafoz Pastor

Doctor Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Madrid

Marzo 2016

Tribunal

Nombrado por el Magnífico y Excelentísimo Señor Rector de la Universidad Politécnica de Madrid el 2 de Marzo de 2016:

Presidente: _____

Vocal: _____

Vocal: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Suplente: _____

Suplente: _____

Realizado el acto de defensa y lectura de la Tesis el día 11 de Marzo de 2016 en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales (ETSII):

Calificación

EL PRESIDENTE

EL SECRETARIO

LOS VOCALES

A Lara,
mi mejor compañera en la tesis,
mi mejor compañera en la vida.

Agradecimientos / Acknowledgements

Son muchas las personas que han tenido algo que ver con el hecho de que yo haya iniciado una carrera profesional como investigador, y con que no haya cambiado de opinión durante estos primeros años, y creo que se han merecido una mención en este texto.

Mi primer agradecimiento va dirigido a cierto profesor de universidad que me vendió la moto y me engañó para hacer el doctorado (no es por quitarle mérito, pero la verdad es que se lo puse muy fácil). Gracias, Jaime, por la oportunidad, por la formación, por el esfuerzo, por el esmero, y por invitarme a comer con tanta frecuencia cuando era mileurista. Sobre todo por esto último.

Y gracias también a ti, Marcos, por todo lo anterior, pero especialmente por llevarle la contraria a Jaime cuando se ponía cabezón. Y por introducir esas muy necesarias reformas en el trabajo: la ruta de la tapa y la celebración del "toilet day".

Gracias a los compañeros de trabajo, y particularmente a Gus, a Marquitos, a Pablo Vélez y a Jorge. Empecemos:

Gus, sé que eres un hombre de pocas palabras en cuanto a agradecimientos se refiere; seré breve. Gracias por aguantar tanto frikismo, y gracias por enseñarme que un hombre puede llevarse un calambrazo de 500 V para, justo a continuación, sonreír y decir "creo que hay tensión". Y gracias por tus sonrisas al infinito y tus frases a medias. Sólo espero que algún día dejes de "estar muy a gusto en tu casa".

MB, te ha llegado el turno (este va a ser durillo...). Hemos sido algo más que compañeros de trabajo, hemos sido compañeros de tesis, y qué duda cabe de que has hecho que mi tesis fuese más llevadera (en realidad, caben todas las dudas del mundo...). Nos hemos pegado un 2015 de trabajar 7 días a la semana, escribiendo hasta medianoche, y consolándonos mutuamente cuando Matlab decía aquello de "Fatal error" o cuando Windows nos regalaba un pantallazo azul. Al final esta camaradería ha compensado tu infinita retahíla de chistes malos (bar de Soria, una rubia, y un MB que se viene arriba y piensa "voy a contarle un chiste sobre abejas") y tu obsesión por poner el despacho a 28º en pleno invierno ("es que me molesta llevar manga larga mientras trabajo").

Pablo Vélez, durante estos años hemos compartido muy buenos momentos, y probablemente coincidiras conmigo en que el mejor fue cuando conmutaste tu primer IGBT: "¡Conmuta, conmuta, jajajaja! (abrazo)". Tengo que reconocer que, para ser actor alternativo de dudosa reputación, no eres mala gente (aunque sigo sin fiarme de ti). Siempre nos unirán la pasión por las baterías, por el trabajo bien hecho y por la palabra bien escrita.

Jorge, gracias por traer la ingeniería mecánica a un mundo donde todos hablábamos el lenguaje de los amperios, por tu ayuda con la simu mecánica de la MSIP y sobre todo por "aportar ternura al grupo". Que la reluctancia esté contigo durante tu tesis.

Gracias también a todos aquellos compañeros de aventuras que me he cruzado a lo largo de estos 5 años: Emiliorrr, una de las pocas personas con las que aprender elementos finitos puede ser divertido; Franky, con el que lamentablemente aún no he podido trabajar codo con codo; David Talavera "Deivid", un solucionador de problemas como la copa de un pino; Mario, que amaba a partes iguales Simulink y los bares de tapas; y Yang, que tras mucho esfuerzo logró convencerme de que los chinos son superiores genéticamente a la hora de hacer simulaciones con elementos finitos.

Gracias también a todos aquellos que me han prestado un martillo (y una mano experta para usarlo) cuando lo he necesitado: Rodolfo, Rober, José Luis “cuerpo a tierra” y Dani.

Gracias a todos esos alumnos de proyecto de fin de carrera / grado / máster (me pongo a contar y me salen unos 20, por lo que me ahorraré vuestros nombres). La mayoría de vosotros no contribuisteis a la investigación, pero sí a hacerme mejor docente, que no es poco. Mención especial merecen Jerome Lourd, Pablo Vélez, Marta&Alberto y David Cid. Vosotros sí que me ayudasteis, y mucho, con la tesis.

I am also very grateful to all those people that shed some light on a world of darkness in which now, when I feel optimistic, I start to sense some shadows: my supervisors Prof. Jaime R. Arribas and Dr. Marcos Lafoz, Dr. Sjoerd Bosga, Professors Paco Blázquez and Elias Strangas, Dr. Reza Moghaddam, Dr. Cristina Vázquez, and one out of ten papers available at IEEEExplore.

Thanks to all that wonderful people that made my Swedish experience so great, both professionally and personally: Héctor Zelaya, Sjoerd Bosga, Robert Chin, the three secretaries of the Electrical Machines group in ABB CRC Sweden (best secretaries ever, shame I don't remember their names), Omer Ikram ul Haq, Luca Peretti, Reza Moghaddam, Dmitry Svehkarenko, Iakovos Manolas, Yang Yu, Giovanni Zanuso, Marc Ribó, Thomasz, Praveen Mayakar, George Karmiris, and many many more, including the rest of ABB employees belonging to the Electrical Machines and Motion Control group.

Gracias a Matlab (no me miréis así; cualquier doctorando en ingeniería sabe de lo que estoy hablando).

Gracias a todos esos amables y cansinos revisores que han criticado mis publicaciones como si de ello dependiera su existencia. Es impresionante lo que uno llega a aprender de una buena crítica.

Gracias, bruder, por tu apoyo y por ser co-inventor del “aluniniwon”. Por cada cosa que nos hace tan distintos hay otra que nos hace muy parecidos, y sospecho que la faceta profesional es una de estas últimas.

Gracias, mamá, por animarme a perseguir lo que más me gustaba, sin importar la dificultad del camino a recorrer. Somos de disciplinas muy distintas, casi antagónicas, y sin embargo hemos descubierto durante estos 5 años que nuestras profesiones tienen mucho en común. Siempre has dicho “ojalá mis hijos no sean unos pringaos como lo soy yo”. Sé que en el fondo te hace feliz que lo seamos. Muy en el fondo...

Gracias, Zaira, porque jamás podría haber imaginado que un bebé pudiese ayudar tanto a su padre con la tesis. No es solo que te hayas portado increíblemente bien, sino que tus sonrisas y tus “¡Aah!” han compensado esas jornadas de tropecientas horas frente a un monitor. ¡Qué mayor motivación para terminar la tesis, que cambiar el despacho y el ordenador por el salón y por todos esos juguetes desparramados por el suelo!

Y gracias, Lara, por todo lo que ya sabes, por todo lo que te puedas imaginar, y por todo lo demás. Esta tesis es tan tuya como mía, y aunque no aparezca en tu CV deberías estar tan orgullosa como yo. Sonríe, porque lo hemos conseguido: ¡hemos terminado la “maldita tesis de las narices”!

Nota del autor

5 de junio de 2015. Aún queda un largo camino. Mucho camino, demasiado camino... Muchos pensarían que escribir esta nota meses antes de depositar la tesis da mala suerte. Otros pensarían "Este tío es un impaciente, o está muy quemado". Incluso alguno pensaría "Este tío es idiota". Probablemente todos tengan razón. O más bien casi todos.

El motivo de haber elegido esta fecha para escribir esta página no es casual. Hace exactamente 5 años que empecé este periplo que es el doctorado. Lo empecé con toda la ilusión e ignorancia de las que sólo un recién licenciado puede hacer gala sin acomplejarse. 5 años más tarde, sigo teniendo la misma ilusión, y espero que un poco menos de ignorancia. Han sido 5 años de crecimiento profesional e intelectual; 5 años de compaginar trabajo, tesis, familia y salud mental. 5 años de felicidad, profesional y de cualquier otro tipo. ¿Qué más se puede pedir?

¿Felicidad profesional? Sí. No estoy diciendo que el doctorado no haya sido duro, estoy diciendo que lo he disfrutado. Lo cual me convierte en una especie de "masoquista intelectual", si se me permite el concepto. Porque la tesis es precisamente eso: sufrir haciendo lo que te gusta. Sufrir generando conocimiento, muchas veces sin conseguirlo. Sufrir durante días o semanas para alcanzar ese pequeño hito, para dar ese pequeño paso que tanto ha costado y que tantísima satisfacción produce cuando se alcanza, para inmediatamente afrontar el siguiente y volver a empezar esta especie de ciclo intelectual masoquista que es la investigación.

Dicen los que saben de esto que, a medida que un investigador se desarrolla y adquiere experiencia, se sufre menos y se disfruta más. Tras mis primeros cinco años en este mundillo, estoy convencido de que tienen razón. Y esto me ilusiona enormemente. ¿Cómo podría ser de otra manera, si lo que me están diciendo es que algo que me apasiona irá a mejor?

Estoy deseando verlo.

Resumen y principales contribuciones

En esta tesis se analiza el sistema de tracción de un vehículo eléctrico de batería desde el punto de vista de la eficiencia energética y de la exposición a campos magnéticos por parte de los pasajeros (radiación electromagnética). Este estudio incluye tanto el sistema de almacenamiento de energía como la máquina eléctrica, junto con la electrónica de potencia y los sistemas de control asociados a ambos. Los análisis y los resultados presentados en este texto están basados en modelos matemáticos, simulaciones por ordenador y ensayos experimentales a escala de laboratorio.

La investigación llevada a cabo durante esta tesis tuvo siempre un marcado enfoque industrial, a pesar de estar desarrollada en un entorno de considerable carácter universitario. Las líneas de investigación acometidas tuvieron como destinatario final al diseñador y al fabricante del vehículo, a pesar de lo cual algunos de los resultados obtenidos son preliminares y/o excesivamente académicos para resultar de interés industrial.

En el ámbito de la eficiencia energética, esta tesis estudia sistemas híbridos de almacenamiento de energía basados en una combinación de baterías de litio y supercondensadores. Este tipo de sistemas son analizados desde el punto de vista de la eficiencia mediante modelos matemáticos y simulaciones, cuantificando el impacto de ésta en otros parámetros tales como el envejecimiento de las baterías. Respecto a la máquina eléctrica, el estudio se ha centrado en máquinas síncronas de imanes permanentes. El análisis de la eficiencia considera tanto el diseño de la máquina como la estrategia de control, dejando parcialmente de lado el inversor y la técnica de modulación (que son incluidos en el estudio como fuentes adicionales de pérdidas, pero no como potenciales fuentes de optimización de la eficiencia). En este sentido, tanto la topología del inversor (trifásico, basado en IGBTs) como la técnica de modulación (control de corriente en banda de histéresis) se establecen desde el principio.

El segundo aspecto estudiado en esta tesis es la exposición a campos magnéticos por parte de los pasajeros. Este tema se enfoca desde un punto de vista predictivo, y no desde un punto de vista de diagnóstico, puesto que se ha desarrollado una metodología para estimar el campo magnético generado por los dispositivos de potencia de un vehículo eléctrico. Esta metodología ha sido validada mediante ensayos de laboratorio. Otros aspectos importantes de esta contribución, además de la metodología en sí misma, son las consecuencias que se derivan de ella (por ejemplo, recomendaciones de diseño) y la comprensión del problema proporcionada por esta.

Las principales contribuciones de esta tesis se listan a continuación: una recopilación de modelos de pérdidas correspondientes a la mayoría de dispositivos de potencia presentes en un vehículo eléctrico de batería, una metodología para analizar el funcionamiento de un sistema híbrido de almacenamiento de energía para aplicaciones de tracción, una explicación de cómo ponderar energéticamente los puntos de operación par-velocidad de un vehículo eléctrico (de utilidad para evaluar el rendimiento de una máquina eléctrica, por ejemplo), una propuesta de incluir un convertidor DC-DC en el sistema de tracción para minimizar las pérdidas globales del accionamiento (a pesar de las nuevas pérdidas introducidas por el propio DC-DC), una breve comparación entre dos tipos distintos de algoritmos de minimización de pérdidas para máquinas síncronas de imanes permanentes, una metodología predictiva para estimar la exposición a campos magnéticos por parte de los pasajeros de un vehículo eléctrico (debida a los equipos de potencia), y finalmente algunas conclusiones y recomendaciones de diseño respecto a dicha exposición a campos magnéticos.

Abstract and main contributions

This dissertation analyzes the powertrain of a battery electric vehicle, focusing on energy efficiency and passenger exposure to electromagnetic fields (electromagnetic radiation). This study comprises the energy storage system as well as the electric machine, along with their associated power electronics and control systems. The analysis and conclusions presented in this dissertation are based on mathematical models, computer simulations and laboratory scale tests.

The research performed during this thesis was intended to be of industrial nature, despite being developed in a university. In this sense, the work described in this document was carried out thinking of both the designer and the manufacturer of the vehicle. However, some of the results obtained lack industrial readiness, and therefore they remain utterly academic.

Regarding energy efficiency, hybrid energy storage systems consisting in lithium batteries, supercapacitors and up to two DC-DC power converters are considered. These kind of systems are analyzed by means of mathematical models and simulations from the energy efficiency point of view, quantifying its impact on other relevant aspects such as battery aging. Concerning the electric machine, permanent magnet synchronous machines are studied in this work. The energy efficiency analysis comprises the machine design and the control strategy, while the inverter and its modulation technique are taken into account but only as sources of further power losses, and not as potential sources for further efficiency optimization. In this sense, both the inverter topology (3-phase IGBT-based inverter) and the switching technique (hysteresis current control) are fixed from the beginning.

The second aspect studied in this work is passenger exposure to magnetic fields. This topic is approached from the prediction point of view, rather than from the diagnosis point of view. In other words, a methodology to estimate the magnetic field generated by the power devices of an electric vehicle is proposed and analyzed in this dissertation. This methodology has been validated by laboratory tests. The most important aspects of this contribution, apart from the methodology itself, are the consequences (for instance, design guidelines) and the understanding of the magnetic radiation issue provided by it.

The main contributions of this dissertation are listed next: a compilation of loss models for most of the power devices found in a battery electric vehicle powertrain, a simulation-based methodology to analyze hybrid energy storage performance in traction applications, an explanation of how to assign energy-based weights to different operating points in traction drives (useful when assessing electrical machine performance, for instance), a proposal to include one DC-DC converter in electric powertrains to minimize overall power losses in the system (despite the new losses added by the DC-DC), a brief comparison between two kinds of loss-minimization algorithms for permanent magnet synchronous machines in terms of adaptability and energy efficiency, a predictive methodology to estimate passenger magnetic field exposure due to power devices in an electric vehicle, and finally some useful conclusions and design guidelines concerning magnetic field exposure.

Tabla de Contenido / Table of Contents

Chapter 1. Introduction.....	1
 Chapter 2. Energy Efficiency and Battery Aging in Hybrid Energy Storage Systems for Electric Vehicles.....	3
2.1. Introduction.....	3
2.2. Hybrid energy storage systems for electric vehicles	4
2.2.1. Brief overview of ESSs for traction applications.....	4
2.2.2. HESS for electric vehicles: power topologies and associated control strategies....	6
2.3. HESS modelling: Energy storage capacity and power losses	11
2.3.1. Lithium-ion battery model	11
2.3.2. Supercapacitor model	20
2.3.3. Power losses model of interleaved DC-DC converters	25
2.3.4. Vehicle model and driving cycles	29
2.4. HESS dimensioning for EVs: Impact of hybridization percentage on performance, energy efficiency and battery aging.....	33
2.4.1. Topology 3: Two stage batteries / supercapacitors.....	33
2.4.1. Topology 4: Two stage supercapacitors / batteries.....	40
2.5. Summary and conclusions	43
2.6. References	45
 Capítulo 3. Diseño del rotor de una máquina síncrona de imanes permanentes interiores y de su correspondiente estrategia de control de máxima eficiencia para accionamientos de tracción	49
3.1. Introducción	49
3.2. Optimización del diseño geométrico del rotor de una MSIPI de flujo radial en base al par medio y al rizado de par	50
3.2.1. Especificaciones de diseño	50
3.2.2. Variables de diseño	51
3.2.3. Función objetivo del proceso de optimización. Determinación de los pesos de la función objetivo a partir de las matrices de contingencia temporal y energética	56
3.2.4. Optimización mediante el método de la fuerza bruta. Diseño óptimo	60
3.2.5. Velocidad máxima. Consideraciones mecánicas, térmicas y de fabricación. Diseño final	64

3.3. Feasibility analysis of synchronous machines for injection-based sensorless control. Application to the designed 3-kW PMSM	68
3.3.1. Introduction	68
3.3.2. Injection-based Sensorless Control	69
3.3.3. Methodology to assess the suitability of a synchronous machine for sensorless control by means of high frequency voltage injections	72
3.4. Evaluación y análisis de las pérdidas en el accionamiento. Ventajas de emplear una tensión de continua variable. Modelo de una MSIPI. Trayectorias MTPA y ME. Control de corriente por banda de histéresis	84
3.4.1. Pérdidas en la máquina eléctrica	84
3.4.2. Pérdidas en el inversor trifásico	100
3.4.3. Optimización energética del accionamiento mediante la variación de la tensión de continua	104
3.4.4. Modelo de una MSIPI. Trayectorias MTPA y ME	105
3.4.5. Control de corriente de la MSIPI: trayectoria MTPA control de corriente por banda de histéresis	113
3.5. Validación del diseño y del modelo de pérdidas mediante ensayos de laboratorio.....	114
3.5.1. Fuerza contraelectromotriz en vacío	115
3.5.2. Trayectoria MTPA.....	115
3.5.3. Frecuencia de conmutación promedio	115
3.5.4. Pérdidas en vacío	117
3.6. Análisis de sensibilidad de la trayectoria MTPA ante variación de algunos parámetros. Beneficios de una estrategia de control adaptativa.....	119
3.6.1. Variación de la MTPA con la temperatura de los imanes	119
3.6.2. Variación de la MTPA con la temperatura de las chapas magnéticas	121
3.6.3. Variación de la MTPA tras una desmagnetización irreversible de los imanes... ..	122
3.6.4. Otras perturbaciones que podrían afectar a la trayectoria MTPA.....	124
3.6.5. Motivación para el desarrollo de estrategias de control adaptativas	124
3.7. Control de máxima eficiencia energética en MSIPIs funcionando a velocidad constante: seguimiento del punto de mínimas pérdidas (<i>Minimum Losses Point Tracking</i> o MLPT)	125
3.7.1. Introducción y antecedentes.....	125
3.7.2. <i>Minimum Losses Point Tracking</i> (MLPT).....	126
3.7.3. Resultados de simulación.....	131
3.7.4. Resultados experimentales preliminares	135
3.7.5. Conclusiones preliminares y próximos pasos	142
3.8. Resumen y conclusiones.....	143
3.9. Bibliografía.....	146

Capítulo 4. Metodología predictiva para la evaluación del campo magnético a bordo de un vehículo eléctrico y criterios de diseño para reducir la exposición de los pasajeros 151

4.1. Introducción	151
4.2. Campos electromagnéticos a bordo de un vehículo eléctrico	152
4.2.1. Descripción del problema. Generación de campos electromagnéticos en accionamientos eléctricos. Aproximación cuasiestática	152
4.2.2. Bioelectromagnetismo y vehículos eléctricos. Características del campo generado por un accionamiento de tracción	156
4.2.3. Límites recomendados y niveles de referencia a la exposición a campos electromagnéticos	159
4.2.4. Antecedentes y estudios previos	162
4.3. Metodología para la evaluación del campo magnético creado por los distintos componentes del tren de tracción de un vehículo eléctrico. Aplicación al inversor y a las baterías	164
4.3.1. Motivación	164
4.3.2. Alcance. Justificación de la elección de las baterías y el inversor. Localización relativa de los dispositivos de potencia respecto a los asientos de los pasajeros	165
4.3.3. Estimación del campo generado por un dispositivo individual mediante el método de los elementos finitos. Aplicación al inversor y a las baterías	168
4.3.4. Validación de los resultados mediante medidas experimentales	180
4.3.5. Evaluación de los resultados obtenidos para el inversor	186
4.3.6. Apantallamiento magnético del inversor	191
4.3.7. Extrapolación de los resultados a un pack completo de baterías	192
4.4. Consideraciones adicionales	196
4.4.1. Consideraciones acerca de otras fuentes de campo magnético en el VE y acerca de exposiciones a múltiples frecuencias	196
4.4.2. Consideraciones acerca de otros factores que afectan a la exposición	196
4.4.3. Consideraciones acerca de la carga rápida	196
4.4.4. Consideraciones acerca de otros vehículos y otros tipos de vehículos eléctricos	197
4.5. Recomendaciones de diseño para reducir la exposición a campos magnéticos de los pasajeros de un vehículo eléctrico	197
4.6. Conclusiones	199
4.7. Bibliografía	200

Chapter 5. Conclusions and future work..... 203

Chapter 1

Introduction.

From the beginnings of humankind, transportation systems have been an essential part of human life. One of the oldest and most important inventions of all time is, after all, the wheel, which enabled the development of transport modes other than human-powered. Nowadays, it is almost impossible to find any human activity that does not require from some kind of transportation or another. It is quite clear that economic growth is, and has always been, dependent on increasing the capacity and effectiveness of transportation systems, since better transport allows for more trade and a greater spread of people. Imagine for just one second what a worse transportation would imply for trade, city mobility or tourism all over the world.

However, transport has important consequences not only economically, but also environmentally. Transport infrastructures and operation have a great impact on the land, the sea, and the sky. Transportation has enabled prosperity and globalization, and at the same time has caused pollution and global warming. It could be stated that transportation is positive and negative at the same time. A fine example of this “tragedy of the commons” paradox is automotive transportation in large cities: it provides flexibility and comfortability for the individual while it deteriorates the urban environment for everyone.

Given that transport has grave and severe effects on the environment and eventually on human’s health, transportation without sustainability is not sufficient anymore. Humankind is immersed in the information age, in a digital revolution, which is characterized by many good things, one of them being energy efficiency. Transportation systems must become more sustainable, and thus they must become more efficient.

Electric vehicles provide an excellent opportunity to improve the sustainability of road transportation systems, especially in urban environments. Without discussing whether the well-to-wheel efficiency of electric vehicles is higher than that of internal combustion vehicles in general, it is clear that electric vehicles have zero *in situ* emissions, higher efficiency in urban environments (partially due to regenerative braking) and lower acoustic noise. These three advantages are reason more than enough to move towards electric mobility.

Electric vehicles are moving towards technological maturity, and many car companies have already developed their own models. Sales are finally starting to take off, reaching market shares of around 1% in most developed countries. This value was ten times lower when this PhD was started, five years ago. These are of course welcome news, but there is still much room for improvement. The automotive industry is a high inertia system that is making electric cars with the perspective of conventional cars manufacturers, which is understandable but also not optimal. Electric mobility does not mean just technology replacement: It is not enough to replace fuel tanks, combustion motors and gas stations with batteries, electric motors and charging stations, respectively. One must look at the bigger picture and face the design problem globally. Easier said than done.

In this thesis, focus was put on two very specific aspects of electric traction drives, but from a global point of view. The first aspect constitutes one of the potential advantages of electric vehicles: energy efficiency. It is the author's opinion that electric vehicles may – and should be – more efficient than internal combustion vehicles. However, this could not be true in practice due to the technological leap that separate both alternatives: while the latter may be considered a perfected technology, the former are still in development. It is time to try to shorten that leap.

To address the energy efficiency problem effectively, one must assess it device by device, but also globally. Consider the following example: The topology of a hybrid energy storage system is chosen based on its energy efficiency only, the resulting topology having one limitation, which is that the DC-link voltage cannot be freely varied (for instance, because there are batteries directly connected to it; see Chapter 2). Then, the combination inverter+electric machine is analyzed, finding that it would be extremely convenient to vary the DC-link voltage as a function of the vehicle speed to optimize losses in the inverter and in the iron of the machine (as explained in Chapter 3). However, this cannot be done, because the voltage has been fixed by the choice of topology for the energy storage system.

The second aspect analyzed in this thesis is electromagnetic radiation, which constitutes an excellent example of new challenges created by electric mobility. In electric vehicles, passengers sit very close to an electric system of significant power, usually for a considerable amount of time. The high currents achieved in these systems and the short distances between the power devices and the passengers mean that the latter could be exposed to significant magnetic fields. This implies that it becomes necessary to evaluate the electromagnetic environment in the interior of these vehicles before putting them in the market. Moreover, the hazards of magnetic field exposure must be taken into account when designing electric vehicles and their components.

Again, electromagnetic radiation must be assessed both individually and globally. Ideally, a vehicle designer would like to comply with magnetic field restrictions while having room for optimizing the system in other terms, such as the aforementioned energy efficiency. This will be possible depending on the optimization criteria. Be that as it may, the worst-case scenario is that electromagnetic radiation will impose constraints to the optimization problem. Again, consider the following example: When choosing the switching frequency for the inverter of a traction drive, one could take efficiency and acoustic noise into account and select 3 kHz. However, this value is particularly detrimental from the point of view of electromagnetic radiation, as described in Chapter 4.

In this thesis, both energy efficiency and electromagnetic radiation are analyzed. The former is addressed in Chapters 2 and 3: The first one focuses on the energy storage side of the traction drive, while the second one focuses on the electrical machine side. Electromagnetic exposure is dealt with in Chapter 4. This way, the document starts with the source of energy (the energy storage system), continues with the main receiver of energy (the machine, and from there the vehicle, energy losses included) and finishes with a last undesired receiver of energy: the passengers.

Regarding the language, the document is written both in Spanish and in English as dictated by the rules of the Universidad Politécnica de Madrid.

Chapter 2

Energy Efficiency and Battery Aging in Hybrid Energy Storage Systems for Electric Vehicles.

1. Introduction.

This chapter focuses on the Energy Storage System (ESS) of an Electric Vehicle (EV). Namely, Hybrid Energy Storage Systems (HESSs), consisting in a combination of batteries and supercapacitors (SCs), are analyzed from the energy storage dimensioning point of view and its influence on energy efficiency for different topologies. Besides, some considerations regarding battery aging are also included. The whole system studied in this part of the dissertation comprises the following elements: a battery pack (lithium ion batteries), a supercapacitors pack (Electric Double Layer Capacitors or EDLCs), one or two DC-DC converters (depending on the power topology under study), and an equivalent load which behaves as a model of the EV (including motion resistances and inertia).

The main objectives of this part of the thesis are the following:

- 1) To develop accurate loss models of both ESSs under study: lithium ion batteries and EDLCs.
- 2) To perform a qualitative analysis of the possible power topologies for HESSs consisting in two power sources and one bidirectional load.
- 3) To perform a qualitative analysis of the energy efficiency and battery aging of a few selected topologies as a function of the hybridization percentage, defined as the ratio of supercapacitors weight to the total ESS weight (batteries + supercapacitors).

As this part of the thesis was the last one to be developed, the work described in this chapter has not been published elsewhere yet. However, there are four publications related to the topic of this chapter (in chronological order):

- 1) [Conference]: **"Flexible low-cost system to test batteries and ultracapacitors for electric and hybrid vehicles in real working conditions"**, International Electric Vehicle Symposium (EVS 27), Barcelona, 2013 [1].
- 2) [Conference]: **"Energy Storage Systems for Electric Vehicles: Performance Comparison based on a Simple Equivalent Circuit and Experimental Tests"**, International Electric Vehicle Symposium (EVS 27), Barcelona, 2013 [2].
- 3) [Patent application]: **"Sistema de Aprovechamiento de Energía Eléctrica Regenerada por un Tren o Disponible en Catenaria, por parte de un Vehículo Eléctrico, y Procedimiento Asociado"**, ES2543129 (A1), 2014 [3].

- 4) [Conference]: “**Multifunctional Test Bench for the Emulation and Testing of Electric Vehicle Fast-Charging from Urban Railway Power Lines**”, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'15), 2015 [4].

2. Hybrid energy storage systems for electric vehicles.

2.1. Brief overview of ESSs for traction applications.

There are many types of energy storage technologies, which are generally classified according to their nature: electromagnetic (capacitors and inductors), mechanical (flywheels, compressed air and hydro pumping), chemical (batteries and fuel cells) and thermal (molten salts). When dealing with electrical drives and systems, energy storage systems are devices with the ability to store energy in different forms and convert it to electrical energy, either directly or indirectly. Figure 2.1 shows a classification of ESSs for electric systems.

Figure 2.1. Energy storage technologies and devices (SMES= Superconducting Magnetic Energy Storage, CAES= Compressed Air Energy Storage, HPES=Hydro Pumped Energy Storage). Figure extracted from [5].

Electrical ESSs may also be classified according to their purpose. It is the author opinion that such a classification is more useful from the electrical engineering point of view. Generally speaking, there are three types of devices: energy density storage (such as batteries and fuel cells/H₂), power density storage (such as supercapacitors and flywheels) and massive storage (such as CAES and HPES). Obviously, these three categories are strongly related to the Ragone chart, which compares the performance of different energy storage technologies in terms of energy and power density. An example of such a plot is shown in Figure 2.2b for ESSs used for transport applications.

Figure 2.2. (a) Comparison of rated power, energy content and discharge time for different ESSs [6]. (b) Ragone chart comparing power and energy density of different energy sources for vehicles.

For electric vehicles, only a few of the above technologies are applicable, namely batteries, fuel cells, supercapacitors and flywheels. Batteries and fuel cells compete against each other, as they are both energy density storage systems. Nowadays batteries are way ahead in terms of Technology Readiness Level (TRL), Regulatory Readiness Level (RRL) and Customer Readiness Level (CRT) [7-9]. Research on new battery chemistries such as lithium-metal, lithium-sulfur or metal-air is both promising and optimistic at the same time, as shown in Figure 2.3.

Figure 2.3. Commercially available battery technologies and new promising battery technologies.

Similarly, supercapacitors and flywheels are two alternatives that accomplish the same purpose: power density storage. As with the batteries, supercapacitors are currently superior for transport applications both technically and commercially. Supercapacitors have more power density and better efficiency, lower cost, and they are much easier to install and maintain, but they show shorter lifetime and they cannot be designed for a specific power and energy at the same time (since both magnitudes are coupled) [6, 9-11].

Current commercial hybrid and electric vehicles use batteries as the only electrical ESS, as shown in Table 2.1. Future EVs will most likely evolve towards HESS consisting in batteries and supercapacitors.

Table 2.1. List of most popular electric cars currently available, including their energy storage technology. Ordered by type of vehicle and year of release.

Model	Year ¹	Type ²	ESS	Capacity
Ford Focus Electric	2011	BEV	Lithium-ion battery	23 kWh
Renault Fluence Z.E.	2011	BEV	Lithium-ion battery	22 kWh
Nissan Leaf / Venucia e30	2013	BEV	Lithium-ion battery	24 kWh
Chevrolet Spark EV	2013	BEV	Lithium-ion battery	21.3 kWh
BMW i3	2014	BEV	Lithium-ion battery	22 kWh
Tesla Model S	2014	BEV	Lithium-ion battery	70-85 kWh
Mitsubishi i MiEV / Peugeot iOn / Citroën C-Zero	2015	BEV	Lithium-titanate battery	16 kWh
Volkswagen e-Golf	2015	BEV	Lithium-ion battery	24.2 kWh
Toyota Prius (XW20) / Toyota Prius (XW30)	2004 / 2010	HV	NiMH battery	1.3 kWh
Toyota Prius (XW35)	2012	PHV	Lithium-ion battery	4.4 kWh
Chevrolet Volt / Opel Ampera	2015	PHV	Lithium-ion battery	17.1 kWh

¹ Year when the latest model was released commercially.

² BEV=Battery Electric Vehicle. HV=Hybrid Vehicle. PHV=Plug-in Hybrid Vehicle.

2.2. HESS for electric vehicles: power topologies and associated control strategies.

Hybrid Energy Storage Systems are complex systems with many alternatives in terms of both topologies and control strategies. In the case of EVs, most HESS proposals comprise only two power sources (batteries / fuel cells combined with supercapacitors / a flywheel) and one bidirectional load (the traction drive). For such a two-source single-load boost configuration, there are only 7+1 possible power topologies, as resumed in Table 2.2 [8, 12, 13].

As stated in Table 2.2, the control capabilities of the seven topologies are very different. Therefore, the possible control strategies will be very different as well. Some of the topologies have little room for optimization, while others must use carefully designed controls to get the most of them.

In the following pages, all 7+1 topologies will be briefly commented and analyzed one by one. All the power converters mentioned in the following pages are bidirectional unless stated otherwise.

2.2.1. Topology 1: Passive parallel unbuffered.

It is the simplest topology, and that is its only advantage. In fact, it is not really an advantage: one could say that this topology is too simple, as there is no way to control the system. As the batteries and the supercapacitors are in parallel, current distribution between both of them will be imposed by their impedances and other parasitic elements [14, 15]. This means that there is no way to control how much current each ESS will provide, especially when considering that their impedances are not constant: they vary with the state of charge, the temperature, and with aging. Besides, voltages are uncontrolled and it is impossible to use the whole energy capability of the batteries as well as the whole power capability of the supercapacitors [16].

For power applications such as EVs, it is difficult to justify this topology, even when taking into account that it is the only one that does not use power electronics.

2.2.2. Topology 2: Passive parallel buffered.

This topology is very similar to the first one, but the addition of a DC-DC converter allows controlling the DC voltage [8, 17]. Besides, the converter implies some protective capabilities (e.g. overcurrent, overcharge), although it is not possible to distinguish between the batteries and the supercapacitors, and in case of trigger the whole HESS would be stopped. With this topology, the DC-DC converter has to be of the same power as the load, which for EVs applications means that it must be able to deliver the maximum instantaneous power demanded by the traction drive.

It is the author's opinion that this topology makes no sense in EVs, since it implies wasting either the DC-DC or the supercapacitors (unless the latter are used as filter instead of conventional capacitors, in which case the system cannot be considered a true HESS).

2.2.3. Topology 3: Two stage battery / supercapacitors.

This is the first topology that allows direct control of one power source, and therefore indirect control of the other one when the load profile is known. More importantly, the battery and the supercapacitors operate at different voltages, which allows their specific power and energy to be optimized [13].

In this topology, the DC-DC (which is usually unidirectional) keeps the batteries under control, which is preferable to the supercapacitors as the former are more sensitive to extreme operation (high current, overdischarge...). In other words, the converter is placed so that it protects the weakest ESS. However, this advantage comes at the expense of the under-use of the supercapacitors, as their voltage will most likely be constrained within a narrow range. This under-use implies that the capability of the supercapacitors to provide/absorb power peaks is

reduced, which in turn places more demanding operating conditions on the batteries. Besides, high DC-link voltages imply equalization issues in the supercapacitor pack.

Table 2.2. Two-source one-load HESS boost topologies. Source: Prepared by the author.

Number	Name	Controlled variables	Number of DC-DC converters (and relative power)	Schematic
1	Passive parallel unbuffered	None	0	
2	Passive parallel buffered	U_{DC}	1 (100%)	
3	Two stage battery / SCs	I_{BAT}	1 ($\ll 100\%$)	
4	Two stage SCs / battery	I_{UC}	1 ($\leq 100\%$)	
5	Cascaded battery / SCs	U_{DC} I_{BAT} I_{UC}	2 1 (100%) 1 ($\ll 100\%$)	
6	Cascaded SCs / battery	U_{DC} I_{BAT} I_{UC}	2 (100%)	
7	Parallel active	U_{DC} I_{BAT} I_{UC}	2 ($\leq 100\%$)	
7'	Multiple input converter	U_{DC} I_{BAT} I_{UC}	2 ($\leq 100\%$)	

¹ This nomenclature is not standard. These names have been given by the author, and some of them are based on those used in other publications.

² Power of each DC-DC converter relative to the maximum power demanded by the load.

The control strategy for this topology is quite simple, as the DC-DC must control the DC-link voltage U_{DC} (which is also the supercapacitors voltage) by charging/discharging the batteries. This control should allow U_{DC} to vary within a certain range so that the supercapacitors are used as effectively as possible [16]. For example, a time-averaged load current is used as current reference for the batteries in [14].

As this is one of the topologies that will be further analyzed in section 4, the control strategy used in this thesis will be further discussed later in this chapter.

2.2.4. Topology 4: Two stage supercapacitors / battery.

This is probably the most studied topology overall. Contrarily to the previous topology, the supercapacitors voltage may vary in a wide range (usually from 40% to 100%, which implies using around 75% of their capacity). In addition, their rated voltage may be lower (when compared to the previous topology). However, the converter needs to be of higher power in order to handle the supercapacitors power. Another limitation of this alternative is that the DC-link voltage U_{DC} cannot be varied, as it is imposed by the battery pack [16, 18].

This is the first topology that must use complex control strategies, as there is no obvious way to control the system. The simplest way consists in rule-based strategies that cannot perform optimally. Examples of such rule-based controls are given in [19-21] (the last one uses a modified topology: a switched capacitor converter). Particularly interesting is the work presented in [22], in which three rule-based control strategies are tested with three different goals: optimal power split between the batteries and the supercapacitors, losses minimization, and SoC optimization. The study concludes that even a simple control strategy enables efficient energy savings (when compared to conventional non-hybrid ESSs).

To further increase the performance of the system, different advanced control strategies have been developed. One of the proposals in the literature includes a model predictive control which reduces the discharge intensity of the battery to maximize its lifetime [23]. Another alternative is analyzed in [18, 19], in which neural networks are trained by means of a power losses optimization problem for different driving cycles. Finally, a multiobjective optimization problem is solved in [24] using dynamic programming to prolong battery lifetime and to reduce power losses. The online implementation of the optimal power split is also accomplished based on neural networks.

This is the second topology that will be further analyzed in section 4.

2.2.5. Topology 5: Cascaded battery / supercapacitors.

This is the first topology that includes two DC-DC converters, although the one connecting the batteries is usually unidirectional [16, 25]. Its functionality is similar to that of topology 3, with two significant improvements. The first one is that the supercapacitors voltage may be varied in a wider range, which implies better using of their capacity (provided that the second DC-DC converter is stable for the whole voltage range and taking into account that the lower the voltage, the higher the current [12]). At the same time, DC-link voltage is no longer tied to one of the ESSs, so it can be either kept constant or varied depending on the operating point of the traction drive (as will be discussed in Chapter 3, a variable DC-link voltage implies better energy efficiency in the inverter and in the electrical machine).

However, the extra DC-DC converter increases the cost and the weight of the vehicle, especially when considering that it must handle the total load power [13]. In other words, this topology does not benefit from power sharing, which is a major disadvantage. Another handicap of this alternative is the energy efficiency: as most of the energy used to drive the EV comes from the batteries, it is not optimal to use two DC-DC converters to provide energy from the batteries to the traction drive.

As the DC-link voltage is imposed by the inverter and the electrical machine, cascaded topologies imply that the ESS voltages can be lower than in other configurations [8], which reduces balancing issues and increases the short-circuit safety of the vehicle. However, this also implies higher currents and therefore higher losses and higher exposure to magnetic fields by passengers, as analyzed in Chapter 4.

As explained later, this topology is surpassed by topology 7 for EV applications, and therefore is not considered in section 4.

2.2.6. Topology 6: Cascaded supercapacitors / battery.

This topology also comprises two DC-DC power converters. And it does so in a very ineffective way, since the power of both converters must be equal to the maximum power demanded by the traction drive (if the supercapacitors are to perform at its maximum capability). Besides, the batteries are not as protected as in topology 5. However, this topology is superior to the previous one in terms of reliability, as the system can operate even if the supercapacitors or their converter are out of service for any reason. For applications with high voltages, balancing issues in the supercapacitors can make this the only feasible topology.

As with topology 5, this alternative is technically inferior to the next one, and thus is left out of the analysis in section 4.

2.2.7. Topology 7: Parallel active.

This topology is receiving a lot of focus lately, since it is arguably the most flexible topology for EV applications. Indeed, it has flexible operating voltages and provides explicit power sharing control [8, 13]. Besides, it is more stable than both cascaded topologies and it should be more energy efficient as well [12].

For the reasons stated above, this alternative is preferred to both cascaded configurations for traction applications. However, it is not clear whether this topology is better than those with only one DC-DC converter, as some authors claim that two power converters imply too much weight [22]. Besides, the extra power losses added by the second converter could worsen the overall energy efficiency of the system in some cases.

Regarding the control strategy, plenty proposals can be found in the scientific literature. As with topology 4 (which is the other one that has been extensively analyzed by the research community), there are two main groups of control strategies: those based on rules, and those based on advanced control techniques. For instance, a comparison of four rule-based energy management strategies is presented in [26]: source resistance strategy (losses minimization), vehicle acceleration strategy (vehicle performance maximization), filtration strategy (based on decomposing the demanded current into a low frequency and a high frequency components; the former is provided by the batteries and the latter by the supercapacitors) and variable saturation current strategy (the batteries provide power up to a certain point, the supercapacitors provide the rest). Other worthy example of a rule-based control can be found in [27].

Advanced control strategies include a predictive control algorithm capable of determining a power-mix in real time, based on the expected load demand and loss models for all system components [13].

This is the third and last topology that would be eligible for further analysis in section 4. However, due to cost and weight constraints, it is not clear whether this topology would actually be considered for an EV. Hence, it has been left out of the analysis. Future work will include this topology.

2.2.8. Topology 7': Multiple input converter.

Multiple input converter topologies were proposed in order to reduce the cost of the overall parallel active system as described in the previous subsection [16]. This cost reduction is achieved by reducing the number of power devices in the system (for instance, two or more energy sources can share one single inductor [8]).

As multiple input converters are actually a modification of topology 7, and considering that their configuration is not unique (for instance, three different topologies are presented in [28]), they are not specifically included in the analysis of section 4.

2.2.9. Topologies overview. Design considerations.

There are many technical and economic aspects to consider when designing an HESS for an EV application. As described in previous subsections, each of the 7 possible topologies presents advantages and disadvantages in terms of voltage flexibility, control flexibility, control complexity, effective capacity utilization, number and size of DC-DC converters (which includes weight, volume and cost), and system reliability and redundancy. All this information has been briefly included in Table 2.3 for the convenience of the reader. This Table also serves as conclusions for this section.

Table 2.3. Overview of HESS topologies. Only three categories are considered: good, fair, and bad. This table complements Table 2.2. Source: Prepared by the author with help from the publications cited in this chapter.

No.	Name	Battery current	SCs voltage ¹	DC-link voltage ²	Control complexity	Reliability	Cost	Weight	Energy efficiency	Battery aging
1	Passive parallel unbuffered									
2	Passive parallel buffered									
3	Two stage battery / SCs									
4	Two stage SCs / battery									
5	Cascaded battery / SCs									
6	Cascaded SCs / battery									
7	Parallel active									

¹ Supercapacitors voltage refers to cell balancing and effective capacity utilization.

² Whether DC-link voltage is controllable or not.

Some of the aspects included in Table 2.3 must be considered as preliminary. For instance, the “cost” column only takes the DC-DC converters and the battery / supercapacitors voltages into account¹, but neglects the following difference between two HESSs: one with small

¹ It is worth mentioning here that a higher ESS voltage implies a higher demand for the cell balancing circuit. This is because cell imbalances grow exponentially with the number of cells in series [16]. In most cases, supercapacitors are easier to balance, although a higher number of cells are needed to reach a given voltage (rated voltage is 2.5-2.7 V while li-ion cells have 3.2-3.7 V).

supercapacitors (which are expensive, although their prices are steadily going down) and another with large ones.

The topology will also impact the HESS global efficiency and thus the EV range (for a fixed battery pack and a supercapacitor pack). In this sense, there are not many studies comparing HESS topologies in terms of energy efficiency, especially when considering different hybridization grades. This “hybridization grade” concept refers to the proportion between the energy density storage (batteries) and the power density storage (supercapacitors). In this thesis, the hybridization grade is quantified by means of a magnitude called “hybridization percentage” $HybPer$, which express the proportion between the supercapacitors weight W_{SC} referred to the total ESS weight (power converters not included):

$$HybPer = \frac{W_{SC}}{W_{BAT} + W_{SC}} \quad (2.1)$$

where W_{BAT} is the weight of the batteries.

There are already many studies in the scientific literature that approach the topic of HESSs for EVs, either from the topology, from the dimensioning or from the control strategy point of view. However, there are not many works that consider two or even all three aspects at the same time. Moreover, while many design considerations have been already addressed by researchers, most publications focus on the specific topology used, which is not very helpful from the system perspective and/or from the designer point of view. As pointed out in the introduction, this chapter focuses on the analysis of HESSs with a different approach: performance variation (energy efficiency and battery aging) with the hybridization percentage for two different topologies (3 and 4).

3. HESS modelling: Energy storage capacity and power losses.

This section describes the different models used in this work for the analysis presented in section 4. Three main devices are considered: a lithium-ion battery pack, a supercapacitor (EDLC) pack, and a DC-DC power converter. Depending on the particular topology under analysis, the number of cells and even the number of power converters will all vary.

3.1. Lithium-ion battery model.

3.1.1. Voltage-current performance and runtime model.

The lithium-ion battery model used in this work is a modification of the dynamic model provided by Mathworks in the SimPower Systems library of Simulink® as of release R2015 onwards [29]. This model is analytical (no look-up tables are needed), has a very good accuracy/complexity ratio, and takes some temperature effects into account.

The core part of the model (the voltage equation) is implemented via a modified Shepherd model [30]. Shepherd developed an equation to describe the electrochemical behavior of a battery directly in terms of voltage, current, internal resistance and SoC. Since then, different modifications have been proposed to improve the model. The modified Shepherd model presented in [31] consists in using SoC as the only state variable, so that the model reproduces the manufacturer’s curves accurately. This model consists in a controllable voltage source connected in series with a constant resistance, as show in Figure 2.4a. The voltage equation used to define the source was improved and experimentally validated in [32] by the same authors.

Figure 2.4. (a) Electrical battery model proposed in [31]. (b) Improved model in [32].

The modified Shepherd model used as a starting point in this thesis is not the most accurate electrical model in the literature. There are many electrical models inspired by the highly accepted equivalent circuit described in [33] and depicted in Figure 2.5. This equivalent circuit accounts for nonlinear open-circuit voltage, usable capacity dependence on current / temperature / number of cycles, transient response, losses and self-discharge. The model in [33] was found to have a voltage and a runtime error both below 0.5% when modeling NiMH and Li-ion batteries.

Figure 2.5. (a) Electrical battery model proposed in [33]. (b) Equivalent circuit used in this work for voltage and runtime modeling.

The modified Shepherd model proposed in [32] attempts to be more generic and simple at the same time, while keeping accuracy reasonably good (errors in the order of 1-5%). The main goal to do this is to develop a model whose parameters can all be extracted from datasheets, without the need to test the real battery and avoiding look-up tables. Naturally, this requires sacrificing some phenomena such as Peukert's effect (capacity dependence on discharge rate). The model in [32] is the one implemented by Mathworks in Simulink® [29] for lead-acid, NiMH, NiCd and Li-ion batteries. In this thesis, the same model has been used for voltage/runtime purposes with minor modifications. Namely, the battery is modeled as depicted in Figure 2.6, the equations being as follows:

$$E = f(SoC) = E_0 - K \cdot Q_{MAX} \cdot \left(\frac{100}{SoC} - 1 \right) + A \cdot e^{-B \cdot Q_{MAX} \cdot (1 - SoC/100)} \quad (2.2)$$

$$R_{POL, discharge} = f(SoC) = K \cdot \frac{100}{SoC} \quad (2.3)$$

$$R_{POL, charge} = f(SoC) = K \cdot \frac{1}{1.1 - \frac{SoC}{100}} \quad (2.4)$$

where

U : battery instantaneous voltage [V]

i : battery current [A], $i > 0$ when discharging and $i < 0$ during recharge

SoC : battery state of charge [%]

R_{SELF} : self-discharge resistance [Ω]

R_{OHM} : ohmic internal resistance [Ω]

R_{POL} : polarization internal resistance [Ω]

C_{POL} : polarization capacitor [F]

E : open-circuit nonlinear voltage [V]

E_0 : open-circuit constant voltage [V]

K : polarization constant [Ah^{-1}] or polarization resistance constant [Ω]

Q_{MAX} : maximum capacity [Ah]

A : exponential voltage [V]

B : exponential capacity [Ah^{-1}]

Figure 2.6. Equivalent circuit used in this work for voltage and runtime modeling.

According to the proposed lithium-ion battery model, the steady-state voltage is:

$$U_{BAT} = E - (R_{OHM} + R_{POL}) \cdot i \quad (2.5)$$

while the fully-charged open-circuit voltage is given by:

$$U_{FULL} = E_{FULL} = E_0 + A \quad (2.6)$$

The following assumptions are considered in [32]: the parameters are the same for charging and discharging, Peukert effect and memory effect are negligible, the internal resistance is constant and the temperature does not affect the behavior of the battery. The model used in this thesis differs from that in [32] (Figure 2.4) in that it loses generality for the sake of simplicity, since it is only valid for lithium-ion batteries. Besides, the internal resistance is modeled as two different electrical resistances: ohmic resistance (constant) and polarization resistance (variable), the latter being dependent on the SoC. In this sense, losses and dynamic behavior are modelled as in [33] (Figure 2.5).

3.1.2. Thermal model.

Furthermore, the equivalent circuit in Figure 2.6 can be modified to include some temperature dependencies. For example, both ohmic and polarization resistances change with temperature [34]: usually the former increases slightly while the latter decreases considerably as temperature rises. Similarly, voltage also depends on temperature [34, 35]. Hence, the equivalent circuit is modified as follows:

Figure 2.7. Updated equivalent circuit with temperature dependencies.

Although the polarization time constant (given by C_{POL}) and self-discharge also change with temperature, neither of them are considered particularly relevant for the purposes of this work (which focuses on energy efficiency and aging due to cycling) and therefore they remain as constants.

Considering temperature-dependent parameters implies modelling the thermal dynamics of the battery pack. The thermal model implemented here comprises two parts: a heat generation model, and a heat evacuation model. The first one was developed based on the work presented in [36], which also uses a modified Shepherd model for voltage dynamics. Three heat sources or mechanisms are considered for lithium-ion batteries: irreversible heat (or reaction heat), reversible heat, and ohmic heat [37-41]. Reaction heat generation is due to the transfer of electrons to or from the electrode during the electrochemical reaction; reversible heat generation is because of the entropy changes of cathode and anode; and ohmic heat generation is due to the ohmic resistance of the solid active materials and electrolyte [36, 38, 39]:

$$H = (E_0 - V_{BAT}) \cdot i + T \frac{dU}{dT} \cdot i + R \cdot i^2 \quad (2.7)$$

where H is the heat generated, V_{BAT} is the cell voltage, $i > 0$ corresponds to discharge, T [K] is the temperature and $dU/dT \geq 0$ is the change of the equilibrium potential with temperature, which varies with SoC [39]. Notice that the first and the last addends are always positive, while the one corresponding to the reversible heat generation can be either positive or negative depending on the sign of the current and on the SoC. This reversible heat term is neglected in many works in the literature, although it is usually of the same order of magnitude as the irreversible term [38, 42]. Other minor sources of heat are indeed negligible for the purposes of this work, such as side reactions accounting for aging [39].

In the model implemented in the present work, the above equation is modified in accordance to the rest of the model as follows:

$$H = (E_0 - E) \cdot i + T \frac{dE}{dT} \cdot i + (R_{OHM} + R_{POL}) \cdot i^2 \quad (2.8)$$

In order to simplify the thermal model, dE/dT is assumed to be constant and >0 . The rest of the parameters (E_0 , Q_{MAX} , R_{POL} , R_{OHM}) are all temperature dependent:

$$E_0(T) = E_0(T_0) + \frac{dE}{dT} (T - T_0) \quad (2.9)$$

$$Q_{MAX}(T) = Q_{MAX}(T_0) + \frac{dQ}{dT} (T - T_0) \quad (2.10)$$

$$K(T) = K(T_0) \cdot e^{\alpha \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2.11)$$

$$R_{OHM}(T) = R_{OHM}(T_0) \cdot e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2.12)$$

The second part of the thermal model is the heat evacuation model, both within a single cell and for a whole battery pack. As this part highly depends on the EV specific design under analysis (particularly on those aspects regarding the battery pack and its cooling system), a very simplified approach has been taken in this work regarding the whole pack.

Accurate thermal models for single lithium-ion cells have been proposed in the literature (at least 5 references are given at the beginning of [39]). In most of them, the thermal model is coupled to an electrochemical model to simulate the temperature profile of a battery under different operating conditions, geometries or cooling rate (an example would be [41], in which finite elements software is used to calculate the model). Simplified thermal models are more useful for the purposes of this work. These models usually use lumped models based on equivalent electric circuits in which capacitances replace heat capacities and resistances replace the inverse of heat transfer coefficients. For instance, Figure 2.8 shows the complete and the simplified thermal models proposed in [39].

Figure 2.8. Lumped thermal models described in [39]: (a) complete model; (b) simplified model.

Other researches take even more simplifications and assume that both the heat generation and the internal temperature of the cell is constant and uniform, which is a reasonable approximation according to [43]. This implies that the resistance to conduction within the cell is much lower than the resistance to convection / radiation outside the cell surface [36], so the only heat transfer to be modelled is that from the cell surface to the ambient. Strictly speaking, this heat transfer uses two mechanisms, convection and radiation, which yields the following energy balance equation [37]:

$$H = m \cdot c_p \cdot \frac{dT}{dt} + h \cdot A_s \cdot (T - T_0) + E \cdot \sigma \cdot (T^4 - T_0^4) \quad (2.13)$$

where m and c_p [$\text{J kg}^{-1} \text{K}^{-1}$] are the mass and the specific heat capacity of the cell, h [$\text{W m}^{-2} \text{K}^{-1}$] is the convective heat transfer coefficient, A_s is the external surface area of one cell, E is the emissivity and σ is the Stefan-Boltzmann constant. However, radiation is negligible in this case, so usually only convection is considered. This means that the resistance R_{OUT} [K W^{-1}] that models the heat transfer between the cell and the ambient (see Figure 2.8b) is:

$$H \approx m \cdot c_p \cdot \frac{dT}{dt} + \frac{1}{R_{OUT}} \cdot (T - T_0) \Rightarrow R_{OUT} = \frac{1}{h \cdot A} \quad (2.14)$$

And thus the variation in temperature over time for a single cell is given by:

$$T(s) = \frac{H \cdot R_{OUT} + T_0}{1 + m \cdot c_p \cdot R_{OUT} \cdot s} = \frac{H \cdot R_{OUT} + T_0}{1 + t_{th} \cdot s} \quad (2.15)$$

where t_{th} [s] is a thermal time constant.

Once a single cell has been modelled from the thermal point of view, there is the question of how to deal with a whole battery pack. As aforementioned, this problem is very design-specific, and thus a general approximate approach has been considered in this thesis, inspired in the work presented in [42], in which a thermal model is developed for a lithium-ion battery pack for EV applications.

Figure 2.9. EV battery pack considered in [42].

The study in [42] considers N cells of sufficient capacity connected in series to provide the required voltage. Therefore, in the present work the influence of parallel cells is neglected. This can be justified in two ways: first, it is not realistic to consider a battery pack consisting in $N_s \times N_p$ cells, as it is more efficient to use packs as that described in [42]: $N_s \times 1$. Second, there is not a big difference from the thermal point of view between a $N_s \times N_p$ pack with small cells and a $N_s \times 1$ pack with large cells, as both the heat generated and the surface to evacuate that heat are similar.

However, the same reasoning cannot be applied to the number of cells in series N_s . Based on the results provided in [42], the following approximate law was deduced and implemented in the present work:

$$R_{OUT}'(N_s) = \sqrt[6]{N_s/2} \cdot R_{OUT} \quad (2.16)$$

This R_{OUT}' value is intended for the worst-case cell, i.e., that which suffers from the highest temperature increase (which is the one considered from this point forward). Note that the above equation affects both the steady-state temperature of the cell and the time needed to reach steady-state, increasing both of them.

3.1.3. Aging model.

Battery aging has also been included in the model developed during this thesis for cycle life estimation purposes. Lithium-ion cells aging has already been studied and different models have been developed to account for various aging phenomena: parasitic side reactions [44], solid electrolyte interface formation [45] and resistance increase [46]. In this case, the author has found extremely useful the work presented in [47] for LiFePO_4 batteries, which in turn is based in large experimental data set provided by [48], and that has already been successfully used in [49] for estimating the battery cycle life in HESSs for EV applications. For more information about ageing forecast of lithium-ion batteries, the reader is referred to [50] and the rest of the bibliography in this section.

The work in [47] estimates the capacity loss by an Arrhenius type of model², which had been previously introduced in [45, 48]:

$$\nabla Q = B \cdot e^{-\left(\frac{E_a}{R \cdot T}\right)} \cdot Ah^z \quad (2.17)$$

with ∇Q the percentage of capacity loss, B a pre-exponential factor, E_a [J mol^{-1}] the activation energy from Arrhenius, $R = 8.314$ [$\text{J mol}^{-1} \text{K}^{-1}$] the gas constant, T the absolute temperature, $z \approx 0.55$ the power law factor, and Ah is the Ah-throughput:

$$Ah = n \cdot DoD \cdot Q_{MAX} \quad (2.18)$$

² In chemistry, the Arrhenius equation is a formula for the temperature dependence of reaction rates.

n and DoD being the number of cycles and the depth of discharge, respectively. For analytical purposes, the authors of [47] propose a linearized form of (2.18):

$$\ln(\nabla Q) = \ln(B) - \left(\frac{E_a}{R \cdot T} \right) + z \cdot \ln(Ah) \quad (2.19)$$

This linearized form is helpful to calculate the coefficients B , E_a and z from experimental data. This is typically done by means of a multi-dimensional regression analysis which takes multiple capacity curves for different current rates and temperatures into account [35].

The authors of [47] also provide an expression for the activation energy E_a as a function of the current rate C_{rate} based on experimental results for LiFePO_4 :

$$E_a(C_{rate}) = 31500 - 370.3 \cdot C_{rate} \quad (2.20)$$

And finally, they provide data to calculate the pre-exponential factor B , although a general expression is not given as with E_a . Fortunately, this was recently done in another work by different authors [49], deriving the following:

$$\ln(B) = 1.226 \cdot e^{-0.2797 \cdot C_{rate}} + 9.263 \quad (2.21)$$

Hence, B can be dynamically estimated under different battery current profiles and current rates by means of (2.21), as discussed later.

At this point, it is worth noting that the model expressed by equations (2.17)-(2.21) behaves as follows:

- 1) The higher the temperature, the faster the capacity loss.
- 2) Aging with moderate current rates (2C-4C) is slower than aging with low current rates (0.5C), which in turn is slower than aging with high current rates (>6C).
- 3) The model considers that 1 Ah discharged at 100% SoC implies the same capacity loss than 1 Ah discharged at 10% SoC. This is a limitation of many Ah-throughput models, which assume that there is a fixed amount of energy that can be cycled through a battery before it requires replacement, regardless of the depth of the individual cycles [51]. When enough experimental data are available, this fact can be corrected by introducing SoC-dependant weights in the Ah-throughput calculation.
- 4) The model does not consider storage, which also causes capacity loss but at a slower rate than cycling [45]. This complementary phenomenon may also be modelled with an Arrhenius equation similar to (2.17).

Although the aging model originally proposed in [47] was intended for constant C-rate cycling, the work presented in [49] suggests that it can also be used for cycle life estimation under non-uniform current profiles. In that work, the authors apply the model by calculating the statistical distribution of battery current rate for a given current profile. In other words, they discretize the current rate, assigning weights to each discretized value based on its total Ah-throughput. After that, they apply the model to each discretized current rate to get a capacity loss due to that specific value. Finally, they add all the contributions to obtain the total capacity loss. During the whole process, the temperature is assumed to be constant.

The authors of [49] validate this approach using the experimental data published in [52], in which a 23.2% capacity loss after 600 cycles at 25°C is reported for a 16.4 Ah LiFePO_4 battery operating in a hybrid vehicle. The capacity loss predicted by the model is 21.7%, which implies an absolute error of 1.5% for this particular case.

In this thesis, the same approach has been considered. However, the methodology has been modified to include temperature variations. This improvement is achieved by calculating the

average temperature for each discretized value of current rate, and including these average values in the calculation of the capacity loss:

$$Ah(k) = n \cdot DoD(k) \cdot Q_{MAX} \quad (2.22)$$

$$E_a(k) = 31500 - 370.3 \cdot C_{rate}(k) \quad (2.23)$$

$$\ln(B(k)) = 1.226 \cdot e^{-0.2797 \cdot C_{rate}(k)} + 9.263 \quad (2.24)$$

$$T(k) = \{mean(T)\}_{C_{rate}(k)} \quad (2.25)$$

$$\ln(\nabla Q(k)) = \ln(B(k)) - \left(\frac{E_a}{R \cdot T(k)} \right) + 0.55 \cdot \ln(Ah(k)) \quad (2.26)$$

$$\nabla Q = \sum_k \nabla Q(k) \quad (2.27)$$

For the reader's convenience, an example of this modified methodology has been included at the end of subsection 3.1.4.

3.1.4. Commercial LiFePO₄ battery used in this work: cell parameters and simulation results.

In this thesis, a lithium iron phosphate (LiFePO₄) cell from the company A123 was used for all the simulations and analysis performed. This cell does not use A123's patented Nanophosphate[®] technology, which provides improved power density and aging performance when compared to conventional cells [53]. Namely, a 3.3V 2.3Ah cell was chosen [54], whose main parameters are given in Table 2.4.

Table 2.4. LiFePO₄ cell specifications.

A123 ANR26650m1 (2006)			
Voltage	3.3 V	Weight	70 g
Capacity @ 1C	2.4 Ah	Diameter	26 mm
Internal resistance @ 10 A _{DC}	14 mΩ	Height	65 mm
Maximum continuous discharge	Up to 20C ¹	Volume	0.034 l
Standard charge current	1C	Operating temperature	< 55°C
Fast charge current	4C
Life @ 10C, 100% DoD	> 1000 cycles		

¹ For a single cell. Modules provide significantly lower C-rates, even with forced ventilation.

Next, some simulation results will be presented to prove the consistency and accuracy of the model. Firstly, discharge curves provided by the manufacturer at different temperatures are compared to those obtained with the model for the same operating conditions. The results included in Figure 2.10a show good agreement between both.

Secondly, capacity loss curves given by the manufacturer are also compared to those predicted by the aging model implemented in this work. Once again, the model provides a good estimation, as depicted in Figure 2.10b.

Figure 2.10. Comparison between the model implemented in this work and the manufacturer's datasheet: (a) discharge curves at different temperatures; (b) capacity loss due to cycling. In both plots, dashed curves are those obtained with the model.

Thirdly, losses and energy efficiency are evaluated for different operating conditions. Losses are arguably the most important part of the model, since the analysis described in section 4 focuses on energy efficiency. Hence, good consistency is required in this sense. Table 2.5 contains the results obtained during a full discharge/charge cycle with different operating conditions in terms of C-rate, DoD and ambient temperature. Results are commented in the next paragraph.

Table 2.5. Average round-trip efficiency and power losses breakdown for various operating conditions.

Group	Operating conditions	Faradaic efficiency ¹	Polarization loss efficiency ²	Reversible heat efficiency ^{2,3}	Ohmic loss efficiency ²	Total round-trip efficiency ⁴	Steady-state temperature rise ⁵
Base case	1C 100%→20% 20°C	100% (not modeled)	97.7%	95.9%	98.1%	92.0%	0.3°C
Current rate	0.5C		98.9%	Idem	99.1%	94.0%	0.1°C
	2C		95.6%	Idem	96.3%	88.4%	0.8°C
	4C		92.0%	Idem	92.8%	81.8%	2.0°C
DoD	100%→0%		96.8%	Idem	Idem	91.1%	0.4°C
Temp.	0°C		92.5%	96.1%	98.0%	87.2%	0.5°C
	35°C		99.5%	95.8%	98.2%	93.6%	0.2°C

¹ Better known as “coulombic efficiency”. In this work, it is assumed to be 100% (it is above 99.6% for most lithium-ion chemistries [55]).

² The product of the “reversible heat efficiency”, the “polarization loss efficiency” and the “ohmic loss efficiency” is commonly known as “voltage efficiency” in electrochemical systems.

³ Reversible heat losses are very similar in all cases because they are not accurately modeled in this work, since a constant average value of dU/dT has been used due to the lack of empirical data.

⁴ The total efficiency equals the product of the faradaic efficiency and the voltage efficiency.

⁵ For a single cell, with respect to ambient.

Finally, an example of the aging estimation methodology described in subsection 3.1.3 is given in Figure 2.11. The starting point is the current rate time-profile in Figure 2.11a, from which the histogram in Figure 2.11c is derived. Next, the DoD corresponding to each discrete value of current rate is calculated from both the current rate time-profile and the SoC time-profile, obtaining Figure 2.11e. After this, the temperature time-profile in Figure 2.11b is used to calculate the

average temperature for each discrete value of current rate, yielding Figure 2.11d. Then, equation (2.26) is used to calculate the capacity losses values depicted in Figure 2.11f. In this case, a number of cycles of 1000 was considered. Finally, those values are added as indicated by equation (2.27) to obtain the total capacity loss, which in this case is 14.8% for those 1000 cycles.

Figure 2.11. Example of capacity loss estimation due to cycling with non-uniform current profiles and varying temperature: (a) Current rate profile corresponding to an ARTEMIS driving cycle (see subsection 3.4.3). (b) Temperature profile as calculated by the thermal model. (c) Histogram showing the distribution of current rates values. (d) Average temperature for each discretized value of current rate. (e) DoD corresponding to each discretized value of current rate. (f) Capacity loss after 1000 cycles due to each discretized value of current rate.

3.2. Supercapacitor model.

3.2.1. Double layer capacitor model.

As with the lithium-ion battery, the supercapacitor is modelled in this work based on the dynamic model provided by Mathworks in the SimPower Systems library of Simulink® as of release R2014 onwards [56]. This model is analytical (no look-up tables are needed), non-linear, and takes self-discharge into account. The supercapacitor output voltage is expressed using a Stern equation, as shown in the lower-left corner of Figure 2.12.

Figure 2.12. Supercapacitor equivalent circuit by Mathworks [56].

The nonlinear Stern model combines two well established models for the double-layer capacitance of a heterogeneous interface: the linear Helmholtz capacitance and the nonlinear Gouy-Chapman capacitance, as depicted in Figure 2.13 [57]. The Stern model matches experimental data – obtained by means of nonlinear electrochemical impedance spectroscopy – very well in a wide range of frequencies, as explained in [58]. As the original Mathworks's model has been used in this case, the reader is referred to Matlab Documentation [56] and to the references included there [58, 59] for further information.

Figure 2.13. Evolution of models of a double layer at an interface between a liquid ionic conductor (electrolyte) and a solid electronic conductor (electrode): a) Helmholtz's model from 1857, b) Gouy and Chapman's model from 1910/1913, and Stern's model from 1924. Image extracted from [57].

As explained in [60], one of the consequences of the Stern model is that supercapacitors are nonlinear devices whose total capacitance C is given by the series connection of different contributions, including the Helmholtz layer capacitance and the diffuse capacitance. For modelling purposes, the total EDLC capacitance may be defined as a function of the voltage u [60, 61]:

$$C(u) \approx C_0 + k \cdot u \quad (2.28)$$

with C_0 the initial linear capacitance, which represents the electrostatic capacitance, and k a positive constant which represents the effects of the diffuse layer. Figure 2.14a depicts the capacity variation with the voltage of a 2.5V 2600F supercapacitor cell, obtained experimentally at 20°C and very low frequency. Although these results show that the relationship is not perfectly linear, it is clear that such an approximation is reasonable for most of the voltage range.

Figure 2.14. (a) Voltage-capacitance characteristic of a 2.5V 2600F EDLC at 20°C and 1 mHz. (b) Capacitance dependence on frequency for voltages of 0, 1.25 and 2.5V at 20°C. Curves extracted from [60].

Therefore, the energy stored in a supercapacitor charged to voltage u_0 is given by [61]:

$$E(u_0) = \int_0^{u_0} \left(C(u) + \frac{\partial C(u)}{\partial u} \right) \cdot u \cdot du = \frac{1}{2} \cdot C_0 \cdot u_0^2 + \frac{2}{3} \cdot k \cdot u_0^3 \quad (2.29)$$

The author would like to add a comment here regarding other supercapacitors models proposed in the literature, which are based on equivalent circuits. As supercapacitors are complex nonlinear devices, there are many different proposals in the literature; the reader can go to [62] for an analysis of a full complex model which accounts for all known phenomena, to [63] for an analysis of different simplified RC networks, and to [64] for a comparison of two-branch and three-branch circuits including an equivalent parallel resistance to account for self-discharge.

The simplest supercapacitor model consists of a linear capacitor and an equivalent series resistance. This model is not appropriate because the capacitance is voltage dependent and because supercapacitors suffer from a charge redistribution phenomena that must be taken into account [61]. It also neglects self-discharge and frequency dependent phenomena that affects the dynamic response [62]. It has been proved that the porous electrode of an EDLC behaves as a nonlinear transmission line, which can be approximately modeled as an Nth order RC ladder network [61], shown in Figure 2.15.

Figure 2.15. General RC parallel branch equivalent circuit [63].

However, using such a complex model is not practical, as there are many parameters to extract from experimental tests. Therefore, most authors opt for simplified models with two or three branches, such as those in Figure 2.16.

Figure 2.16. Two- and three-branch models used in [65] and in [66], respectively.

In most cases, two-branch equivalent circuits are sufficient to model the nonlinear behavior of an EDLC, both in terms of voltage and capacitance. However, self-discharge is not properly modelled by a constant resistor as in Figure 2.10, since it is voltage and temperature dependent. Given that self-discharge may have a significant impact depending on the application, the following equivalent circuit has been successfully used by the author in research outside of this thesis (see [65] for further information and experimental validation of this model):

Figure 2.17. Two-branch supercapacitor model with variable self-discharge.

The proposed equivalent circuit from Figure 2.17 can be divided into four different parts, each one responsible for a different physical phenomenon:

- 1) The basic part is the conventional capacitor model, which comprises an ideal capacitance C_0 and an equivalent series resistance R_1 . Most of the supercapacitor capacitance is given by C_0 , while most of its losses are represented by R_1 .
- 2) As aforementioned, the capacitance of an EDLC depends on the voltage. Under the assumption of a linear dependence, a variable capacitance $C'_0 = k \cdot u$ is added in parallel to C_0 .
- 3) Self-discharge is modeled by means of a variable current source which depends on the voltage and on the temperature T .
- 4) Finally, a second RC branch is added to model both the frequency-dependent dynamic response and the charge redistribution phenomenon. This branch verifies that $C_2 \ll C_0$ and $R_2 \gg R_1$.

3.2.2. Commercial EDLC used in this work. Comparison between battery cells and supercapacitor cells.

In this thesis, a commercial EDLC cell from Maxwell Technologies was used for all the simulations and analysis performed. Namely, a 2.7V 310F cell was chosen [67], whose main parameters are given in Table 2.6.

For the reader's convenience, Table 2.7 compares the battery cell and the supercapacitor cell used in this work in terms of energy, power and rated efficiency (calculated with the internal resistance only, which is very optimistic for batteries as two other loss mechanisms are being neglected). Note that both cells are of similar size and weight.

Table 2.6. EDLC cell specifications.

<i>Maxwell BCAP310 (2008)</i>			
<i>Rated voltage</i>	2.7 V	<i>Weight</i>	60 g
<i>Rated capacitance</i>	310 F	<i>Diameter</i>	33 mm
<i>ESR @ 31 A_{DC}</i>	≈ 2.2 mΩ	<i>Height</i>	62 mm
<i>Maximum continuous current</i>	41 A	<i>Volume</i>	0.053 l
<i>Maximum current</i>	250 A	<i>Operating temperature</i>	< 65°C
<i>Maximum voltage</i>	2.85 V
<i>Life @ 25°C</i>	> 5 · 10 ⁵ cycles		

Table 2.7. Energy and power comparison.

	<i>A123 ANR26650m1</i>	<i>Maxwell BCAP310</i>
<i>Energy</i>	7.6 Wh	0.31 Wh ¹
<i>Power</i>	29.5 W ²	398 W ³
<i>Specific energy [Wh/kg]</i>	109 Wh/kg	5.2 Wh/kg
<i>Energy density [Wh/l]</i>	224 Wh/l	5.8 Wh/l
<i>Specific power [W/kg]</i>	421 W/kg	6600 W/kg
<i>Power density [W/l]</i>	868 W/l	7400 W/l
<i>Efficiency @ rated op. cond.⁴</i>	99.0%	96.8%

¹ Calculated as if the capacitance was constant (value provided by the manufacturer).

² A practical current limit of 4C has been considered.

³ Per IEC 62391-2.

⁴ As given by the internal or equivalent series resistances, respectively.

Finally, as the study presented in this chapter focuses on energy efficiency – comparing batteries and supercapacitors for different hybridization percentages – there is the question of how cell size affects the results and the conclusions presented in section 4. Is it fair to compare a given battery cell with a given supercapacitor cell without considering how their performance vary with size?

Figure 2.18 shows the ohmic efficiency of both battery and supercapacitor cells as a function of their capacity. This efficiency is given by the ohmic resistance for batteries and by the ESR for supercapacitors, which are the parameters found in datasheets. The supercapacitors are from Maxwell Technologies, while the batteries are from a manufacturer different from A123 Systems (due to their limited product range in terms of capacity). As can be seen, by choosing a 2.3 Ah battery cell and a 310 F supercapacitor a compromise between size and efficiency is reached, so that neither the batteries nor the supercapacitors are significantly favored. Another advantage of those sizes is that both cells have similar dimensions and weight (see Table 2.4 and Table 2.6), which is convenient for comparison purposes.

Figure 2.18. Ohmic efficiency of battery and supercapacitor cells (from two different manufacturers) as a function of capacity.

3.3. Power losses model of interleaved DC-DC converters.

Power semiconductor devices are not ideal switches: they suffer from non-zero voltage during on-state (conduction state), from non-zero current during off-state (blocking state), and from finite transition times between both states. All these phenomena cause power losses in the semiconductors whenever they carry a current, block a voltage, or switch [68].

This section is dedicated to power losses modelling in interleaved DC-DC converters. The interleaving technique connects DC-DC converters in parallel (or different branches of the same converter) to share the power flow between two or more conversion chains. Its main advantages are constant switching frequency, current ripple reduction and capacitor and inductor size/weight shrinkage. Higher energy efficiency is also expected from interleaved DC-DC converters when compared to conventional buck-boost converters [68-71].

A rather simple model, based on analytical approximations, was used in this case, but it is sufficient for the purposes of this research. The topology considered is depicted in Figure 2.19, while Table 2.8 contains the parameters of the IGBTs and diodes implemented in the model, provided by Semikron [72].

Figure 2.19. Two-branch interleaved DC-DC converter modelled in this section.

The model neglects temperature, despite it is a very influential variable in power electronics losses. In this case, however, the purpose of the model is to account for those losses introduced by power converters in HESSs (which is more efficient, a battery pack, or some supercapacitors connected through a DC-DC?). This means that temperature is not crucial, especially when considering that an average temperature value of 100°C has been used. Neglecting temperature variations means inaccuracy, nothing else.

Table 2.8. Power semiconductors losses: parameters used in the model.

Interleaved DC-DC converter			
IGBTs		Diodes	
Voltage V_{ref}	1200 V	Voltage V_{ref}	1200 V
Current I_{ref}	200 A	Current I_{ref}	200 A
V_{CE0}	0.8 V @ 25°C 0.7 V @ 150°C	V_{F0}	1.3 V @ 25°C 0.9 V @ 150°C
r_{CE}	5 mΩ @ 25°C 7.5 mΩ @ 150°C	r_F	4.5 mΩ @ 25°C 6.3 mΩ @ 150°C
E_{ON}	21 mJ @ 600V, 200A, 150°C	E_{RR}	13 mJ @ 600V, 20A, 150°C
E_{OFF}	27 mJ @ 600V, 200A, 150°C		

3.3.1. Conduction losses.

Power losses in semiconductors are usually classified in static and switching losses. The former refer to steady-state (on- and off- states) while the latter refers to transients between states (switching). Conduction losses are of the first kind, as they correspond to the non-zero on-state voltage of the device (collector-emitter voltage in an IGBT, emitter-collector voltage in a diode) while it carries a current I_{ON} [68]:

$$P_{ON} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{d \cdot T_{SW}} u \cdot i \cdot dt \cong V_{ON} \cdot I_{ON} = V_{ON,0} \cdot I_{ON} + R_{ON} \cdot I_{ON}^2 \quad (2.30)$$

where d is the duty cycle, T_{SW} the switching period (assumed constant), $V_{ON,0}$ the voltage knee, I_{ON} the RMS current, and R_{ON} the on-state dynamic resistance, which highly depends on temperature as shown in Table 2.8.

3.3.2. Blocking losses.

The other static losses are those corresponding to the non-zero off-state current of a power semiconductor device when it blocks a voltage V_{OFF} (the DC-link voltage for the topology in Figure 2.19). This reverse current I_{OFF} is a leakage current which in turn depends on V_{OFF} and which is usually below 1 mA for the power levels considered in this work. Therefore, blocking losses are conventionally neglected in IGBT except for high voltages (above 1000V) and/or high temperatures (above 150°C) [68, 73]:

$$P_{OFF} \cong \frac{1}{T} \cdot \int_{d \cdot T}^{T_{SW}} u \cdot i \cdot dt = (1 - d) \cdot V_{OFF} \cdot I_{OFF} = (1 - d) \cdot U_{DC} \cdot I_{OFF} \approx 0 \quad (2.31)$$

Similarly, blocking losses in diodes are negligible (unless in the case of Schottky diodes [73]). Notice that in such cases in which blocking losses become relevant, an improper sizing of the cooling system may cause device failure due to thermal runaway [74].

3.3.3. IGBT switching losses.

Transients between on- and off- states imply fast current/voltage ramps. For a short lapse of time, both magnitudes vary at the same time – both of them are clearly above zero – so power losses – the product of the instantaneous voltage and current – present a high short peak whenever switching takes place.

The energy dissipated during each switching is called either turn-on energy E_{ON} or turn-off energy E_{OFF} . Neglecting parasitic effects, switching losses are given by the following expression [74]:

$$\begin{aligned} P_{SW,ON} &= E_{ON} \cdot f_{SW} \\ P_{SW,OFF} &= E_{OFF} \cdot f_{SW} \end{aligned} \quad (2.32)$$

with f_{SW} the switching frequency (i.e., the number of turn-ons and turn-offs per time unit).

Obviously, both E_{ON} and E_{OFF} highly depend on the current and on the voltage, since they are defined by a power peak that in turn is caused by current and voltage transients. They are also influenced by temperature. Neglecting the latter, the following empirical equation is generally accepted:

$$E_{ON/OFF} = E_{ON/OFF_{ref}} \cdot \left(\frac{I_{ON}}{I_{ref}} \right)^{KI} \cdot \left(\frac{V_{OFF}}{V_{ref}} \right)^{KV} \quad (2.33)$$

where $E_{ON,ref}$, $E_{OFF,ref}$, I_{ref} y V_{ref} are reference values provided by the manufacturer (Table 2.8) and with $KI \approx 1$ and $KV \approx 1.3 - 1.4$ two coefficients (assumed constant). Although the above equation is widely used, one of its limitations is that losses are estimated in a very optimistic way for low-power operating points, since close-to-zero currents imply close-to-zero switching losses. Therefore, a modified expression is proposed here in an attempt to improve the accuracy of the loss model:

$$E_{ON/OFF} = E_{ON/OFF_{ref}} \cdot \left[A \cdot \left(\frac{I_{ON}}{I_{ref}} \right)^2 + B \cdot \left(\frac{I_{ON}}{I_{ref}} \right) + C \right] \cdot \left(\frac{V_{OFF}}{V_{ref}} \right)^{1.4} \quad (2.34)$$

A , B and C being three constant coefficients calculated from the E_{ON}/E_{OFF} curves provided by the manufacturer (for instance, by using data fitting techniques):

Figure 2.20. Turn-on and turn-off energies for the IGBT and diode used in this work [72].

3.3.4. Diode reverse recovery losses (diode turn-off losses).

These losses are analogous to an IGBT turn-off losses, and they can be modelled in the same way:

$$P_{RR} = E_{RR} \cdot f_{SW} \quad (3.1)$$

with E_{RR} given by an expression of the shape of (2.34). Diode turn-off losses are generally lower than those of an IGBT, as shown in Figure 2.20.

3.3.5. Additional losses in power electronics: Drivers and cooling.

When describing power losses in power electronics, one usually considers only those losses that take place in the power semiconductors: static and switching losses. However, power converters have two other sinks of power that should be considered as another type of losses: the drivers and the cooling system power consumption.

Many experts would say that these two consumptions are not power losses in the strict sense. However, it must be taken into account that they affect the global energy balance and the EV driving range exactly in the same way as conventional DC-DC losses. For instance, one of the questions to be answered when designing an EV drive is whether it is more efficient to use a DC-DC converter or not. To do so, one must take every power sink into account: both power losses and power consumptions.

Moreover, the power consumed by the cooling system implies another opportunity for efficiency optimization: The higher the coolant flow and speed (which of course implies higher power consumption), the lower the semiconductors temperature and thus the lower the power losses. This fact suggests that there must be an optimal flow/speed value (for each steady-state operating point) which minimizes the overall power demanded by the power electronics, which in turn is provided by the batteries.

Despite the above, the drivers and the cooling system power consumption were neglected in this study, as the former are approximately constant and the latter are out of the scope of this thesis. Nevertheless, the author thinks that they should be included when designing an EV powertrain for the aforementioned reasons.

3.3.6. DC-DC power losses model.

The power losses described in previous subsections were implemented in a simulation model in Simulink®. For a constant switching frequency f_{SW} , the total losses and the efficiency depend only on the RMS current I_{ON} and the DC-link voltage U_{DC} , as temperature is not considered in this work. Therefore, a 3D efficiency map may be obtained, such as that depicted in Figure 2.21 for a conventional DC-DC converter and for a two-branch interleaved DC-DC converter, both of them with a switching frequency of 5 kHz.

Figure 2.21. DC-DC efficiency as a function of current and ESS voltage: (a) conventional single-branch converter; (b) interleaved converter with 2 branches.

These efficiency maps are well known and therefore they will not be further discussed here. They have a similar shape to others published in the literature [24]. As expected, the interleaved topology not only increases the total power, but it also improves the efficiency [69].

It is worth noting here that in this study a non-optimized control strategy was considered for the DC-DC, in the sense that the switching strategy was not operating-point-dependent.

However, interleaved DC-DC converters are sometimes controlled so that only a branch is used for low power / current and both of them are used for high power / current. This strategy optimizes overall efficiency, as reported in [75].

3.4. Vehicle model and driving cycles.

3.4.1. Motion resistances and equivalent inertia.

The vehicle model represents both the inertia of the vehicle and its motion resistances. These include rolling resistance, aerodynamic drag and gradient resistance; the last one being of active nature (may take negative values and contribute to the movement of the vehicle). Transmission losses are also accounted for.

Figure 2.22. (a) Main forces acting on a vehicle: rolling, aerodynamic, and gradient (weight); (b) Aerodynamic drag in the direction of movement.

The three abovementioned motion resistances are modeled as follows [76-78]:

$$F_T = F_{aero} + F_{roll} + F_{grav} \quad (2.35)$$

$$F_{aero} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A_F \cdot C_D \cdot (v - v_{WIND})^2 \geq 0 \quad (2.36)$$

$$F_{roll} = \mu_{rod} \cdot M \cdot g \cdot \cos(\alpha) > 0 \quad (2.37)$$

$$\text{with } \mu_{roll} = \mu_{roll,0} + \mu_{roll,S} \cdot v^{2.5} \quad (2.38)$$

where

F_T : total motion resistance [N]

F_{aero} : aerodynamic resistance [N]

F_{roll} : rolling resistance [N]

F_{grav} : gradient resistance [N]

ρ : air mass density [kg/m³]

A_F : vehicle frontal area [m²]

C_D : vehicle drag coefficient [-]

v : vehicle speed [m/s]

v_{WIND} : headwind speed (positive in the same direction than the vehicle) [m/s]

M : total mass of the vehicle [kg]

g : free fall acceleration [m/s²]

α : road slope (positive when climbing) [°]
 μ_{roll} : rolling friction coefficient [-]
 $\mu_{roll,0}$: constant rolling friction coefficient [-]
 $\mu_{roll,S}$: incremental rolling friction coefficient [-]

The load torque is calculated from the total motion resistance in (2.35) by means of the following expression:

$$\begin{cases} T_{load} = \frac{ERR}{i_{GEAR} \cdot \eta_{GEAR}} \cdot F_T \text{ (traction mode)} \\ T_{load} = \frac{ERR \cdot \eta_{GEAR}}{i_{GEAR}} \cdot F_T \text{ (regenerative mode)} \end{cases} \quad (2.39)$$

where ERR [m] is the effective rolling radius (which is not exactly the same as the loaded tire radius [79]), i_{GEAR} [-] is the transmission gear ratio and η_{GEAR} [-] is the transmission energy efficiency (assumed to be constant and equal to 0.95 [76]).

Regarding the moment of inertia, the total inertia J [kg·m²] as seen by the electric motor is given by:

$$J = J_{high} + \frac{J_{low}}{i_{GEAR}^2} + \frac{M \cdot ERR^2}{i_{GEAR}^2} \quad (2.40)$$

where J_{high} and J_{low} are the total rotatory inertia in the high speed shaft (motor shaft) and in the low speed shaft (wheels shaft), respectively. Most of the vehicle inertia is given by its mass M .

Both the load torque and the total inertia as given by (2.39) and (2.40) are then included in the mechanical equation (Newton's second law for rotation):

$$T_{em} - T_{load} = J \cdot \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B \cdot \omega_{mec} \quad (2.41)$$

with T_{em} the electromagnetic torque provided by the traction motor(s), ω_{mec} the rotor mechanical speed, and B the total friction coefficient [Nm·s·rad⁻¹].

The only information needed for the analysis presented later in this chapter is the load seen by the HESS (i.e., the instantaneous power profile in the DC-link). Assuming that the average efficiency of the drive (inverter+machine) is η_{DRIVE} , the instantaneous power P_{HESS} is given by:

$$\begin{cases} P_{HESS}(t) = \frac{T_{em} \cdot \omega_{mec}}{\eta_{DRIVE}} \text{ (traction mode)} \\ P_{HESS}(t) = T_{em} \cdot \omega_{mec} \cdot \eta_{DRIVE} \text{ (regenerative mode)} \end{cases} \quad (2.42)$$

3.4.2. Mitsubishi iMiEV parameters.

In this work, the Mitsubishi i-MiEV / Citroën C-Zero / Peugeot iOn has been chosen for analysis. This EV has been available for a long time already (since 2010) and all the necessary information is easy to find online. Figure 2.23 shows a picture of 2015's model, while Table 2.9 contains the main parameters used in this chapter to model de vehicle.

Figure 2.23. Mitsubishi i-MiEV (2015).

Table 2.9. i-MiEV data.

General information		Model parameters			
Type	Battery EV	Motor power	47 kW	Curb weight	1080+60 kg
Max. speed	130 km/h	Motor rated speed	2500 rpm	Wheel radius	275 mm
Battery	Lithium–titanate	Battery voltage	330 V _{DC}	Width	1.475 m
Energy	16 kWh	$\mu_{roll,0}$	0.0120	Height	1.600 m
Range	160 km	$\mu_{roll,S}$	0.0075	Fill factor (est.)	80%
Price (Spain)	18.000€	C_D	0.35	A_F	1.888 m ²

3.4.3. ARTEMIS driving cycle.

The driving cycle used in this work is one of the ARTEMIS European driving cycles [80]. These cycles were built-up to be representative of the actual conditions of vehicle usage and to reproduce the diversity of the observed driving conditions. Such driving cycles present a real advantage as they are derived from a large database, using a methodology that was widely discussed and approved. They are probably the results of the most advanced works in that area, according to their author.

As the i-MiEV maximum speed is 130 km/h, the original ARTEMIS cycle could not be used. Therefore, it was slightly modified to adapt it to this particular EV. This adapted version, shown in Figure 2.24 along with the original one, has three main parts. The first one is an 18-minute urban cycle in completely flat terrain. It has an average speed of 17.5 km/h and a running speed of 24.4 km/h. In all, 21 stops lead to a stop total duration of 28% and a rate of 4.7 stops per km. The second part corresponds to road driving, again in flat conditions and with an average speed of 59 km/h. This part also includes a few stops. Thirdly, a 12-minute motorway cycle of 112 km/h in average completes the ARTEMIS. Note that the adapted version of the cycle has the same duration as the original one, and thus the distance covered will be shorter.

Figure 2.24. Original ARTEMIS driving cycle and adapted ARTEMIS cycle used in this work.

To derive the instantaneous power provided/absorbed by the ESS from the speed reference defined by the ARTEMIS cycle, a simulation was performed. As described previously, the i-MiEV³ was modelled in Simulink® taking into account the following elements:

- A full-bridge inverter of enough power, including the corresponding capacitive and inductive filters. Both conduction losses and switching losses were included in the model in a way similar to that presented in subsection 3.3 and exactly equal to that described in Chapter 3.
- The electrical machine (a 50 kW permanent magnet synchronous machine with a maximum torque of 196 Nm), taking saturation, copper and iron losses into account (although the influence of switching frequency on both losses was neglected; see Chapter 3).
- The powertrain transmission and the wheels properties.
- The brakes. Regenerative braking is limited to 50 kW, so any extra power needed is provided by conventional brakes.
- The total mass of the vehicle (curb mass plus one passenger).
- Two motion resistances: aerodynamic drag and rolling friction (gravitational resistance is not applicable since the cycle is completely flat).
- And the urban cycle itself.

Simulations were run, so that the virtual i-MiEV drove a virtual ARTEMIS urban cycle. As a result, the ESS power (instantaneous values) was obtained. This power profile, which is depicted in Figure 2.25, contains strong acceleration peaks and deep regenerative braking, as expected. The net energy consumption is 10.67 kWh and the energy that would be needed without regenerative braking would ascend to 12.48 kWh (the total energy exchanged by the drive reaches 14.28 kWh). As the energy required to drive the cycle is 10.67 kWh, any HESS with less than 12 kWh will probably not be capable of completing it (once power losses are accounted for).

Figure 2.25. Power profile corresponding to an i-MiEV driving the aforementioned ARTEMIS cycle.

³ Actually, some of the i-MiEV parameters were slightly modified in this simulation, which means that the results do not correspond to the real version of this vehicle. As HESSs are analyzed in this chapter, the original i-MiEV's batteries were replaced by a different ESS of higher energy (up to 20 kWh when no supercapacitors are used) and weight (60 extra kilograms). Note that the specific EV used is not relevant for the purposes of this research; it is a mere example.

4. HESS dimensioning for EVs: Impact of hybridization percentage on performance, energy efficiency and battery aging.

This section is dedicated to the study of HESSs for EVs from the point of view of energy efficiency and battery aging. This analysis is done from a different perspective than that usually found in the scientific literature, which focuses on a single topology. Here, two topologies are studied (topologies 3 and 4 in section 2.2), but the analysis could and should be extended to all of them to answer the questions raised in subsection 2.2.9, and especially to topology 7 as it is the next most interesting choice for EV applications.

This study is also different from others in the literature in that it faces HESSs dimensioning with the aim of investigating how certain parameters evolve as batteries are replaced by supercapacitors, while keeping weight constant, in a given HESS. These parameters are volume, efficiency, battery aging and price in this particular case, although others could be added.

The methodology followed for each topology is basically the same, and therefore it will be described in detail only for the first one. The main difference between topologies lies in the control strategy, and especially how control parameters – such as PID regulators – are adjusted to guarantee a fair comparison between topologies.

4.1. Topology 3: Two stage batteries / supercapacitors.

4.1.1. Methodology and control strategy.

This topology, detailed in Figure 2.26 as considered in this work, is the simplest to control (of those topologies that can be controlled; i.e., topologies 3 to 7). This is due to the fact that, despite appearances, this topology only has one true ESS, as the supercapacitors actually behave as an improved DC-link. It is true that they can store much more energy than conventional capacitors, but this energy cannot be used freely, as the DC-link voltage U_{DC} must be controlled. This does not mean that U_{DC} should be kept constant (which would completely waste the supercapacitors capacity to store energy), but that it should be kept within a predefined range, depending on the inverter and the electrical machine requirements.

Figure 2.26. Traction drive considered in this subsection.

Each of the ESSs depicted above consists of a $N_s \times N_p$ matrix of cells, as illustrated in Figure 2.27. No parameter variation is considered either for the batteries or for the supercapacitors, which also implies that there is no need for equalization.

Figure 2.27. (a) Battery pack comprising N_s cells in series and N_p cells in parallel. (b) Supercapacitor pack.

A simulation model of the system in Figure 2.26 was built in Simulink®; the top-level of this model is shown in Figure 2.28. As the simulations were required to run for up to 4000 seconds (the duration of the standard Artemis cycle is 52 minutes), and given that hundreds of cases were expected to be simulated, switching was not included in the model. With switching frequencies in the order of a few kilohertz, it would have been too intensive computationally. Besides, the exact switching behavior is not of interest in this case, as the study focuses on power flows and power losses in the system.

The conventional approach in these situations is to use an average-value model, in which variables are averaged over the switching interval and calculated analytically. The time step required by an average-value model is significantly larger than that of a model that accounts for switching. However, in this case the model can be simplified even further, since the aim of the simulations is to calculate the instantaneous current and power profile in the batteries and in the supercapacitors. Consequently, an energy-balance model was built, in which the whole system is represented by a DC-link in which a series of bidirectional power sources (modelled as current sources) inject or draw power.

Figure 2.28. Topology 3: Simulation model in Simulink®.

As an example of how the model is built, consider the lower part in Figure 2.28. The “Battery pack” (left side), which in essence is a controllable voltage source (see Figure 2.7), is connected to two resistors “L1” and “L2” which represent the resistive part of the DC-DC inductances (Figure 2.26). After this, two blocks model the DC-DC losses. Each of these blocks contains a controllable current source that draws power from the batteries or from the DC-link, depending on the power flow direction. The instantaneous power values are defined by the DC-DC operating point, as described in section 3.3. Finally, the block “DC-DC (lower voltage side)” contains yet another current source that draws/injects current from/into the batteries as commanded by the control strategy, which is implemented in the “DC-DC control” block (upper side of Figure 2.28).

When comparing different power topologies, or when comparing different hybridization percentages as in this case, one must ensure that the comparison is as fair as possible (within reasonable constraints). Control strategies are often the main reason for unfair comparisons. It is the author’s opinion that the best way to proceed in this particular case would be to optimize the control strategy for each topology under study, for each case under study (hybridization percentage), and for each driving cycle considered. This optimization would have to be done in accordance with the objectives of the analysis (energy efficiency and battery aging in this work). In other words, optimization would ensure that each control strategy is the best in terms of energy efficiency and battery aging for each topology / case / driving cycle.

There are already research works that report such HESS optimizations for EVs applications, and most of them point towards neural networks for online implementation (although offline implementation would suffice in this case) [18, 19, 24, 49]. Based on these publications, it is possible to conclude that “optimum” current profiles could be derived for each of the controllable ESSs (the batteries in the case of topology 3) so that fair comparisons may be established between topologies. However, this optimization problem is not particularly straightforward or simple to solve, and would have required a research process that lies beyond the scope of this thesis.

Consequently, a simplified approach has been considered in this work with satisfactory results (although probably not optimal): Instead of calculating optimum current profiles, conventional rule-based control strategies were implemented, whose control parameters (e.g., the constants of a PID controller) were optimized in terms of efficiency and aging. Although the methodology differs slightly from one topology to another, the essence is the same, and it will be described here specifically for topology 3.

The control scheme, which is depicted in Figure 2.29, is based on a conventional voltage loop, which uses a PI controller to calculate the current reference I_{BAT}^* from the voltage error, defined as the difference between the reference voltage U_{DC}^* and the real voltage U_{DC} . The novel aspect of the scheme lies in the PI controller, which is adaptive (it does not have constant parameters). Instead, voltage-dependent proportional and integral gains are used. The motivation to do so is to provide the control system with more flexibility, so that it can benefit from the energy stored in the supercapacitors (which is directly related to U_{DC}).

Figure 2.29. Topology 3: Control scheme with adaptive PI controller.

This adaptive behavior is implemented in two blocks. The first one modifies the error so that it is artificially enlarged when there is risk of supercapacitors overvoltage:

$$E' = \begin{cases} E, & \text{if } U_{DC} \leq U_{DC}^* \\ k_{OV} \cdot E, & \text{if } U_{DC} > U_{DC}^* \end{cases} \quad (2.43)$$

with E and E' the original and modified voltage error and $k_{OV} = 1.1$ a constant. This modification makes the PI controller behavior asymmetrical, as its response will be more or less dynamic depending on the voltage error sign.

The second block modifies the default proportional and integral gains as the voltage U_{DC} goes away from its reference value U_{DC}^* :

$$k_{AD} = 1 + \left(\frac{E - U_{BAND}}{U_{BAND}} \right)^2 \quad (2.44)$$

where $U_{BAND} = 25$ is a constant. Hence, the proportional and integral gains k_P and k_I used at every simulation step are:

$$k_P = k_{P0} \cdot k_{AD} \quad (2.45)$$

$$k_I = k_{I0} \cdot k_{AD} \quad (2.46)$$

k_{P0} and k_{I0} being the default gains, which are the two parameters that will be considered as optimization variables. Figure 2.30 shows how these two modifications change these default values. In this work, a minimum voltage of $U_{MIN} = 400$ was assumed, while the maximum voltage is given by $U_{MAX} = N_S' \cdot U_{UC, rated} = 187 \cdot 2.7 = 505$ V.

Figure 2.30. Adaptive PI controller gains as a function of voltage.

As aforementioned, every control strategy must be optimized to properly compare topologies and hybridization percentages. In the case of topology 3, two parameters were chosen for optimization: the default gains k_{p0} and k_{i0} . As objective function, only energy efficiency (in the form of energy consumption to perform a certain driving cycle) was considered in this case, which simplifies the problem to a mono-objective optimization. It must be stated here that, for topology 3, optimizing efficiency is strongly related to minimizing the total Ah-throughput of the battery, and to minimizing the average operating temperature as well. Thus, the former implies the other two.

As optimization method, a pattern search algorithm was used [81]. Given the simplicity and tameness of the optimization problem (the search space lacks irregularities or steep gradients) and the large size of the search space (as both k_{p0} and k_{i0} can take very small or very large values), a search pattern method would probably yield good results very quickly (with very few iterations). Namely, a direct search method was programed in Matlab® [81]; see example in Figure 2.31. Note that, for every evaluation of the objective function, a simulation of the duration of the driving cycle had to be run to obtain the energy consumed to perform the cycle. Direct search can be combined with parallel computing to shorten the computation time, since up to five evaluations are requested at the same time by the algorithm. As direct search is applicable to unconstrained problems, and given that in this case there are two constraints (minimum and maximum voltage constraints), the algorithm was programed so that a very high energy consumption was assigned to those solutions which breached voltage limits.

Figure 2.31. Example of convergence of a direct search method on Brody function. Images extracted from [82].

A whole family of PI parameters, adjusted as described above, were calculated so that each particular simulation – topology / hybridization percentage / driving cycle – was run with an optimized PI controller. Therefore, the simulation results reported in the following subsection should be comparable.

4.1.2. Simulation results.

For topology 3, nine different cases (hybridization percentage ranging from 0% to 57.2%; see Table 2.10) and two different driving cycles were analyzed. These cycles are actually different combinations of fragments of the Artemis cycle described in subsection 3.4.3:

- 1) Cycle #1: A whole Artemis cycle (urban + road + motorway + end) with a total duration of 3140 seconds.
- 2) Cycle #2: Three consecutive Artemis urban cycles (urban + urban + urban) with a total duration of 2916 seconds.

Results are presented in the following figures for both driving cycles. These include apparent efficiency (based on measurements taken just outside each device), real efficiency (including losses within each ESS), SoC at the end of the cycle (which is a way to compare driving range) and capacity fade due to cycling. Note that these efficiencies are not conventional round-trip efficiencies.

Table 2.10. Topology 3: Cases.

Case	No. battery cells in parallel N_P	No. supercapacitors in parallel $N_{P'}$	HybPer	Weight [kg]	Volume [l]
0	28	0	0%	157	76.6
1	26	1	7.2%	157	81.2
2	24	2	14.3%	157	85.7
3	22	3	21.5%	157	90.2
4	20	4	28.6%	157	94.8
5	18	5	35.8%	157	99.3
6	16	6	42.9%	157	103.9
7	14	7	50.0%	157	108.4
8	12	8	57.2%	157	113.0

Figure 2.32. Topology 3 simulation results for: (a-c) full ARTEMIS cycle, and (d-f) 3x ARTEMIS urban cycles. Dots are normal simulation results, squares are results for unfinished driving cycles, and dashed lines are tendency lines.

Next, some of the simulation results will be commented. Energy efficiency results are shown in Figure 2.32a and Figure 2.32d for topology 3, whose control strategy was optimized in terms of efficiency. Three values are depicted in each plot. The one at the top (light blue) is the efficiency of the DC-DC converter, which connects to the batteries in this topology. As *HybPer* increases (as batteries are replaced by supercapacitors, keeping the total weight constant), the converter handles less current and efficiency improves. The second value (orange) is the global efficiency of the HESS. For the urban cycle (Figure 2.32d), more *HybPer* always imply more efficiency, as there are many accelerations and regenerative brakings. However, in the case of the full cycle (Figure 2.32a), supercapacitors are beneficial for low hybridization percentages only. Finally, the third value (dark blue) is the DC-DC + batteries efficiency. Obviously, for *HybPer* = 0% this value matches that from global efficiency, as there are no supercapacitors. But then, the batteries efficiency drops as *HybPer* rises for the full driving cycle (Figure 2.32a). This is a consequence of reducing the battery pack, a consequence that becomes dominant with *HybPer* $\geq$ 35%. As the battery pack capacity is not critical in the urban cycle, the opposite behavior is shown in Figure 2.32d.

The global SOC of the HESS at the end of the driving cycles (SOC_F) is depicted in Figure 2.32b and Figure 2.32e. Although driving range has not been assessed in this study (it will be in future works), it is clear that replacing batteries with supercapacitors while keeping weight constant will severely impact the EV range. Figure 2.32b shows this reduction, to the point that the driving cycle cannot be finished with *HybPer* $\geq$ 47%. Similarly, when half the batteries are replaced by supercapacitors the SOC at the end of the urban cycle goes from 88% to 75%. In the case of the full ARTEMIS cycle, half the batteries means approximately half the range, since the supercapacitors do not improve performance in this sense. However, in the case of the urban cycle, range is reduced at a slower pace due to a combination of frequent regenerative braking and supercapacitors.

Regarding battery aging, Figure 2.32c shows capacity loss after 1000 full ARTEMIS cycles for different *HybPer* values. The results may seem surprising at first, but after careful analysis they make perfect sense, especially when considering that most scientific publications report improved aging when adding supercapacitors to a battery pack, and not when replacing batteries with supercapacitors, which is an entirely different thing. On one hand, it is true that supercapacitors reduce battery current peaks, which increase battery aging. However, one must not think in terms of absolute current when assessing aging, but in terms of relative current (i.e., C-rate). Replacing batteries with supercapacitors imply lower absolute current but not necessarily lower average C-rate. Besides, and according to the aging model used in this work, the relationship between current rate and aging in LiFePO₄ batteries is not monotonically increasing, as depicted in Figure 2.33. This means that, for low C-rate values (<2C), increasing the average current rate could actually improve aging.

Figure 2.33. Aging dependence on C-rate according to the results published in [47] and in [49].

Moreover, reducing the size of the battery pack has another detrimental consequence in terms of aging: as the load is the same, but the system stores less energy, the equivalent DoD

increases. Finally, it is not clear if the average temperature of the battery pack – which also affects aging, and significantly – is improved by replacing batteries with supercapacitors. In summary, as *HybPer* increases, there is one effect that improves battery aging (reduced current peaks) but could be up to three effects that do just the opposite (current rate, DoD and temperature), so the final outcome will depend on the particular case. A good example of this is given in Figure 2.32f, which shows results with a completely different tendency than those from Figure 2.32c.

4.2. Topology 4: Two stage supercapacitors / batteries.

4.2.1. Methodology and control strategy.

This topology, depicted in Figure 2.34, allows for more control possibilities than the previous one, since the DC-DC does not have to control the DC-link voltage U_{DC} , which is fixed by the batteries. This added flexibility has a price: there is no straightforward way to control the system. At simplest, one can resort to rule-based strategies that will hardly require less than four or five rules to perform decently. Alternatively, advanced control strategies, as those mentioned in subsection 2.2.4, can be used to optimize the system.

Figure 2.34. Traction drive considered in this subsection.

In the present work, the rule-based control strategy proposed in [20] has been implemented. The flowchart for this strategy is shown in Figure 2.35, P_{Req} being the power demanded by the drive (by the inverter) and V_{Scap} being the supercapacitors voltage:

Figure 2.35. Rule-based control strategy proposed in [20].

The algorithm implemented in this work, which has minor modifications from the one described in [20], behaves as follows:

- 1) While regenerative braking, supercapacitors absorb as much power as possible. Then, batteries absorb as much power as possible. Finally, conventional brakes deal with the remaining power.
- 2) Otherwise, two main cases are distinguished. If the power demanded by the drive is low (below a certain quantity P_{Min}), then the batteries provide all the traction power. Again, two sub-cases are considered depending on the supercapacitors voltage and the vehicle speed (as discussed later):
 - a. Both the supercapacitors and the DC-DC remain disabled.
 - b. The batteries also provide power (up to a given value P_{Ch}) to recharge the supercapacitors.
- 3) And finally, if the power demanded by the drive is high (above P_{Min}), supercapacitors provide all the power but P_{Min} , which is given by the batteries.
- 4) Obviously, the supercapacitors SoC can overrule any of the above rules, so that the batteries will take charge of any power that cannot be handled by them. In extreme situations (completely full or empty supercapacitors), this implies that the HESS will temporary behave as a conventional ESS.

This ruled-based strategy has potential for high efficiency as long as the two parameters P_{Min} and P_{Ch} are optimized. In the original publication [20], the authors use a brute force method to adjust these parameters with two different goals: energy efficiency maximization and battery current peaks minimization, both of them for certain pre-know driving cycles. As stated previously in this document, a true control strategy for a real system should be able to optimize the system in real time (online) and regardless the driving cycle. Fortunately, this is not the problem faced in the present analysis, in which topologies and hybridization percentages are compared and offline optimizations for specific driving cycles can be used. Thus, the approach considered in [20] is sufficient here.

As explained in [24] (which also uses this control strategy for comparison purposes), this rule-based algorithm sets the supercapacitors voltage requirement V_{Req} (which is actually used to decide whether the batteries charge the supercapacitors during low power situations; rule #2) based on heuristics, as described next. V_{Req} is set to high levels when the vehicle is stopped or at very low speed. This way, enough power should be available whenever needed for accelerations. Complementarily, the control strategy sets a low V_{Req} voltage requirement to allow room for receiving the regenerative braking energy when the vehicle speed decreases from high speed. In the present work, the above behavior was mathematically implemented as follows:

$$V_{Req} = U_{UC,max} \cdot \sqrt{1 - \frac{v}{k_v}} = N'_S \cdot U_{UC,rated} \cdot \sqrt{1 - \frac{v}{k_v}} \quad (2.47)$$

where $U_{UC,max}$ is the maximum voltage for the whole supercapacitor pack, $U_{UC,rated}$ is the rated voltage of a single supercapacitor cell, v is the speed of the vehicle and k_v is a constant adjusted so that the supercapacitors are at its minimum voltage (40%, 120 V) at top speed (140 km/h):

$$k_v = \frac{v_{max}}{\left(1 - \frac{U_{UC,min}}{U_{UC,max}}\right)^2} \quad (2.48)$$

As aforementioned, the two parameters P_{Min} and P_{Ch} need to be optimized. The optimization problem is very similar to that in topology 3 (mono-objective optimization with two variables), and therefore a similar approach was taken here. As suggested by the results in [20],

this optimization can be done under different criteria, including efficiency maximization or aging minimization. In this work both alternatives have been considered.

4.2.2. Simulation results.

For topology 4, ten different cases (hybridization percentage ranging from 0% to 56.3%; see Table 2.11) were analyzed:

Table 2.11. Topology 4: Cases.

Case	No. battery cells in parallel N_P	No. supercapacitors in parallel N_P'	HybPer	Weight [kg]	Volume [l]
0	16	0	0%	153.4	75.0
1	15	1	4.4%	150.5	76.2
2	14	3	13.0%	154.2	83.4
3	13	4	17.6%	151.3	84.7
4	12	6	25.8%	155.0	91.9
5	11	7	30.6%	152.1	93.2
6	10	9	38.5%	155.8	100.4
7	9	10	43.6%	152.9	101.6
8	8	12	51.0%	156.6	108.8
9	7	13	56.3%	153.7	110.1

Results are presented in the following figures for the same driving cycles as with topology 3. These include both control strategies optimizations: the efficiency-based one, and the aging-based one. As can be seen in Figure 2.36a and in Figure 2.36b, the difference between both optimizations is not significant in terms of energy efficiency for the full ARTEMIS cycle, as both control strategies achieve almost the same results (obviously, the efficiency-based one is above the aging-based one in both plots). Nevertheless, the same cannot be said for the capacity fade after 1000 cycles, especially for some values of *HybPer*. These results suggest that, for this particular topology and control strategy, the second alternative should be chosen over the first one, as the benefits of optimizing energy efficiency are negligible compared to the benefits of optimizing battery aging.

These differences become even more pronounced in the case of the urban cycle. Optimizing energy efficiency offers up to a 1% increase in efficiency for hybridization percentages between 5% and 25% (Figure 2.36d). Notice that 1% extra efficiency when the average losses are 5% of the total power is a very remarkable improvement. However, the aging-optimized strategy presents half the capacity fade after 1000 cycles for the same *HybPer* range (Figure 2.36f), which is even more remarkable.

It is worth noting here that the results presented in this section are mere examples of how topology, control strategy and hybridization percentage affect energy efficiency and battery aging in HESSs. They must not be used to draw general conclusions. These results suggest that it is not always easy to predict whether more supercapacitors will improve the performance of an EV ESS in terms of efficiency and battery aging. For some topologies and control strategies, it would be better to add more batteries instead of adding supercapacitors. Another important conclusion is that, to properly compare topologies for HESSs, one must carefully consider which control strategies are used as well as the criteria to optimize them (energy efficiency, range, battery aging...). This last statement is actually true for many electrical systems (and probably for many other engineering systems as well), and it is something that is usually overlooked when comparing devices such as electrical machines or power electronics topologies.

Figure 2.36. Topology 4 simulation results for: (a-c) full ARTEMIS cycle, and (d-f) 3x ARTEMIS urban cycles. Dots are normal simulation results, squares are results for unfinished driving cycles, and dashed lines are tendency lines. Two control strategies (efficiency-optimized and aging-optimized) are depicted in every plot.

5. Summary and conclusions.

This chapter has focused on Hybrid Energy Storage Systems (HESSs) for Electric Vehicle (EV) applications, consisting of a combination of batteries and supercapacitors. First, seven power topologies were qualitatively analyzed based on different criteria such as controllability, simplicity and cost. Two topologies were selected as favorites, although others could be chosen depending on the designer's preferences. After this, a deeper analysis was performed for these two topologies. The whole system under study comprises the following elements: a battery pack (LiFePO_4 batteries), a supercapacitor pack (Electric Double Layer Capacitors), up to two DC-DC converters (depending on the power topology), and an equivalent load which behaves as a model of the EV (including motion resistances and inertia). Mathematical models for the batteries, the supercapacitors, the DC-DC converters and the vehicle itself have been used for this analysis. The study considers performance variation (energy efficiency and battery aging) and hybridization percentage (ratio between batteries and supercapacitors, defined in terms of mass) for different

topologies, using two power load profiles based on standard driving cycles. The chapter ends with some examples of how topology, control strategy and hybridization percentage affect energy efficiency and battery aging.

HESSs comprising batteries and supercapacitors have already been studied from different perspectives in many publications. There is no doubt that supercapacitors are very attractive for urban vehicles, such as electric buses. All these publications agree in that supercapacitors reduce batteries current peaks, which is always a good thing, and that they improve the whole system performance. However, most of these works assume that less current peaks in the batteries imply better efficiency and slower aging (but not driving range, which is usually reduced). Although these statements should be correct in most cases, some of the results presented in this chapter suggest that this point is not so clear.

Particularly, when space and weight constraints are considered, it is not obvious how many supercapacitors should an HESS contain (or even if it should contain any supercapacitors at all). Similarly, the most appropriate power topology is not a straightforward choice, especially when considering the associated control strategy. Battery aging is especially difficult to assess, as it is a very complex process which depends on many parameters, and in a non-linear way. As aging is very dependent on the driving cycle, widespread conclusions should be avoided. This is illustrated in the chapter by analyzing two cycles of different nature.

When dimensioning energy storage, it is unavoidable to face a complex problem. As shown in this work, there is an optimal hybridization percentage (an optimal proportion between batteries and supercapacitors) for every case (each case being defined by a topology, a control strategy and a driving cycle). However, it does not make sense to try to split the dimensioning problem into more simple ones (for instance, by fixing the topology). The whole range of alternatives has to be considered at the same time to find a true optimal solution.

Another important conclusion is that complex HESS topologies should not be chosen if the control strategy is not going to match the hardware complexity. In some engineering problems, choosing a more complex hardware always implies some kind of improvement, while a complex software usually offers further benefits within that hardware. However, in ESSs for EVs, choosing a more advanced topology without developing and optimizing the corresponding control strategy could result in performance loss. In other words, when searching for an optimized hybridization percentage or an efficiency/aging improvement, the user should define the type of control strategy which is able to provide and, based on that, the HESS topology, and not the other way around.

6. References.

- [1] P. Concha Moreno-Torres, P. Velez, M. Lafoz, and J. R. Arribas, "Flexible low-cost system to test batteries and ultracapacitors for electric and hybrid vehicles in real working conditions," in *World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013.
- [2] P. Concha Moreno-Torres, M. Lafoz, P. Velez, and J. R. Arribas, "Energy storage systems for electric vehicles: Performance comparison based on a simple equivalent circuit and experimental tests," in *World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013.
- [3] A. Cucala, A. Fernandez, R. Rodríguez, A. Fernandez, Á. J. López, M. Lafoz, P. C. Moreno-Torres, *et al.*, "Sistema de Aprovechamiento de Energía Eléctrica Regenerada por un Tren o Disponible en Catenaria, por parte de un Vehículo Eléctrico, y Procedimiento Asociado," patent application ES2543129 (A1), 2014.
- [4] P. Moreno-Torres, G. Navarro, M. Blanco, and M. Lafoz, "Multifunctional Test Bench for the Emulation and Testing of Electric Vehicle Fast-Charging from Urban Railway Power Lines," in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Seville, SPAIN, 2015.
- [5] P. J. Grbovic, "Energy Storage Technologies and Devices," in *Ultra-Capacitors in Power Conversion Systems: Analysis, Modeling and Design in Theory and Practice*, ed: Wiley-IEEE Press, 2013, pp. 1-21.
- [6] IEC, Electrical Energy Storage White Paper, 2011.
- [7] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, and A. Emadi, "Energy Storage Systems for Automotive Applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2258-2267, 2008.
- [8] A. Khaligh and L. Zhihao, "Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 2806-2814, 2010.
- [9] G. Ren, G. Ma, and N. Cong, "Review of electrical energy storage system for vehicular applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 41, pp. 225-236, 2015.
- [10] B. Zakeri and S. Syri, "Electrical energy storage systems: A comparative life cycle cost analysis," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 42, pp. 569-596, 2015.
- [11] P. Moreno-Torres, M. Lafoz, G. Navarro, M. Blanco, and L. García-Tabarés, "Sistema para el acondicionamiento de la potencia eléctrica generada en un sistema de generación undimotriz," patent application ES2547029 (A1), 2015.
- [12] S. M. Lukic, S. G. Wirasingha, F. Rodriguez, J. Cao, and A. Emadi, "Power Management of an Ultracapacitor/Battery Hybrid Energy Storage System in an HEV," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC '06)*, pp. 1-6, 2006.
- [13] O. Laldin, M. Moshirvaziri, and O. Trescases, "Predictive Algorithm for Optimizing Power Flow in Hybrid Ultracapacitor/Battery Storage Systems for Light Electric Vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 3882-3895, 2013.
- [14] G. Lijun, R. A. Dougal, and L. Shengyi, "Power enhancement of an actively controlled battery/ultracapacitor hybrid," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 236-243, 2005.
- [15] V. Bolborici, F. P. Dawson, and K. K. Lian, "Sizing considerations for ultracapacitors in hybrid energy storage systems," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2900-2907, 2011.
- [16] J. Cao and A. Emadi, "A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 122-132, 2012.
- [17] G. Yimin and M. Ehsani, "Parametric design of the traction motor and energy storage for series hybrid off-road and military vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 749-755, 2006.
- [18] M. Ortuzar, J. Moreno, and J. Dixon, "Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 2147-2156, 2007.
- [19] J. Moreno, M. E. Ortuzar, and J. W. Dixon, "Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 614-623, 2006.
- [20] R. Carter, A. Cruden, and P. J. Hall, "Optimizing for Efficiency or Battery Life in a Battery/Supercapacitor Electric Vehicle," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 1526-1533, 2012.
- [21] Z. Amjadi and S. S. Williamson, "A Novel Control Technique for a Switched-Capacitor-Converter-Based Hybrid Electric Vehicle Energy Storage System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 926-934, 2010.
- [22] T. P. Kohler, D. Buecherl, and H. Herzog, "Investigation of control strategies for hybrid energy storage systems in hybrid electric vehicles," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC '09)*, pp. 1687-1693, 2009.
- [23] H. A. Borhan and A. Vahidi, "Model predictive control of a power-split Hybrid Electric Vehicle with combined battery and ultracapacitor energy storage," in *American Control Conference (ACC)*, pp. 5031-5036, 2010.
- [24] J. Shen and A. Khaligh, "A Supervisory Energy Management Control Strategy in a Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System," *Transportation Electrification, IEEE Transactions on*, vol. 1, pp. 223-231, 2015.
- [25] O. Onar and A. Khaligh, "Dynamic modeling and control of a cascaded active battery/ultra-capacitor based vehicular power system," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC '08)*, pp. 1-4, 2008.

- [26] A. L. Allegre, R. Trigui and A. Bouscayrol, "Different energy management strategies of Hybrid Energy Storage System (HESS) using batteries and supercapacitors for vehicular applications," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1-6, 2010.
- [27] W. JennHwa, N. R. N. Idris, M. Anwar, and T. Taufik, "A parallel energy-sharing control for fuel cell-battery-ultracapacitor hybrid vehicle," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2923-2929, 2011.
- [28] K. P. Yalamanchili and M. Ferdowsi, "Review of multiple input DC-DC converters for electric and hybrid vehicles," in *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion*, pp. 160-163, 2005.
- [29] MathWorks. *Battery*. Available (2015): <http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/battery.html>
- [30] C. M. Shepherd, "Design of Primary and Secondary Cells II. An Equation Describing Battery Discharge," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 112, pp. 657-664, 1965.
- [31] O. Tremblay, L. A. Dessaint, and A. I. Dekkiche, "A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 284-289, 2007.
- [32] O. Tremblay and L. A. Dessaint, "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications," in *World Electric Vehicle Journal Vol. 3*, Stavanger, Norway, 2009.
- [33] M. Chen and G. A. Rincón-Mora, "Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, 2006.
- [34] T. Huria, M. Ceraolo, J. Gazzarri, and R. Jackey, "High fidelity electrical model with thermal dependence for characterization and simulation of high power lithium battery cells," in *IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, pp. 1-8, 2012.
- [35] M. Petricca, S. Donghwa, A. Bocca, A. Macii, E. Macii, and M. Poncino, "Automated generation of battery aging models from datasheets," in *32nd IEEE International Conference on Computer Design (ICCD)*, pp. 483-488, 2014.
- [36] L. H. Saw, K. Somasundaram, Y. Ye, and A. A. O. Tay, "Electro-thermal analysis of Lithium Iron Phosphate battery for electric vehicles," *Journal of Power Sources*, vol. 249, pp. 231-238, 2014.
- [37] Y. Chen and J. W. Evans, "Three-Dimensional Thermal Modeling of Lithium-Polymer Batteries under Galvanostatic Discharge and Dynamic Power Profile," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 141, pp. 2947-2955, 1994.
- [38] K. E. Thomas and J. Newman, "Thermal Modeling of Porous Insertion Electrodes," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 150, pp. A176-A192, 2003.
- [39] C. Forgez, D. Vinh Do, G. Friedrich, M. Morcrette, and C. Delacourt, "Thermal modeling of a cylindrical LiFePO₄/graphite lithium-ion battery," *Journal of Power Sources*, vol. 195, pp. 2961-2968, 2010.
- [40] W. Fang, O. J. Kwon, and C.-Y. Wang, "Electrochemical-thermal modeling of automotive Li-ion batteries and experimental validation using a three-electrode cell," *International Journal of Energy Research*, vol. 34, pp. 107-115, 2010.
- [41] Y. Ye, Y. Shi, N. Cai, J. Lee, and X. He, "Electro-thermal modeling and experimental validation for lithium ion battery," *Journal of Power Sources*, vol. 199, pp. 227-238, 2012.
- [42] C. Zhu, X. Li, L. Song, and L. Xiang, "Development of a theoretically based thermal model for lithium ion battery pack," *Journal of Power Sources*, vol. 223, pp. 155-164, 2013.
- [43] L. Rao and J. Newman, "Heat-Generation Rate and General Energy Balance for Insertion Battery Systems," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 144, pp. 2697-2704, 1997.
- [44] P. Ramadass, B. Haran, P. M. Gomadam, R. White, and B. N. Popov, "Development of First Principles Capacity Fade Model for Li-Ion Cells," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 151, pp. A196-A203, 2004.
- [45] R. Spotnitz, "Simulation of capacity fade in lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 113, pp. 72-80, 2003.
- [46] M. Dubarry, V. Svoboda, R. Hwu, and B. Y. Liaw, "Capacity loss in rechargeable lithium cells during cycle life testing: The importance of determining state-of-charge," *Journal of Power Sources*, vol. 174, pp. 1121-1125, 2007.
- [47] J. Wang, P. Liu, J. Hicks-Garner, E. Sherman, S. Soukiazian, M. Verbrugge, H. Tataria, *et al.*, "Cycle-life model for graphite-LiFePO₄ cells," *Journal of Power Sources*, vol. 196, pp. 3942-3948, 2011.
- [48] I. Bloom, B. W. Cole, J. J. Sohn, S. A. Jones, E. G. Polzin, V. S. Battaglia, G. L. Henriksen, *et al.*, "An accelerated calendar and cycle life study of Li-ion cells," *Journal of Power Sources*, vol. 101, pp. 238-247, 2001.
- [49] S. Junyi, S. Dusmez, and A. Khaligh, "Optimization of Sizing and Battery Cycle Life in Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage Systems for Electric Vehicle Applications," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 2112-2121, 2014.
- [50] Q. Badey, G. Cherouvrier, Y. Reynier, and S. Franger, "Ageing forecast of lithium-ion batteries for electric and hybrid vehicles," *Current topics in electrochemistry*, vol. 16, pp. 65-79, 2011.
- [51] H. Bindner, T. Cronin, P. Lundsager, J. F. Manwell, U. Abdulwahid, and I. Baring-Gould, "Lifetime Modelling of Lead Acid Batteries," Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, 2005.

- [52] Y. Zhang, C.-Y. Wang, and X. Tang, "Cycling degradation of an automotive LiFePO₄ lithium-ion battery," *Journal of Power Sources*, vol. 196, pp. 1513-1520, 2011.
- [53] A123 Systems, "Nanophosphate Basics: An Overview of the Structure, Properties and Benefits of A123 Systems' Proprietary Lithium Ion Battery Technology (white paper)," 2008.
- [54] A123 Systems, "High Power Lithium Ion Cell ANR26650m1 (datasheet)," 2006.
- [55] B. Gyenesa, D. A. Stevensa, V. L. Chevrierb, and J. R. Dahn, "Understanding Anomalous Behavior in Coulombic Efficiency Measurements on Li-Ion Batteries," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 162, pp. A278-A283, 2015.
- [56] MathWorks, *Supercapacitor*. Available (2015): <http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/supercapacitor.html>
- [57] L. L. Zhang and X. S. Zhao, "Carbon-based materials as supercapacitor electrodes," *Chemical Society Reviews*, vol. 38, pp. 2520-2531, 2009.
- [58] N. Xu and J. Riley, "Nonlinear analysis of a classical system: The double-layer capacitor," *Electrochemistry Communications*, vol. 13, pp. 1077-1081, 2011.
- [59] K. B. Oldham, "A Gouy-Chapman-Stern model of the double layer at a (metal)/(ionic liquid) interface," *Journal of Electroanalytical Chemistry*, vol. 613, pp. 131-138, 2008.
- [60] F. Rafik, H. Gualous, R. Gallay, A. Crausaz, and A. Berthon, "Frequency, thermal and voltage supercapacitor characterization and modeling," *Journal of Power Sources*, vol. 165, pp. 928-934, 2007.
- [61] P. J. Grbovic, "Ultra-Capacitor Energy Storage Devices," in *Ultra-Capacitors in Power Conversion Systems: Analysis, Modeling and Design in Theory and Practice*, ed: Wiley-IEEE Press, 2013, pp. 22-77.
- [62] W. Lajnef, J. M. Vinassa, O. Briat, S. Azzopardi, and E. Woirgard, "Characterization methods and modelling of ultracapacitors for use as peak power sources," *Journal of Power Sources*, vol. 168, pp. 553-560, 2007.
- [63] S. Lisheng and M. L. Crow, "Comparison of ultracapacitor electric circuit models," in *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pp. 1-6, 2008.
- [64] Y. Zhang and H. Yang, "Modeling and characterization of supercapacitors for wireless sensor network applications," *Journal of Power Sources*, vol. 196, pp. 4128-4135, 2011.
- [65] R. Faranda, "A new parameters identification procedure for simplified double layer capacitor two-branch model," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, pp. 363-371, 2010.
- [66] Y. Diab, P. Venet, H. Gualous, and G. Rojat, "Self-Discharge Characterization and Modeling of Electrochemical Capacitor Used for Power Electronics Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 510-517, 2009.
- [67] Maxwell Technologies, "Ultracapacitors (Document number: 3000489.1)," 2014.
- [68] P. J. Grbovic, "Interfase DC-DC Converters," in *Ultra-Capacitors in Power Conversion Systems: Analysis, Modeling and Design in Theory and Practice*: Wiley-IEEE Press, 2013, pp. 216-316.
- [69] O. Hegazy, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 4445-4458, 2012.
- [70] E. Arango, C. Ramos-Paja, J. Calvente, R. Giral, and S. Serna, "Asymmetrical Interleaved DC/DC Switching Converters for Photovoltaic and Fuel Cell Applications—Part 1: Circuit Generation, Analysis and Design " *Energies*, vol. 5, pp. 4590-4623, 2012.
- [71] Z. Saijun and Y. Xiaoyan, "A Unified Analytical Modeling of the Interleaved Pulse Width Modulation (PWM) DC-DC Converter and Its Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 5147-5158, 2013.
- [72] Semikron, "SKM200GB12E4 (datasheet)," 2013.
- [73] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, and T. Reimann, *Power Semiconductors (Application Manual)*, 2011.
- [74] ABB Switzerland Ltd, "Thermal runaway during blocking (Application Note 5SYA 2045-01)," 2013.
- [75] M. Jung, G. Lempidis, D. Holsch, and J. Steffen, "Optimization considerations for interleaved DC-DC converters for EV battery charging applications, in terms of partial load efficiency and power density," in *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, pp. 1-9, 2015.
- [76] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design (Second Edition)*: CRC Press, 2009.
- [77] E. Schaltz, "Chapter 1. Electrical Vehicle Design and Modeling," in *Electric Vehicles - Modelling and Simulations*: InTech, 2011, pp. 1-24.
- [78] G. K. Batchelor, *An Introduction to Fluid Dynamics*: Cambridge Mathematical Library, 2000.
- [79] H. B. Pacejka, *Tyre and Vehicle Dynamics*: Butterworth-Heinemann, 2006.
- [80] M. André, "The ARTEMIS European driving cycles for measuring car pollutant emissions," *Science of The Total Environment*, vol. 334-335, pp. 73-84, 2004.
- [81] MathWorks, *Direct Search*. Available (2015): <http://es.mathworks.com/help/gads/direct-search.html>
- [82] G. Jacquenot, *Pattern search (optimization)*. Available (2015): [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Pattern_search_\(optimization\)&oldid=675378919](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Pattern_search_(optimization)&oldid=675378919)

Capítulo 3

Diseño del rotor de una máquina síncrona de imanes permanentes interiores y de su correspondiente estrategia de control de máxima eficiencia para accionamientos de tracción.

1. Introducción.

Este capítulo está dedicado al estudio de la eficiencia energética de la parte del tren de tracción relacionada con el motor (máquina eléctrica + inversor + sistema de control). Los objetivos de esta parte de la tesis son los siguientes:

- 1) Desarrollar una metodología de diseño de motores eléctricos de tracción basada en el análisis de los puntos de funcionamiento más relevantes.
- 2) Diseñar el rotor de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes Interiores (MSIPI) mediante una optimización multiobjetivo que tenga en cuenta el par medio, el rizado de par y el rendimiento energético.
- 3) Desarrollar una metodología, basada en simulaciones mediante el método de los elementos finitos, que permita evaluar la idoneidad de una MSIPI para la implementación de un control tipo *sensorless* (sin medida de la posición del rotor) para bajas velocidades (incluyendo velocidad nula).
- 4) Analizar la eficiencia energética de los distintos componentes del tren de tracción correspondientes a este capítulo: la máquina eléctrica, el inversor que la alimenta y el sistema de control que gobierna su funcionamiento. Estudiar la influencia de la estrategia de control en dicha eficiencia. Identificar aspectos mejorables en cualquiera de los componentes o en el accionamiento en su conjunto.
- 5) Profundizar en el estudio de estrategias de control avanzadas para MSIPIs que sean de mayor eficiencia energética que la estrategia convencional más utilizada actualmente, que es aquella basada en una trayectoria que maximiza el par por unidad de corriente (*Maximum Torque Per Ampere* o MTPA), prestando especial atención a la robustez frente a variación de parámetros de la máquina.

Las publicaciones correspondientes a este capítulo de la tesis son, en orden cronológico:

- 1) [JCR]: “**Educational Project for the Teaching of Control of Electric Traction Drives**”, en la revista MDPI Energies, 2015 [1].

- 2) [Solicitud de patente]: “**Método y sistema para optimizar la corriente consumida por un accionamiento eléctrico con un motor síncrono**”, presentada ante la Oficina Española de Patentes y Marcas a principios de 2016.
- 3) [Propuesta para congreso]: “**Minimum Losses Point Tracking and Minimum Current Point Tracking in Interior PMSMs**”, abstract enviado al 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16), que se celebrará en septiembre de 2016.

Cabe mencionar que se han preparado otras publicaciones, relacionadas con la patente anterior, que no han sido enviadas a ninguna revista ni congreso científico para no divulgar prematuramente la invención que protege dicha patente.

2. Optimización del diseño geométrico del rotor de una MSIPI de flujo radial en base al par medio y al rizado de par.

2.1. Especificaciones de diseño.

Una de las tareas realizadas en el marco de esta tesis ha sido el diseño y construcción de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes Interiores (MSIPI) de flujo radial. Los motivos principales por los que se decidió acometer esta actividad fueron los siguientes:

- 1) Las especificaciones de diseño de la máquina que se necesitaba para la parte de demostración experimental en esta tesis eran poco habituales, dado que se trataba de un motor específico para un accionamiento de tracción de un carro de golf [2] con ciertas particularidades¹, como se verá más adelante.
- 2) Al comienzo de esta tesis, la oferta comercial de este tipo de máquinas era aún muy escasa, lo cual dificultaba la compra de una máquina comercial que cumpliera dichas especificaciones. Ya existían bastantes modelos de máquina de imanes, pero casi todos ellos eran de imanes superficiales, no interiores.
- 3) Para una parte importante de los análisis realizados en esta tesis era necesario disponer de información detallada acerca de los materiales y de la geometría de la máquina. Para motores comerciales, esta información no resultaba sencilla de obtener (concretamente, el diseño de la geometría del rotor era muy difícil de conseguir, principalmente por cuestiones de propiedad intelectual), mientras que para una máquina de diseño y fabricación propia ocurría todo lo contrario.

Esas especificaciones de diseño un tanto especiales a las que se hace referencia en el primer punto son las siguientes:

- 1) Densidad de potencia: Por restricciones de espacio en el carro de golf, la MSIPI debía ser considerablemente menor que el motor original. Al mismo tiempo, se quería aumentar la potencia asignada todo lo posible, para así poder incrementar la velocidad máxima del vehículo.
- 2) Rango de funcionamiento par-velocidad: Debido a las características concretas del vehículo en cuestión, los puntos de funcionamiento correspondientes a la zona de debilitamiento de campo debían ser sacrificados para obtener mayor capacidad de

¹ Inicialmente, la MSIPI fue concebida y diseñada para ser instalada en un carro de golf eléctrico, que originalmente tenía una Máquina de Corriente Continua (MCC) convencional (con escobillas) de 3 kW y 3000 rpm. Sin embargo, la MSIPI nunca llegó a ser montada en el carro, debido principalmente a la dificultad – e incluso el riesgo – que entrañaba tener que conducir un vehículo real a la hora de realizar ensayos y probar estrategias de control. Consecuentemente, se decidió instalar la MSIPI en una bancada de laboratorio convencional, en la que otra máquina actuase de emulador del vehículo.

par en la zona por debajo de la velocidad asignada, tal y como indica la Figura 3.1. Dicho de otra forma, la máquina debía ser capaz de proporcionar mayor par a costa de reducir su velocidad máxima.

Figura 3.1. Rango de funcionamiento de una MSIP convencional y rango de funcionamiento deseado para la MSIP de esta tesis.

- 3) Capacidad de *self-sensing*: En accionamientos de tracción con máquinas síncronas, la implementación de un control de tipo *sensorless* (sin sensor de posición, como un encoder o un resolver) presenta numerosas ventajas, tal y como se detallará en la sección 3. Sin embargo, no todas las máquinas son adecuadas para la realización de un control de este tipo. Concretamente, las MSIPs son aptas sólo cuando el rotor presenta una variación considerable de reluctancia. Uno de los objetivos de diseño de la MSIP es que tuviese suficiente capacidad de *self-sensing* para la implementación de un control de este tipo, siendo este objetivo menos prioritario que los dos anteriores.

Las especificaciones anteriores tuvieron importantes consecuencias sobre el diseño de la MSIP. Por ejemplo, las especificaciones 1) y 3) obligaron a optar por una máquina de imanes interiores, que debido al par de reluctancia poseen mayor densidad de potencia y mayor capacidad de *self-sensing* que las de imanes superficiales. La especificación 2) tuvo como consecuencia el sobredimensionamiento de los imanes en la máquina (en comparación con una MSIP convencional), tal y como se verá más adelante.

Por lo demás, el resto de especificaciones de diseño (par, velocidad, etc.) están resumidas en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1. Principales especificaciones de diseño de la MSIP objeto de esta tesis.

Máquina Síncrona de Imanes Permanentes			
Tipo de máquina	MSIP interiores	Longitud	< 300 mm
Potencia	> 3 kW	Diámetro exterior	< 300 mm
Velocidad asignada	1500 rpm	Volumen	Sin especific.
Velocidad máxima	1800 rpm	Peso	Sin especific.
Par asignado	> 19 Nm	Rendimiento	> 85%
Rizado de par ¹	< 20%	Refrigeración	Autoventilada

¹ El rizado de par no resulta crítico en accionamientos de tracción debido a la inercia de la carga (el propio vehículo), que actúa como amortiguador de dicho rizado. Por supuesto, afecta a las vibraciones y al ruido, y consecuentemente un rizado excesivo puede resultar desagradable desde el punto de vista del confort.

2.2. Variables de diseño.

En lugar de diseñar y construir la MSIP desde cero, se optó por partir de una Máquina de Inducción (MI) de jaula de ardilla de potencia y dimensiones acordes a las especificaciones

anteriores. Este enfoque permitió simplificar muchísimo el proceso de diseño y sobre todo de construcción y montaje de la máquina, puesto que el alcance del proyecto se redujo desde una máquina completa a tan sólo el rotor (dado que el estator de una MI es constructivamente idéntico al de una MSIP). Concretamente, la MI de partida fue la siguiente:

Tabla 3.2. MI de partida para el diseño y construcción de la MSIP.

Máquina de Inducción			
<i>Tipo de máquina</i>	MI jaula ardilla	<i>Longitud</i>	254 mm
<i>Fabricante</i>	Universal Motors	<i>Diámetro exterior</i>	229 mm
<i>Modelo</i>	BF31100LA-4 B3	<i>Tensión</i>	415 V _{RMS}
<i>Potencia</i>	2.2 kW	<i>Corriente</i>	4.84 A _{RMS}
<i>Velocidad</i>	1420 rpm	<i>Rendimiento</i>	79.7 %
<i>Frecuencia</i>	50 Hz	<i>Refrigeración</i>	Autoventilada

La geometría y dimensiones básicas del estator se muestran en la Figura 3.2a. Como puede verse en dicha figura, la máquina es trifásica ($m=3$), tiene $p=2$ pares de polos, $Q=36$ ranuras, $q=Q/(2pm)=3$ ranuras por polo y fase (devanado entero, no fraccionario), y el paso de bobina promedio es de $y_Q=Q/(2p)=9$ ranuras (90° mecánicos). El devanado estatórico es de tipo distribuido, siendo el número de conductores de cada fase el mismo en todas las ranuras correspondientes a dicha fase, como es habitual en MIs de pequeña potencia (menor a 5 kW). El número de conductores por ranura es $z_Q=46$, siendo estos hilo de cobre de sección 0.823 mm^2 (AWG 18), lo cual implica un factor de llenado del 45.9%. La Figura 3.2b muestra un detalle de las dimensiones y los conductores en el interior de una ranura.

Figura 3.2. (a) Estator de la MI empleada como punto de partida para el diseño y la construcción de la MSIP. (b) Detalle de una ranura del estator y de los conductores que contiene.

La longitud del paquete de chapas del estator es $L=88.8 \text{ mm}$, y el factor de empaquetamiento se ha supuesto del 97% (valor habitual en chapas de 0.65 mm de espesor). En cuanto al material, se trata de chapas magnéticas tipo M800-65A, opción muy habitual en motores de inducción de pequeña potencia y rendimiento moderado. Estas chapas son de 0.65 mm de espesor y se caracterizan por unas pérdidas en el hierro considerables. La Figura 3.3a muestra la curva de magnetización de este material, mientras que la Figura 3.3b contiene la curva de pérdidas a 50 Hz en función de la inducción magnética B .

Figura 3.3. Datos sobre las chapas magnéticas M800-65A (estator) y M600-50A (rotor): (a) Curva de magnetización; (b) pérdidas en el hierro a 50 Hz.

Como material para el nuevo rotor se optó por una chapa de mayor calidad a efectos de pérdidas en el hierro, la M600-50A, cuyas propiedades también se incluyen en la Figura 3.3 y en la Tabla 3.3. Esta elección puede parecer un tanto incoherente si se tiene en cuenta que la inmensa mayoría de las pérdidas en el hierro se producen en el estator en régimen permanente, dada la naturaleza síncrona de la máquina. Concretamente, según el desglose de pérdidas mencionado en el apartado 4.1.2, alrededor del 85% de las pérdidas tienen lugar en el estator. Sin embargo, es importante destacar que en régimen transitorio las pérdidas en el rotor se incrementan considerablemente [3]. Esto es importante en aplicaciones de tracción, en las cuales el accionamiento trabaja habitualmente en régimen transitorio. El motivo de elegir una chapa más eficiente para el rotor fue no tanto la eficiencia global de la máquina, sino la reducción de la temperatura del rotor y consecuentemente de los imanes permanentes. Unos imanes más fríos son siempre deseables en este tipo de máquinas, puesto que suponen una mayor capacidad de par y un menor riesgo de desmagnetización irreversible [4, 5] (véase la sección 6.1 para más información).

Tabla 3.3. Propiedades de las chapas magnéticas empleadas en la MSIPI.

	Chapas magnéticas	
	M800-65A	M600-50A
<i>Espesor</i>	0.65 mm	0.50 mm
<i>Resistividad</i>	25 $\mu\Omega\text{cm}$	31 $\mu\Omega\text{cm}$
<i>Densidad</i>	7800 kg/m ³	7750 kg/m ³

El hecho de partir de un estator ya construido tuvo bastantes implicaciones de diseño sobre el rotor de la máquina y los grados de libertad a la hora de diseñarlo. Por ejemplo, para una máquina muy pequeña y de baja velocidad como esta (en la cual las deformaciones del rotor al girar a máxima velocidad son mínimas), está claro que el diámetro exterior del rotor viene dado por el diámetro interior del estator y por limitaciones del proceso de fabricación y montaje, al no proceder consideraciones de tipo rotodinámico. En este caso, el entrehierro se fijó en 0.5 mm (el mismo valor que en la MI original), lo cual implicaba que el diámetro exterior del rotor debía ser de $\Phi 100$ mm.

Análogamente, el tipo y las dimensiones de los imanes permanentes también fueron definidos previamente. El motivo fue que el Laboratorio de Máquinas Eléctricas disponía de un excedente de imanes de otro proyecto de I+D, imanes de propiedades y dimensiones adecuadas – pero quizá no óptimas – para la MSIPI en cuestión. Concretamente, los imanes empleados tienen las propiedades indicadas en la Tabla 3.4 y el lazo de histéresis mostrado en la Figura 3.4.

Tabla 3.4. Propiedades de los imanes permanentes empleados en la MSIPI.

Imanes permanentes de neodimio			
<i>Tipo</i>	$\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$	<i>Remanencia B_r</i>	1.191 T
<i>Fabricación</i>	Sinterizado	<i>Coercitividad H_{cb}</i>	914.5 kA/m
<i>Anchura</i>	10.6 mm	<i>Coercitividad H_{cj}</i>	1056 kA/m
<i>Altura</i>	8.3 mm	<i>Energía (BH_{max})</i>	272.1 kJ/m ³
<i>Densidad</i>	7400 kg/m ³	<i>Permeab. relat. μ_r</i>	1.04
<i>Conductividad</i>	625000 S/m	<i>Coef. térmico α_{Br}</i>	-0.115 %/°C
<i>Temp. Curie</i>	320°C	<i>Coef. térmico β_{Hc}</i>	-0.60 %/°C

Figura 3.4. Segundo cuadrante del lazo de histéresis (curva BH o curva de desmagnetización) de los imanes empleados en la MSIPI (datos del ensayo proporcionado por el fabricante a temperatura ambiente). La recta azul es la curva normal (B y H total) y la línea roja es la curva intrínseca (B_i y H_i). Ambas están relacionadas mediante $B_i = B + |H|$.

Consecuentemente, las únicas variables de diseño fueron el número de imanes por polo y la localización de dichos imanes en el rotor. Respecto a la primera, existían dos posibilidades: 3 imanes por polo, con configuración en V; o 4 imanes por polo, con configuración horizontal, en V, o en V invertida (dependiendo de la colocación relativa de los imanes, como se verá más adelante). La Figura 3.5 muestra un ejemplo de ambas alternativas. Tras un análisis preliminar con diseños no optimizados, la opción de 3 imanes por polo fue descartada porque no se ajustaba bien a los objetivos 1) y 2) listados en la página 50. Dicho de otra forma, con 3 imanes la máquina era incapaz de generar el par requerido, como se ilustra en la Figura 3.6, que muestra el par proporcionado en régimen permanente con corriente asignada y ángulo óptimo de corriente (según la trayectoria MTPA correspondiente; véase la sección 4.4.2).

Figura 3.5. Ejemplo de rotor de 4 polos con: (a) tres imanes por polo en configuración en V; y (b) cuatro imanes por polo en configuración horizontal. El color de los imanes indica su orientación norte o sur.

Figura 3.6. Par proporcionado por cada una de las configuraciones mostradas en la figura anterior (a plena corriente).

La elección del número de imanes por polo también tiene consecuencias sobre la velocidad máxima de la máquina. Cuantos más imanes, mayor el flujo enlazado por las bobinas estáticas y por lo tanto mayor fuerza contraelectromotriz. Dado que el devanado estático original de la MI (415 V_{RMS}) no iba a ser modificado, el número de imanes debía ser coherente con la velocidad asignada de la máquina, ya que ninguna otra variable de diseño afectaba a la fuerza contraelectromotriz. De esta forma, emplear 4 imanes por polo permitió llegar a 1500 rpm sin superar la tensión asignada del devanado estático (véase la sección 2.5.1). Elegir un número inferior de imanes supondría infrautilizar la máquina original, mientras que elegir un número mayor, además de resultar complicado geométricamente, limitaría considerablemente la velocidad de la máquina.

Una vez determinado el número de imanes por polo, las variables de diseño quedaron limitadas a dimensiones geométricas del rotor, y más concretamente a la colocación de los imanes dentro del mismo. Aunque a priori pueda parecer que para definir la posición de los imanes se requiere un número considerable de variables geométricas, en realidad casi todas ellas son variables dependientes del resto, resultando para este caso concreto que sólo se necesitan 3 variables, que son las indicadas como $O2$, R_{ib} y d en la Figura 3.7.

Figura 3.7. Variables geométricas independientes de diseño del rotor de la MSIPI.

Nótese que este proceso de diseño paramétrico del rotor se establecieron restricciones para las dimensiones de los nervios rotóricos, tal y como se indica en la figura anterior. Concretamente, los nervios exteriores debían ser de al menos 2 mm, mientras que los interiores no podían bajar de 1.35 mm. El dimensionamiento de los nervios externos constituye un compromiso entre la optimización electromagnética y la robustez mecánica del rotor: Cuanto más anchos sean, mejor comportamiento mecánico tendrá el rotor – estos nervios constituyen el único material que une la parte interior del rotor con las partes exteriores – pero mayor será el flujo disperso de los imanes (entendido este como el flujo que se cierra a través de dichos nervios, sin atravesar el entrehierro y por lo tanto sin generar par), tal y como ilustra el ejemplo de la Figura 3.8. Es importante tener en cuenta que la saturación de los nervios es necesaria para que una MSIPI funcione: mientras no estén saturados, supondrán un camino de mínima reluctancia para el flujo magnético; sólo cuando la inducción sea muy elevada en los nervios, parte del flujo magnético atravesará el entrehierro (la mayoría, de hecho).

Figura 3.8. Flujo disperso de los imanes a través de los nervios exteriores en ausencia de alimentación estática (corriente nula): (a) líneas de flujo debidas a los imanes permanentes; (b) inducción magnética (escala hasta 2 T). Se han omitido las escalas por falta de espacio.

Respecto al nervio o separación interior, su único propósito es reservar el espacio necesario para el pegamento con el que se fijan los imanes al rotor, y que también se utiliza para rellenar los huecos de aire.

La Figura 3.9 muestra, a modo de ejemplo, algunas de las configuraciones obtenidas mediante la geometría paramétrica definida en la Figura 3.7.

Figura 3.9. Ejemplos de configuraciones obtenidas al modificar las tres variables de diseño seleccionadas, en orden de importancia. El primer parámetro (a1-a3) define la inclinación de la V, el segundo (b1-b3) define la distancia entre polos (afecta también a la inclinación de la V), y el tercero (c1-c3) sólo afecta a la separación entre imanes del mismo polo. Cabe destacar que existen ciertas combinaciones de los primeros dos parámetros que implican que la V se invierta, tal y como se muestra en (c1-c3).

2.3. Función objetivo del proceso de optimización. Determinación de los pesos de la función objetivo a partir de las matrices de contingencia temporal y energética.

Definidas las especificaciones y las variables de diseño, faltaba por concretar qué objetivos específicos perseguía el proceso de optimización que se describirá en el apartado siguiente. Es decir, faltaba por definir cuál era la función objetivo – función matemática a maximizar o minimizar – de dicho proceso de optimización.

Una particularidad de los accionamientos de tracción es que la máquina eléctrica trabaja en multitud de puntos de funcionamiento par-velocidad distintos. Esta característica no es exclusiva de los VEs, sino que aparece en cualquier accionamiento eléctrico de velocidad

variable. Sin embargo, es especialmente significativa en el caso de accionamientos de tracción, y más aún en el de los VEs, puesto que en estos casos la máquina no trabaja prácticamente nunca en su punto de funcionamiento asignado, como se verá a continuación.

Está claro que en un VE la máquina eléctrica trabaja en un rango de velocidad muy amplio, puesto que normalmente la relación de transmisión es constante en este tipo de accionamientos. Habitualmente se diseña el sistema de tracción de forma que la velocidad asignada de la máquina, que es la velocidad hasta la cual puede proporcionar su par asignado (véase la Figura 3.1), se corresponda con aproximadamente un tercio de la velocidad máxima del vehículo. Por ejemplo, supongamos que un VE concreto puede alcanzar los 150 km/h y que su motor es de 1500 rpm; probablemente esas 1500 rpm se corresponderán con una velocidad del vehículo de entre 40 y 70 km/h, dependiendo del caso concreto.

Análogamente, es también cierto que en un accionamiento de tracción la máquina trabaja en un rango muy amplio de par, incluyendo valores negativos para el frenado regenerativo. Hay momentos en los que el par es prácticamente nulo, otros en los que el par es igual al asignado (o incluso superior, en el caso de que se permitan sobrecargas puntuales) y otros en los que el par es negativo y cercano al asignado (es menos habitual que se requiera una sobrecarga puntual en el frenado porque, a igualdad de aceleración/deceleración, y debido al par resistente pasivo – aerodinámica y rodadura – la máquina maneja más par durante las aceleraciones que durante los frenados), como indica la ecuación dinámica de un accionamiento rotativo:

$$T_m - T_r = J \cdot \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B \cdot \omega_{mec} \quad (3.1)$$

donde T_m es el par motor, T_r es el par resistente, J es la inercia total del sistema, B es el coeficiente de fricción viscosa y ω_{mec} es la velocidad angular del accionamiento.

Resulta por tanto de enorme interés evaluar con qué frecuencia el VE trabaja en cada punto de funcionamiento (esto es una práctica común y muy recomendable cuando se diseña un accionamiento de velocidad variable). En esta tesis, este análisis de ocurrencia se ha realizado con ayuda de un modelo de simulación implementado en Simulink®, compuesto básicamente de cuatro sistemas o elementos:

- Un vehículo eléctrico, modelado a partir de una carga equivalente tanto en inercia como en par resistente, de forma análoga a como se describió en el Capítulo 2 (se repite aquí en versión resumida por comodidad del lector): La inercia J_{EV} se determina a partir de la masa del vehículo y de su carga (pasajeros incluidos), y de la inercia de todos los elementos giratorios (rotor, caja reductora, ejes de transmisión y ruedas):

$$J_{EV} = J_{high} + \frac{J_{low}}{i_{GEAR}^2} + \frac{M \cdot ERR^2}{i_{GEAR}^2} \quad (3.2)$$

donde M es la masa total del vehículo, i_{GEAR} es la relación global de transmisión, J_{high} y J_{low} son las inercias en el eje de alta velocidad (el del motor) y en el eje de baja velocidad (el de las ruedas), respectivamente, y donde ERR es el radio de rodadura efectivo (que no es exactamente lo mismo que el radio bajo carga de los neumáticos [6]). El par resistente se calcula como la suma de las tres resistencias al avance del vehículo (aerodinámica F_{aero} , rodadura F_{roll} y gravitatoria F_{grav} , descritas en el Capítulo 2), expresadas en forma de par en el eje de la máquina eléctrica [7-10]:

$$F_T = F_{aero} + F_{roll} + F_{grav} \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} T_{load} = \frac{ERR}{i_{GEAR} \cdot \eta_{GEAR}} \cdot F_T \text{ (modo motor)} \\ T_{load} = \frac{ERR \cdot \eta_{GEAR}}{i_{GEAR}} \cdot F_T \text{ (modo generador)} \end{cases} \quad (3.4)$$

siendo μ_{GEAR} el rendimiento de dicha transmisión (supuesto constante e igual al 95% en este caso [8]).

- Un ciclo de funcionamiento o ciclo de conducción, definido como un perfil en el tiempo de la velocidad del vehículo. Complementariamente, se puede definir también un perfil de pendiente (perfil de desnivel) en función de la distancia o del tiempo. Concretamente, el ciclo empleado es uno de los ciclos ARTEMIS urbanos propuestos en [11], representado en la Figura 3.10, y que ya fue empleado en el Capítulo 2.

Figura 3.10. Ciclo ARTEMIS urbano empleado en el análisis de puntos de funcionamiento más frecuentes.

- Un regulador PI de velocidad que determina el par instantáneo que debe proporcionar la máquina eléctrica a partir del error de velocidad.
- La ecuación dinámica (3.1) que determina la velocidad instantánea a partir del par motor, del par resistente y de la inercia.

Los resultados para un Mitsubishi iMiEV², cuyos datos más característicos se indican en la siguiente tabla, se muestran en la Figura 3.11.

Tabla 3.5. Datos del Mitsubishi iMiEV empleados en el análisis de ocurrencia.

Mitsubishi iMiEV (2009)			
<i>Masa en vacío</i>	1080 kg	<i>Tipo motor</i>	MSIP
<i>Velocidad máxima</i>	130 km/h	<i>Potencia motor</i>	47 kW
<i>Anchura</i>	1.475 m	<i>Par asignado</i>	180 Nm
<i>Altura</i>	1.6 m	<i>Velocidad asignada</i>	2500 rpm
<i>Coefficiente aerodinámico</i>	0.35	<i>Corriente asignada</i>	210 A _{RMS}
<i>Radio neumático</i>	0.275 m	<i>Energía batería</i>	16 kWh

La Figura 3.11a muestra con qué frecuencia el tren de tracción del iMiEV opera en un determinado punto par-velocidad (sin considerar aquellos instantes en los que el vehículo está completamente parado). Esta información está contenida en una matriz denominada matriz de contingencia temporal. Las zonas en las que hay una gran densidad de cruces y las zonas que contienen cruces grandes y de color violeta son aquellas en las que el accionamiento trabaja la mayoría del tiempo. Como indica la figura, el accionamiento opera sobre todo en puntos de poco par (nótese que el par está en valor absoluto, por lo que los gráficos incluyen los puntos de frenado regenerativo). ¿Significa esto que la máquina eléctrica debe diseñarse favoreciendo dichos puntos de funcionamiento? En general no, porque aunque es cierto que el vehículo funciona en dichos puntos la mayoría del tiempo, es igualmente cierto que se trata de puntos de

² Se presentan resultados correspondientes a un vehículo distinto del carro de golf para el que se diseñó la MSIP de esta tesis por ser más completos, más ilustrativos y más representativos de un vehículo convencional. La metodología descrita en esta sección es la misma para cualquier vehículo.

relativa baja potencia, y por lo tanto de relativa poca importancia energética a efectos de rendimiento global.

Figura 3.11. Análisis de ocurrencia de puntos de funcionamiento par-velocidad para un Mitsubishi iMiEV que realiza un ciclo ARTEMIS urbano. Las cruces más grandes y más oscuras indican los puntos de funcionamiento más frecuentes: (a) Matriz de contingencia temporal. (b) Matriz de contingencia energética. Nota: par en valor absoluto.

La reflexión del párrafo anterior invita a ponderar la matriz de contingencia temporal con la potencia correspondiente a cada punto de funcionamiento. Es decir, a evaluar cada punto de funcionamiento par-velocidad no sólo por el tiempo que pasa el accionamiento trabajando en dicho punto, sino también por la energía (y consecuentemente por las pérdidas) que supone. De esta forma, se obtiene – a partir de la matriz de contingencia temporal – una matriz ponderada, que se ha denominado matriz de contingencia energética, y que es la que se muestra en la Figura 3.11b para el caso del iMiEV y el ciclo ARTEMIS urbano. Como era de esperar, al comparar la matriz temporal con la energética se observa un desplazamiento de los grupos de mayor densidad de puntos hacia zonas de mayor potencia. La Figura 3.11b ilustra claramente que los puntos de mayor interés a la hora de diseñar la máquina de un iMiEV urbano son los de velocidad asignada (2500 rpm) y par 75 Nm (0.4 p.u.) aproximadamente.

La información contenida en la matriz de contingencia energética puede simplificarse para obtener unos coeficientes o pesos que permitan cuantificar la importancia relativa de unos puntos de funcionamiento respecto al resto. Como se verá más adelante, estos pesos pueden ser empleados directamente en la función objetivo del proceso de optimización. Como ilustra la Figura 3.12a, que muestra los pesos para el iMiEV y el ARTEMIS urbano, realmente sólo existe una zona de interés en este caso, que es la anticipada en el párrafo anterior.

Lógicamente, el análisis de contingencia del iMiEV no se detendría aquí. El siguiente paso sería obtener la matriz de contingencia energética para otros ciclos diferentes al ARTEMIS urbano de la Figura 3.10, para posteriormente combinar todos los resultados mediante la suma de todas las matrices. La matriz resultante es la que debe emplearse para extraer los pesos de la función objetivo.

Un análisis similar al descrito en los párrafos anteriores puede efectuarse sobre el carro de golf para el cual se diseñó la MSIPI. En este caso, se emplearon varios ciclos de trabajo “aceleración-marcha-frenado” característicos de la aplicación, a diferentes velocidades y con diferentes perfiles de pendiente, obteniéndose una matriz de contingencia energética global que es la mostrada en la Figura 3.12b. Como ilustra el gráfico, existe un punto predominante muy similar al del iMiEV en términos de par, lo cual no es casual (se trata del punto que proporciona el par necesario para que el vehículo circule en régimen permanente). Además, destaca la presencia de varios puntos de cierta relevancia en la franja de par máximo. Obviamente, tanto en el caso del iMiEV como en el del carro de golf estos resultados son muy dependientes de los ciclos de conducción empleados.

Figura 3.12. Matrices de contingencia energética simplificadas para obtener los pesos correspondientes a: (a) un iMiEV que realiza un ciclo ARTEMIS urbano, y (b) al carro de golf. Nota: par en valor absoluto.

Una vez analizada la contingencia y obtenidos los coeficientes o pesos de la función objetivo, falta por determinar qué variables a optimizar incluye dicha función. Lógicamente, las variables a optimizar tienen que ser coherentes con las variables de diseño: por ejemplo, no tiene sentido intentar minimizar las pérdidas en el devanado estático cuando las variables de diseño son las posiciones de los imanes en el rotor. En esta tesis, se eligieron el par y el rizado de par como variables a optimizar. Aunque pueda sorprender la ausencia del rendimiento energético como variable a optimizar en una tesis tan centrada en la eficiencia energética, debe tenerse en cuenta que al incluir el par en realidad se está considerando también el rendimiento. Esto es porque las variables de diseño – la posición de los imanes – apenas modifican las pérdidas de la máquina (de hecho, sólo influyen en las pérdidas en el hierro, y de forma despreciable). Dado que el rendimiento en modo motor viene dado por la potencia entregada y por dichas pérdidas, maximizar el par (y por lo tanto la potencia) supone maximizar el rendimiento:

$$\eta_{MSIPI} = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{loss}} = \frac{T \cdot \omega}{T \cdot \omega + P_{loss}} \quad (3.5)$$

Consecuentemente, la función objetivo queda como sigue:

$$f_{minimizar} = - \sum_{n=1}^N K_n \cdot T_n + \sum_{n=1}^N K'_n \cdot (T_{max,n} - T_{min,n}) \quad (3.6)$$

siendo N el número de puntos a considerar según el análisis de contingencia, $T_n / T_{max,n} / T_{min,n}$ el par medio / máximo / mínimo correspondiente al punto n , y K_n / K'_n los pesos definidos a partir de la matriz de contingencia y de la importancia relativa de unas variables de optimización con respecto a otras (en este caso par medio y rizado de par). Mediante estos pesos se le indica a la función objetivo no sólo que variables son prioritarias, sino también qué puntos de funcionamiento son predominantes. Nótese que el rizado de par se ha definido en términos absolutos porque es la forma correcta de cuantificarlo en un problema de optimización en el cual el par medio no es constante.

El problema de optimización planteado por la expresión (3.6) puede parecer incoherente si se considera que se pretende maximizar el par en unos ciertos puntos de operación que a su vez están definidos por su par y por su velocidad. Sin embargo, deben tenerse en cuenta dos puntualizaciones: La primera, que la definición de dichos puntos se realiza en realidad en términos de par relativo (par en % o en p.u., o alternativamente en corriente), a pesar de que en las Figuras 3.11 y 3.12 aparece en términos absolutos. La segunda es que los puntos de funcionamiento de interés no son en realidad puntos propiamente dichos, sino zonas o regiones del plano par-velocidad que han sido concentradas o promediadas en puntos concretos. La primera consideración deshace la incoherencia, mientras que la segunda la justifica (ya que implica que el error cometido es pequeño en la práctica).

2.4. Optimización mediante el método de la fuerza bruta. Diseño óptimo.

Tras la definición de las variables de diseño ($O2$, Rib y d , apartado 2.2) y de las variables a optimizar (par y rizado, apartado 2.3), el problema que resulta es una optimización bi-objetivo con tres variables de diseño. Se trata por tanto de un problema de optimización sencillo matemáticamente, por lo que el método de la fuerza bruta es un candidato válido para resolverlo.

La complejidad de la optimización reside no tanto en el número de variables sino en la ausencia de un conjunto de expresiones matemáticas o de un modelo que permita evaluar las variables a optimizar una vez conocidas las variables de diseño, puesto que la herramienta de cálculo es el Método de los Elementos Finitos (FEM, de *Finite Element Method*). Algunos autores han desarrollado metodologías para superar esta limitación, con la consecuente reducción de precisión que supone no utilizar simulaciones FEM [12]. Análogamente, existen propuestas para emplear algoritmos evolutivos, muy adecuados para este tipo de problemas de optimización, en combinación con FEM [13] (de hecho, ya hay software comercial que incluye *toolboxes* de optimización y/o de algoritmos genéticos [14]) o con modelos analíticos [15].

En el problema concreto de esta tesis, un análisis preliminar de las tres variables de diseño permitió extraer las siguientes conclusiones cualitativas:

- El parámetro Rib es el más influyente en el par medio.
- Tanto $O2$ como Rib afectan considerablemente al rizado, sobre todo el primero.
- Finalmente, d apenas afecta al par.

Consecuentemente, la optimización se efectuó en dos fases. La primera consistió en una simulación paramétrica para determinar el par y el rizado de todos los posibles diseños comprendidos en un cierto espacio de búsqueda, definido como una malla 2D compuesta por la combinación de todos los valores viables de $O2$ y de Rib . Esta simulación paramétrica se realizó para los puntos de funcionamiento más significativos en términos de par-velocidad y para un valor de d tal que los imanes estén completamente pegados el uno al otro, como en el ejemplo de la Figura 3.9c1. Respecto al ángulo del vector espacial corriente, se optimizó su valor para cada una de las variantes de diseño de forma que el par fuese máximo. Los resultados para los dos puntos de funcionamiento más relevantes (en términos de corriente de estator) se muestran en la Figura 3.13 y en la Figura 3.14 (se omiten el resto de resultados por brevedad).

Figura 3.13. Resultados de la simulación paramétrica para una corriente de estator de 0.4 p.u. (a) Par medio en función de $O2$ y de Rib . (b) Rizado de par en función de $O2$ y de Rib .

Figura 3.14. Resultados de la simulación paramétrica para una corriente de estator de 1.0 p.u. (a) Par medio en función de O_2 y de Rib . (b) Rizado de par en función de O_2 y de Rib .

Los resultados de las dos figuras anteriores muestran tendencias muy claras. Por ejemplo, aumentar Rib supone en todos los casos un aumento del par medio (dentro del rango analizado). Este resultado tiene la siguiente explicación: puesto que Rib define la separación entre los polos rotóricos, aumentarlo supone aumentar la diferencia entre las inductancias L_d y L_q y por lo tanto la componente reluctante del par. Por otro lado, valores extremos de O_2 conllevan una reducción del par, existiendo un valor intermedio óptimo que es distinto para cada valor de Rib y para cada valor de corriente (por ejemplo, para $I=0.4$ p.u., este óptimo se mueve entre 21 y 23 mm, mientras que para $I=1.0$ p.u., lo hace entre 13 y 19 mm).

Respecto al rizado de par, las tendencias son algo más complejas pero igualmente claras. Los resultados muestran un mínimo global cuya localización (en términos de O_2 y Rib) varía en función del punto de funcionamiento, concretamente del grado de carga. Por fortuna, estos mínimos globales no están muy alejados los unos de los otros, como puede verse en los dos ejemplos mostrados en la Figura 3.13 y en la Figura 3.14.

La información contenida en los gráficos anteriores, obtenida a partir de 3000 variantes geométricas diferentes, puede invertirse para obtener una representación gráfica de puntos de diseño [O_2 , Rib] en función del par y del rizado:

Figura 3.15. Variantes de diseño consideradas en la optimización por fuerza bruta para una corriente de estator de (a) 0.4 p.u. y (b) 1.0 p.u. Las curvas rojas indican los frentes de Pareto.

Los gráficos anteriores son muy habituales en problemas de optimización multiobjetivo, puesto que muestran de forma muy clara e intuitiva qué diseños son mejores que el resto, que son aquellos que forman la frontera más próxima a la esquina superior izquierda (par alto, rizado bajo). Formalmente, a dicha frontera se la denomina frente de Pareto y está formada por todos aquellos puntos que verifican la siguiente condición: que el valor de la función objetivo (3.6) en cada punto perteneciente al frente de Pareto no sea más pequeño para ningún otro diseño (dentro del espacio de búsqueda permitido) [16].

Cuando se dispone de un único frente de Pareto – lo cual ocurre si sólo se desea optimizar un punto de funcionamiento; es decir, si $N=1$ en la ecuación (3.6) – la optimización multiobjetivo se reduce a elegir un punto de diseño perteneciente a dicho frente. Esto se hace normalmente a través de la función objetivo, y más concretamente de la ponderación introducida por sus coeficientes o pesos (K_1 y K'_1 en dicha ecuación). Sin embargo, cuando existe toda una familia de frentes de Pareto, cada uno de ellos correspondientes a un punto de funcionamiento distinto, es necesario recurrir a una segunda ponderación (la proporcionada por K_n y K'_n con $n = 2 \dots N$), puesto que en general se tiene que los puntos de diseño pertenecientes a un frente de Pareto concreto no forman parte de ningún otro frente de Pareto. La Figura 3.15 muestra un ejemplo de este hecho: Considérense los dos diseños marcados en azul en la Figura 3.15a, correspondiente a un grado de carga del 40% (el primero resulta de unos pesos K_1 y K'_1 tal que el rizado sea prioritario frente al par medio, mientras que el segundo lo hace de unos pesos más equilibrados). Estos mismos diseños se indican en la Figura 3.15b, que muestra cómo uno de ellos se mantiene muy cerca del frente de Pareto correspondiente a una carga del 100% mientras que el otro se aleja considerablemente. Y lo mismo ocurre a la inversa: el óptimo para el 100%, mostrado en amarillo en la Figura 3.15b (en este caso ambos conjuntos de pesos proporcionan la misma solución), está lejos de ser un óptimo para el 40% (Figura 3.15a).

Del párrafo anterior se desprende la siguiente conclusión: Al introducir todos los puntos de funcionamiento considerados en la matriz de contingencia y sus correspondientes pesos K_n y K'_n , es probable que el diseño óptimo resultante no pertenezca a ninguno de los frentes de Pareto, si bien cabe esperar que esté bastante cerca de todos ellos, especialmente de aquellos correspondientes a puntos de funcionamiento de mayor contingencia energética. Dicho diseño óptimo se muestra en negro en la Figura 3.15.

Una vez determinado el punto óptimo en términos de $O2$ y de Rib , la segunda fase del proceso de optimización consiste en realizar un barrido de la tercera variable de diseño (la distancia entre imanes d) con el objetivo de comprobar que efectivamente su influencia es despreciable. Es importante mencionar aquí que, tal y como se describirá en el apartado siguiente, el margen de d está muy limitado en la práctica por consideraciones de tipo mecánico y/o de fabricación, por lo que incluso si su influencia en el par fuese significativa las consecuencias finales sobre el diseño serían menores.

La Figura 3.16 muestra, a modo de ejemplo, el par y el rizado de par en función de d para un punto de funcionamiento (corriente 0.4 p.u.) y dos diseños [$O2$, Rib] concretos. Como anticipaban los resultados preliminares, su influencia es mínima, por lo que el valor de este parámetro se elegirá según criterios distintos a los electromagnéticos.

Figura 3.16. Influencia de la variable de diseño d en el par y el rizado (corriente 0.4 p.u.).

Finalmente, la Figura 3.17 muestra el diseño electromagnético escogido como óptimo (a falta de concretar el valor de d) en base a los puntos de funcionamiento de la matriz de contingencia energética de la Figura 3.12(b), a la función objetivo (3.6), y a los resultados de simulación FEM (incluidos los de la Figura 3.13 y en la Figura 3.14). Este diseño tiene un par asignado de 23 Nm y un rizado de par en dicho punto de funcionamiento del 18%, por lo que verifica las especificaciones de la Tabla 3.1.

Figura 3.17. Diseño electromagnético óptimo para la aplicación seleccionada (sólo se muestra la mitad superior del rotor).

2.5. Velocidad máxima. Consideraciones mecánicas, térmicas y de fabricación. Diseño final.

En el apartado anterior se ha obtenido un diseño electromagnético óptimo para una familia de ciclos de conducción previamente definidos. En este apartado se analizan muy brevemente el resto de aspectos de diseño de la máquina, obteniéndose así el diseño final que se fabricó y ensayó en el marco de esta tesis.

2.5.1. Velocidad máxima.

La velocidad máxima mecánica de la máquina fabricada es de 2000 rpm. Para determinar si este valor se corresponde con la velocidad máxima global, es necesario calcular la velocidad máxima electromagnética, que en el caso de una MSIP viene dada por las siguientes limitaciones:

- Tensión máxima en el devanado estático.
- Corriente máxima en el devanado estático (y la capacidad de debilitamiento de campo asociada).

- Inducción magnética mínima en los imanes permanentes (para evitar desmagnetizaciones irreversibles).

La máxima velocidad electromagnética de una MSIPI convencional tiene siempre una cota superior, que en régimen permanente viene dada por el punto de funcionamiento $[I_s, \beta_s] = [1 \text{ p.u.}, 180^\circ]$. En dicho punto, toda la corriente de estator está destinada a debilitar el campo creado por los imanes, por lo que el par proporcionado por la máquina es nulo. Nótese que el razonamiento anterior hace referencia exclusivamente a MSIPIs convencionales (denominadas de flujo debilitado, en contraposición con las de flujo reforzado), que son aquellas en las que el flujo de los imanes es siempre suficiente para todos los puntos de funcionamiento. En este tipo de máquinas la corriente i_d nunca es positiva (se trabaja en el segundo y en el tercer cuadrante del plano dq) [17, 18].

En general no interesa determinar dicho punto extremo de funcionamiento, puesto que carece de interés práctico. Es mucho más relevante conocer la capacidad de par de la máquina en la zona de campo debilitado. En esta tesis se obtuvo mediante una batería de simulaciones FEM de tipo transitorio, a distintas velocidades, en las que se calculó el ángulo del vector espacial de corriente β_s de forma que la tensión de línea correspondiente no superase su valor asignado, estando la máquina girando a velocidad constante y alimentada con corriente asignada. Los resultados se muestran en la Figura 3.18 en forma de una curva par-velocidad y otra curva potencia-velocidad (estos resultados ya incluyen la modificaciones de diseño descritas en el apartado 2.5.4 por consideraciones de fabricación, por lo que son definitivos).

Figura 3.18. Curvas par-velocidad y potencia-velocidad de la MSIPI diseñada.

2.5.2. Consideraciones mecánicas.

Como se mencionó en el apartado 2.2, en una MSIPI debe alcanzarse un compromiso entre el diseño electromagnético y el diseño mecánico. En la práctica esto se traduce en afinar lo máximo posible en el cálculo mecánico para reducir al mínimo los nervios rotóricos, aumentando así el flujo magnético en el entrehierro pero sin llegar a comprometer la integridad mecánica del rotor. Dependiendo de las dimensiones y/o de la velocidad de la máquina en cuestión, esta tarea puede llegar a ser muy crítica. En el caso que nos atañe, sin embargo, ni la velocidad de la máquina (2000 rpm como máximo) ni el tamaño (el rotor tiene un diámetro exterior de 100 mm) implican velocidades lineales, esfuerzos y/o deformaciones importantes.

Para garantizar la integridad del rotor, y previamente a la fabricación del mismo, se realizó una simulación mecánica mediante FEM a 2000 rpm y par asignado (condiciones más exigentes que aquellas a las que estará sometida la máquina real, que sólo puede proporcionar dicho par hasta las 1500 rpm). El resultado fue satisfactorio, ya que la máxima tensión equivalente de Von Mises, que se alcanza en la zona de la chaveta, es inferior a 2.2 MPa (como referencia, la tensión de fluencia del material menos resistente a rotura, que es el adhesivo que fija los imanes al rotor y que rellena los huecos triangulares, es de 70 MPa).

Figura 3.19. Resultados de la simulación mecánica mostrando la tensión equivalente de Von Mises.

2.5.3. Consideraciones térmicas.

Otra faceta fundamental en el diseño de máquinas eléctricas es la generación y evacuación del calor producido por las distintas pérdidas. En las máquinas de imanes permanentes la temperatura es aún más crítica por dos motivos: el primero, el deterioro reversible de la capacidad de par de la máquina por la disminución del flujo de los imanes (este aspecto se analizará en detalle en la sección 6.1); y el segundo, el aumento de la probabilidad o riesgo de desmagnetización irreversible [5]. En esta tesis se han empleado imanes de neodimio, cuyo comportamiento térmico es peor que los de otras alternativas [19] (véase la Tabla 3.4 para datos concretos de los imanes).

En el caso de la MSIPI diseñada, la inmensa mayoría de las pérdidas se producen en el devanado, y en segundo lugar en las chapas del estator, como se verá en el análisis de pérdidas de la sección 4.1. Este reparto de pérdidas, característico de máquinas de imanes de pequeño tamaño, es enormemente ventajoso a la hora de mantener la temperatura de los imanes en valores moderados. Otra faceta positiva derivada del tamaño de la máquina es la capacidad de evacuación de calor del rotor, que debido a las bajas resistencias térmicas – consecuencia de las reducidas dimensiones del rotor – es mejor que en máquinas de mayor tamaño. Finalmente, la velocidad de la MSIPI también contribuye positivamente al problema térmico, puesto que es lo suficientemente alta para favorecer la convección entre el rotor y el aire circundante y al mismo tiempo lo suficientemente baja para mantener en valores reducidos las pérdidas en el hierro y en los imanes [20]. En resumen, por los motivos expuestos el diseño térmico de la máquina no es muy problemático o exigente, y las aletas de la carcasa y el ventilador de la máquina de inducción original (autoventilada) son medidas suficientes para refrigerarla.

Otra forma de razonamiento que permite llegar a la misma conclusión es la siguiente: La MI original tenía una potencia de 2.2 kW y un rendimiento en el punto de funcionamiento asignado del 79.7% (Tabla 3.2). Esto significa que las pérdidas ascendían a un total de 560 W, la inmensa mayoría de las cuales se producían en el estator y en el rotor. Las pérdidas totales en la MSIPI diseñada son inferiores a 450 W (3.4 kW, rendimiento del 88.2%) en el mismo punto de funcionamiento, y prácticamente la totalidad de estas pérdidas tienen lugar en el estator. Consecuentemente, es de esperar que la nueva máquina alcance temperaturas más moderadas en régimen permanente que la MI original – especialmente en el rotor – puesto que la refrigeración es la misma y sin embargo las pérdidas son significativamente más bajas. Esta afirmación ha sido verificada en el laboratorio, una vez construida la MSIPI, mediante medidas de temperatura (carcasa y flujo de aire autoventilado) en ambas máquinas en régimen térmico permanente.

2.5.4. Consideraciones de fabricación. Diseño final.

Una vez obtenido el diseño óptimo de la Figura 3.17, fue necesario introducir modificaciones constructivas para posibilitar / facilitar el proceso de fabricación. Estos cambios, mostrados en la Figura 3.20, fueron la adición de unas lengüetas para la sujeción y colocación

de los imanes permanentes – con el consecuente aumento de la distancia entre imanes – y el aumento de las ranuras de los imanes por tolerancias de fabricación.

Figura 3.20. Diseño final (sólo se muestra la mitad superior del rotor).

Ambas modificaciones tienen un impacto negativo en la capacidad de par de la máquina, puesto que reducen el flujo de los imanes que atraviesa el entrehierro. Concretamente, el par a corriente asignada desciende hasta los 21.8 Nm desde los 23 Nm indicados en la sección 2.4. La Figura 3.21 muestra la característica par-velocidad de la máquina definitiva comparada con las especificaciones:

Figura 3.21. Característica par-velocidad de la MSIPI construida.

Finalmente, la Figura 3.22 contiene tres fotografías del proceso de fabricación del rotor de la MSIPI, mientras que la Figura 3.23 muestra la bancada de laboratorio con la MSIPI acoplada a la MI original.

Figura 3.22. Proceso de fabricación del rotor de la MSIPI. (a) Aspecto del rotor una vez insertados los imanes. (b) Rotor terminado, rodamientos incluidos. (c) Rotor introducido en el estator de la MI original.

Figura 3.23. Bancada de laboratorio con la MSIPI construida (3.4 kW) y la MI original (2.2 kW), ambas de color azul, durante la primera prueba de puesta en marcha.

3. Feasibility analysis of synchronous machines for injection-based sensorless control. Application to the designed 3-kW PMSM.

3.1. Introduction.

Synchronous machines require precise speed and position determination. Due to their synchronous nature, these machines have no auto-synchronizing capability, a feature characteristic of induction motors. In order to operate the machine, the exact position of the rotor is needed, so that the stator magnetic field can be placed in the right position with respect to the rotor field to dynamically provide the required torque.

Conventionally, synchronous drives have a measuring device, either an encoder or a resolver, to determine the speed and position of the rotor. These sensors are accurate and relatively inexpensive, and have very good performance. However, it would be desirable to remove them (without deteriorating the dynamic performance) in order to make the drive cheaper, less voluminous, less noise-sensitive, and more reliable [21, 22].

That is how the idea of a sensorless drive is born. As a resolver is nothing else than an electrical AC machine of special design, there is the basic idea to operate the motor itself like a resolver in parallel to its original drive operation [23]. A lot of schemes and concepts for encoderless AC drive control providing good operation during the whole range of speed, standstill included, are already published. However, acceptance by industry is not very extended, mainly because their design is not general as it must match the properties of the particular drive motor. In addition, the nonlinearities of both the machine and the inverter require identifying complex and time-variable compensation functions for every operating point [22].

As part of this Ph.D. thesis, a methodology to assess the self-sensing capability of synchronous machines was developed. This assessment is done for a particular family of sensorless techniques, called injection-based methods, which are especially suitable for zero and very low speed.

This work was developed during a research internship at ABB Corporate Research Center in Sweden. ABB holds the intellectual property of the results obtained during this internship, and therefore no scientific papers or patents have been published by ABB's own choice. For confidentiality reasons, only a part of the investigation is described in this document. Similarly, results are shown exclusively for the 3-kW Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) designed and studied within the scope of this thesis for the same reasons. Nevertheless, a sufficiently-detailed academic description is provided in this section so that this part of the thesis can be properly assessed.

In summary, the research conducted by the Ph.D. candidate during his internship in ABB consisted of the following main tasks:

- 1) Literature search regarding machine design specifically suited for sensorless control. The aim of the investigation was to find out who has been working so far in machine design for sensorless control, what they had been doing and about what they had published. The research included both scientific papers and patents.
- 2) Development of a methodology to analyze the feasibility of a synchronous machine for injection-based sensorless control. This methodology consists in mapping the saliency of the machine, which requires the calculation of its differential inductances as a function of the operating point. Application to a synchronous reluctance machine and to an interior PMSM.
- 3) Improvement of the aforementioned methodology to account for secondary saliencies and other inaccuracies detected.
- 4) Validation of the improved methodology by means of laboratory tests.
- 5) Laboratory testing of different injection-based techniques in order to investigate the influence of certain parameters, such as the injected signal amplitude or frequency.

Of the above five tasks, only the second one and part of the first one are included in this thesis. Concerning the second one, the methodology has been applied to the 3-kW PMSM in this case.

3.2. Injection-based Sensorless Control.

3.2.1. Classification of Sensorless Control Methods.

A lot of research has been made in the field of sensorless control, yielding many methodologies and proposals which can be classified into two main categories:

- 1) Fundamental model methods: Back Electromotive Force (Bemf) methods are the most common inside this category [24]. Either open-loop estimators or closed-loop observers can be used [22]. They derive the position of the rotor from voltage and current measurements by estimating the induced voltage (directly in open-loop estimators and indirectly in closed-loop observers). Sensitivity to parameters is an issue, especially to stator resistance and inductance, and online parameter estimation is advisable [25].

Typically these methods only work accurately at medium and high speeds, but they can perform acceptably at low speeds. In [25], the speed range achieved for a 1300 rpm (rated speed) Synchronous Reluctance Machine with an extended Bemf method goes from 50 to 2700 rpm. The authors of [26] have managed to successfully estimate the rotor position at even 1 rpm (rated speed: 2000 rpm) with an algorithm based on the open-loop model of the machine, and to start the motor from standstill with rated load. In [27] a practical limit of 10 rpm is given for surface PMSMs with flux linkage tracking via a nonlinear observer. However, at zero speed the system is unobservable by definition, so an alternative control strategy must be used for zero and very low speeds in most applications [22, 28].

- 2) Spatial saliency tracking methods, also called “self-sensing” methods [29-31]. Saliency refers to any periodic fluctuations in the electrical properties of the machine that are function of the rotor position [32]. These methods measure the saliency of a machine to estimate its position. Therefore, they are not feasible for machines that present zero or low saliency. They can be classified as follows:

- a. Switching transients methods (also called transient excitation methods, zero-crossing methods [26], or stator-current slope methods): They have many practical implementation issues, given that they work with the stator current derivative [33, 34]. The key idea is that those derivatives depend on the DC voltage, the inductances, and the rotor position; therefore the latter can be estimated [35, 36].
- b. Injection methods: They measure the impedance / inductance by injecting a high frequency signal superimposed to the power signal provided by the inverter. The high-frequency effects can be considered independent of the fundamental behavior of the machine [21, 22]. They are the subject of this research and therefore they will be described in the following section.
- c. Voltage third harmonic methods (also known as zero-sequence carrier signal estimation) are a particular case of injection methods. Here, the interaction of the injected high frequency rotating field and the main field, which possesses the saturation induced third harmonic flux component, is utilized [36, 37]. This technique is currently working at zero speed, but due to the requirement of the saturation induced third-harmonic flux component, is not suitable for all kind of machines.

It should be noted that, although many researchers have managed to develop a full-speed-range sensorless control strategy, most of these are not suited for industrial applications. Key performance characteristics depend on the physical geometry of the machine itself, which is a considerable disadvantage for industrial drives where there is a requirement for general sensorless control strategies [38]. Some control strategies require complex compensation schemes that lead to the need for pre-commissioning, computational resources and possible instability, making industrial implementation difficult [39].

It is important to remember that the scope of this research is limited to those cases where no additional sensors (such as accurate current derivative sensors, which some authors suggest for the current-derivative based methods) or connections (such as connecting the motor's midpoint) are added to the standard three-phase drive system.

3.2.2. Sensorless Control of Synchronous Machines by Injection.

Injection-based methods measure some electrical property (usually inductance) to track the saliency of the motor and, based on this, they estimate the rotor position and speed. The saliency may be present due to saturation, slot variations, slot harmonics, or inherent saliency due to machine geometry [17, 38]. They were first proposed by Lorenz in the late 80s, who adopted the term “self-sensing” to refer to this capability of the machine to work as its own sensor.

The impedance / inductance measurement is performed by injecting either a High-Frequency (HF) current or voltage signal (called “carrier signal”) and by measuring the corresponding high-frequency voltage or current associated. The measured signal contains the position information, which can be obtained by means of a position observer. They are classified as follows:

- 1) Current injection [36]: They require the injection of a controlled current carrier and the measurement of the corresponding voltages, which is just the opposite of what is usually done in a voltage-source drive. They also need a very high bandwidth of the current regulators [34].
- 2) Voltage injection: Assuming that the drive produces exactly the desired voltage, they do not require new sensors, since they use the same phase-current sensors usually present in every drive. There are two different types [21, 22]:
 - a. Rotating vector injection: Revolving carriers scan the whole circumferential profile of anisotropies that exist in a machine. The objective is to determine

the characteristics of a particular anisotropy to subsequently identify its spatial orientation.

- b. Pulsating vector injection: An alternative class of methods relies on injecting not a rotating, but alternating carrier in a specific, though time-variable spatial direction. The direction is selected in an educated guess to achieve maximum sensitivity in locating the targeted anisotropy.

Both rotating and pulsating vector injections can theoretically achieve the same accuracy, but the former requires harmonic decoupling (at least with surface PMSMs) [29] and the latter has a smaller effect on inverter harmonics [31].

Only high-frequency voltage injection methods are considered in this Ph.D. thesis. Figure 3.24a shows a common approach to this self-sensing technique, whereby a HF carrier voltage is injected by the inverter and the resulting HF carrier current is tracked using a saliency tracking observer estimating speed and rotor position. A self-sensing schematic, including the decoupling of the two current signals via filters, is also depicted in Figure 3.24b.

Figure 3.24. (a) High-frequency injection sensorless control scheme. (b) Current signal separation for self-sensing. Both schematics have been taken from [40].

Two suitable position-dependent spatial saliency properties may be tracked to detect the position of the rotor: the inductance, which varies due to rotor geometry and stator and rotor saturation; and the resistance, which varies due to HF eddy current losses (due to the dependency of the armature flux distributions on rotor position, the eddy current loss can vary as rotor rotates in synchronous machines) [30, 31]. Most of the studies published on HF injection sensorless control methods assume a pure inductive behavior of the machine. However, the high frequency resistance is not necessarily negligible. In most works, these terms are considered as a non-wanted effect and decoupling mechanisms are usually implemented, but other studies have recently proposed to use the high frequency resistance to estimate rotor position [41].

The main disadvantages of injection methods, when compared to the other alternatives, are the following: less operating voltage (which may not be an issue if the method is used at low speed only), and increased core losses, torque ripple and noise [24, 26]. Besides, these methods are intended to work only at zero and low speeds, so they must be combined with other estimation methods to cover the full speed range, such as conventional BEMF methods [42]. The fact of not having a unified algorithm implies a complex structure to achieve smooth transition between the two algorithms [26].

3.3. Methodology to assess the suitability of a synchronous machine for sensorless control by means of high frequency voltage injections.

This section presents the results of a feasibility study regarding sensorless control by voltage signal injection. The scope of this work includes both synchronous-reluctance and interior-permanent-magnets synchronous machines. By means of finite elements analysis, differential inductances are calculated as a function of the operating point and the rotor position. This allows mapping the saliency of the given machine and assessing its self-sensing capability, which is defined by two parameters, called the “error signal amplitude” and the “rotor position estimation error”.

As aforementioned, this work was developed in ABB Sweden, and it is not completely described in this document for confidentiality reasons. Only the basics of the full methodology are included here so that the reader gets an approximate picture of the research that the Ph.D. candidate performed during his internship, as well as its relation to the rest of the dissertation.

3.3.1. Analytical model for injection-based sensorless control of PMSMs.

When dealing with rotor-position estimation, two different rotating reference frames must be considered. The first one is the conventional rotor-fixed dq reference frame, of which the position θ is needed to operate the drive (this is the real position of the rotor). The second one is the estimated dq reference frame. The estimated position $\tilde{\theta}$ will be the only one known in a sensorless system³. Both reference frames are shown in Figure 3.25, in which the angle $\Delta\theta$ represents the position error.

Figure 3.25. Real and estimated reference frames (two-pole salient-pole rotor depicted for the sake of generalization; in a PMSM the d-axis corresponds to the axis in which the PMs create the flux).

According to the definitions given, the equations to change the reference of a given space vector x_{dq} are the following:

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{dq} &= \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & -\sin(\Delta\theta) \\ \sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \cdot x_{dq} = \bar{T} \cdot x_{dq} \\ x_{dq} &= \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & \sin(\Delta\theta) \\ -\sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \cdot \tilde{x}_{dq} = \bar{T}^{-1} \cdot \tilde{x}_{dq}\end{aligned}\tag{3.7}$$

where $\bar{T}$ is the turn matrix to change from one reference frame to another.

When nonlinearities such as saturation exist, inductance is a function of the current. In these cases, the term “inductance” is ambiguous, since it means different things whether calculating circuit parameters or magnetic fluxes. Therefore, for nonlinear materials the definition

³ In this section, all the variables that have the superscript $\sim$ are referred with respect to the estimated reference frame.

of inductance requires additional detail compared to the linear case. Three commonly used inductance definitions are illustrated in Figure 3.26.

Figure 3.26. Definitions of inductance in non-linear materials. I is the current, λ is the flux, L and L' are the inductances.

The apparent or secant inductance L (also known as “large-signal” inductance) gives the total flux as a function of the current, while the differential inductance L' (“small-signal” inductance) is the slope of a line tangent to the curve at that operating point. In other words, the former is the ratio of the total flux over current, while the latter is the ratio of flux change over a current change. The initial inductance is defined as the differential inductance at the origin. These definitions are mathematically given as follows, λ being the magnetic flux:

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad (3.8)$$

$$L' = l = \frac{\partial \lambda}{\partial i}$$

For linear materials, all three inductances values are equal. For nonlinear materials, the three values are generally different. The values of both the apparent and differential inductances change with the operating point.

For flux calculations, apparent inductances must be used. However, circuit voltages are obtained via the differential inductances, as shown by Faraday's Law and the chain rule of calculus. Assuming zero speed:

$$\frac{d\lambda_d}{dt} = \frac{d}{dt} \cdot [L_d(i_d, i_q) \cdot i_d] = \dots = l_d \cdot \frac{di_d}{dt} + l_{dq} \cdot \frac{di_q}{dt} \quad (3.9)$$

Many authors approximate differential inductances with apparent inductances when calculating voltage, although this approximation is usually not suitable, since it assumes that no saturation takes place:

$$\frac{d\lambda_d}{dt} = l_d \cdot \frac{di_d}{dt} + l_{dq} \cdot \frac{di_q}{dt} \simeq l_d \cdot \frac{di_d}{dt} \approx L_d \cdot \frac{di_d}{dt} \quad (3.10)$$

The machine model for injection-based sensorless control must take two frequencies into account: the fundamental frequency, responsible for the power conversion and directly related to the rotating speed of the motor; and the carrier frequency, i.e. the frequency of the superimposed injected voltage, which is higher than the fundamental frequency. From this point, the first one will be noted with the subscript “FF” and the second one with “HF”.

As described later in section 4.4.1, the dynamic equations of a PMSM in a dq reference frame which rotates at a speed of ω_e are the following:

$$\begin{cases} u_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_e \cdot \lambda_q \\ u_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_e \cdot (\lambda_d) \end{cases} \quad (3.11)$$

The relationship between the change of a given flux and the change of the current generating that flux is given by the differential inductance, as expressed in (3.8). This definition of differential inductance implies the following (expressed in matrix form):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L'_d & L'_{dq} \\ L'_{qd} & L'_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dq} &= \vec{L}' \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq} \end{aligned} \quad (3.12)$$

So assuming zero or very low speed, which is the operating range for injection-based sensorless control, (3.11) can be rewritten as:

$$\begin{cases} u_d = R_s \cdot i_d + L'_d \cdot \frac{di_d}{dt} + L'_{dq} \cdot \frac{di_q}{dt} \\ u_q = R_s \cdot i_q + L'_q \cdot \frac{di_q}{dt} + L'_{qd} \cdot \frac{di_d}{dt} \end{cases} \quad (3.13)$$

At this point and from now on, focus will be placed only in the HF model of the machine:

$$\begin{cases} u_{d,HF} = R'_d \cdot i_{d,HF} + L'_d \cdot \frac{di_{d,HF}}{dt} + L'_{dq} \cdot \frac{di_{q,HF}}{dt} \\ u_{q,HF} = R'_q \cdot i_{q,HF} + L'_q \cdot \frac{di_{q,HF}}{dt} + L'_{qd} \cdot \frac{di_{d,HF}}{dt} \end{cases} \quad (3.14)$$

which expressed in matrix form:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{d,HF} \\ u_{q,HF} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R'_d & 0 \\ 0 & R'_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{d,HF} \\ i_{q,HF} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L'_d & L'_{dq} \\ L'_{qd} & L'_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d,HF} \\ i_{q,HF} \end{bmatrix} \\ \vec{u}_{dq,HF} &= \vec{R} \cdot \vec{i}_{dq,HF} + \vec{L}' \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq,HF} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Assuming that all six machine parameters are known ($R_d, R_q, L'_d, L'_q, L'_{dq}$ and L'_{qd}), and given a HF voltage injection $\vec{u}_{dq,HF}$, the corresponding HF current $\vec{i}_{dq,HF}$ can be determined with (3.15). If the resistive effect is not neglected, a matrix differential equation must be faced. However, neglecting it yields:

$$\begin{aligned} \vec{u}_{dq,HF} &= \vec{L}' \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq,HF} \\ \vec{L}'^{-1} \cdot \vec{u}_{dq,HF} &= \vec{L}'^{-1} \cdot \vec{L}' \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq,HF} \\ \vec{L}'^{-1} \cdot \vec{u}_{dq,HF} &= \frac{d}{dt} \vec{i}_{dq,HF} \\ \vec{i}_{dq,HF} &= \int \vec{L}'^{-1} \cdot \vec{u}_{dq,HF} \cdot dt \end{aligned} \quad (3.16)$$

Thus the HF current corresponding to a given voltage injection can be easily obtained.

There are many possibilities regarding the injected signal. As described in section 3.2.2, it can be either a voltage or a current, but usually voltages are used. It can also be a rotating, a pulsating, or another type of injection. In this report, a pulsating voltage injection will be considered. This signal is injected in the machine according to the estimated reference frame (since the real rotor reference frame is unknown in a sensorless drive):

$$\begin{cases} \tilde{u}_{d,HF} = U_{HF} \cdot \cos(\omega_{HF} \cdot t) \\ \tilde{u}_{q,HF} = 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

Applying (2.10) to the estimated reference frame:

$$\tilde{i}_{dq,HF} = \int \tilde{\bar{L}}'^{-1} \cdot \tilde{u}_{dq,HF} \cdot dt \quad (3.18)$$

So $\tilde{\bar{L}}'^{-1}$ (the inverse of the differential inductance matrix referred to the estimated system) must be calculated from $\bar{L}'$ in order to apply (3.18). To do so, (3.7) can be applied to (3.12), considering that the position error changes very slowly compared to the HF system:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\bar{T}^{-1} \cdot \tilde{\lambda}_{qd}) &= \bar{L}' \cdot \frac{d}{dt}(\bar{T}^{-1} \cdot \tilde{i}_{qd}) \\ \bar{T}^{-1} \cdot \frac{d}{dt}(\tilde{\lambda}_{qd}) &= \bar{L}' \cdot \bar{T}^{-1} \cdot \frac{d}{dt}(\tilde{i}_{qd}) \\ \frac{d}{dt}(\tilde{\lambda}_{qd}) &= \bar{T} \cdot \bar{L}' \cdot \bar{T}^{-1} \cdot \frac{d}{dt}(\tilde{i}_{qd}) \\ \frac{d}{dt}(\tilde{\lambda}_{qd}) &= \tilde{\bar{L}}' \cdot \frac{d}{dt}(\tilde{i}_{qd}), \text{ with } \tilde{\bar{L}}' = \bar{T} \cdot \bar{L}' \cdot \bar{T}^{-1} \end{aligned} \quad (3.19)$$

And (3.18) becomes:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{dq,HF} &= \int [\bar{T} \cdot \bar{L}' \cdot \bar{T}^{-1}]^{-1} \cdot \tilde{u}_{dq,HF} \cdot dt \\ \tilde{i}_{dq,HF} &= \int \bar{T} \cdot \bar{L}'^{-1} \cdot \bar{T}^{-1} \cdot \tilde{u}_{dq,HF} \cdot dt \end{aligned} \quad (3.20)$$

According to the definition of inverse matrix:

$$\bar{L}'^{-1} = \frac{1}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \cdot \begin{bmatrix} L'_q & -L'_{dq} \\ -L'_{qd} & L'_d \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

So considering the pulsating voltage injection defined by (3.17):

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{d,HF} \\ \tilde{i}_{q,HF} \end{bmatrix} = \int \begin{bmatrix} c & -s \\ s & c \end{bmatrix} \cdot \bar{L}'^{-1} \cdot \begin{bmatrix} c & s \\ -s & c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{HF} \cdot \cos(\omega_{HF} \cdot t) \\ 0 \end{bmatrix} \cdot dt \quad (3.22)$$

where “s” and “c” stand for $\sin(\Delta\theta)$ and $\cos(\Delta\theta)$ respectively.

From previous studies [24, 29, 43, 44], it is known in advance that the information about the rotor position is contained in the q-axis component of the HF current. Operating (3.22) yields:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{d,HF} &= \int \frac{L'_q \cdot c^2 + L'_{qd} \cdot s \cdot c - L'_{dq} \cdot s \cdot c + L'_d \cdot s^2}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \cdot U_{HF} \cdot \cos(\omega_{HF} \cdot t) \cdot dt \\ \tilde{i}_{q,HF} &= \int \frac{L'_q \cdot s \cdot c - L'_{qd} \cdot c^2 + L'_{dq} \cdot s^2 - L'_d \cdot s \cdot c}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \cdot U_{HF} \cdot \cos(\omega_{HF} \cdot t) \cdot dt \end{aligned} \quad (3.23)$$

Assuming again that the position error changes very slowly compared to ω_{HF} :

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{d,HF} &= \frac{U_{HF}}{\omega_{HF}} \cdot \frac{L'_d \cdot s^2 + L'_q \cdot c^2 + (L'_{qd} - L'_{dq}) \cdot s \cdot c}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \cdot \sin(\omega_{HF} \cdot t) \\ \tilde{i}_{q,HF} &= \frac{U_{HF}}{\omega_{HF}} \cdot \frac{(L'_q - L'_d) \cdot s \cdot c + L'_{dq} \cdot s^2 - L'_{qd} \cdot c^2}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \cdot \sin(\omega_{HF} \cdot t) \end{aligned} \quad (3.24)$$

The following trigonometric identities can be used to simplify (3.24):

$$\begin{aligned}
 \sin(x) \cdot \cos(x) &= \frac{1}{2} \cdot \sin(2x) \\
 \sin^2(x) &= \frac{1 - \cos(2x)}{2} \\
 \cos^2(x) &= \frac{1 + \cos(2x)}{2}
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Yielding:

$$\begin{aligned}
 \tilde{i}_{d,HF} &= \frac{U_{HF}}{2 \cdot \omega_{HF}} \cdot \frac{L'_d + L'_q + (L'_q - L'_d) \cdot \cos(2 \cdot \Delta\theta) + (L'_{dq} - L'_{qd}) \cdot \sin(2 \cdot \Delta\theta)}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \cdot \sin(\omega_{HF} \cdot t) \\
 \tilde{i}_{q,HF} &= \frac{U_{HF}}{2 \cdot \omega_{HF}} \cdot \frac{(L'_q - L'_d) \cdot \sin(2 \cdot \Delta\theta) + (L'_{dq} - L'_{qd}) - (L'_{dq} + L'_{qd}) \cdot \cos(2 \cdot \Delta\theta)}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \cdot \sin(\omega_{HF} \cdot t)
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

Whereas in a first approximation for small rotor-position errors $i_{d,HF}$ is constant, the $i_{q,HF}$ signal strongly depends on the rotor position error $\Delta\theta$. In order to obtain this error, that signal must be processed. According to the most conventional pulsating-voltage-injection-based sensorless method [24, 29, 43, 44], a demodulation followed by a low-pass filtering results in the following signal:

$$\varepsilon = \frac{U_{HF}}{4 \cdot \omega_{HF}} \cdot \frac{(L'_q - L'_d) \cdot \sin(2 \cdot \Delta\theta) + (L'_{dq} - L'_{qd}) - (L'_{dq} + L'_{qd}) \cdot \cos(2 \cdot \Delta\theta)}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \tag{3.27}$$

This processed HF q-axis current is called “error signal”. In the conventional scheme, cross coupling between the d- and q-axes is usually neglected:

$$\varepsilon = \frac{U_{HF}}{4 \cdot \omega_{HF}} \cdot \frac{(L'_q - L'_d)}{L'_d \cdot L'_q} \cdot \sin(2 \cdot \Delta\theta) \tag{3.28}$$

And if the position error is small:

$$\varepsilon = \frac{U_{HF}}{2 \cdot \omega_{HF}} \cdot \frac{(L'_q - L'_d)}{L'_d \cdot L'_q} \cdot \Delta\theta \tag{3.29}$$

Therefore the error signal is assumed to be proportional to the position error. The error signal can be forced to zero, by means of a PI regulator, in order to make the estimation error zero.

In the above-described method cross-saturation is neglected. In reality, the presence of cross-saturation leads to an error in the position estimation that can be predicted. Considering that $L'_{dq} = L'_{qd}$ in (3.27) yields:

$$\varepsilon = \frac{U_{HF}}{4 \cdot \omega_{HF}} \cdot \frac{(L'_q - L'_d) \cdot \sin(2 \cdot \Delta\theta) - 2 \cdot L'_{dq} \cdot \cos(2 \cdot \Delta\theta)}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \tag{3.30}$$

Driving the error signal to zero would mean:

$$\begin{aligned}
 (L'_q - L'_d) \cdot \sin(2 \cdot \Delta\theta) - 2 \cdot L'_{dq} \cdot \cos(2 \cdot \Delta\theta) &= 0 \\
 \Delta\theta &= \frac{1}{2} \cdot \text{atan} \left(\frac{2 \cdot L'_{dq}}{L'_q - L'_d} \right)
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

So the position is estimated with an error $\Delta\theta$. This deviation might be rather large, especially at high load, when the cross-saturation effect is more acute and the saliency ratio L_q/L_d is smaller. If $L'_{dq} \neq L'_{qd}$, then (3.31) becomes:

$$(L'_q - L'_d) \cdot \sin(2 \cdot \Delta\theta) + (L'_{dq} - L'_{qd}) - (L'_{dq} + L'_{qd}) \cdot \cos(2 \cdot \Delta\theta) = 0 \quad (3.32)$$

Since no analytical solution may be found; (3.32) must be solved numerically.

3.3.2. Finite element simulations and differential inductances calculation.

The goal of the simulations was to map the saliency of the machine as a function of the working point and the position. Saliency can refer to any periodic fluctuations in the electrical properties of a machine that are function of the rotor position. Regarding injection methods for sensorless control, differential inductances must be used [45]:

$$\text{Saliency ratio} = \frac{L'_q}{L'_d} \quad (3.33)$$

Therefore, the goal of the finite element simulations was to calculate all four differential inductances L'_d , L'_q , L'_{dq} , L'_{qd} . These results are later post-processed to get a “sensorless control feasibility region” (i.e. the region in which there is a detectable saliency, which means that L'_d is significantly different from L'_q) and to estimate the position estimation error as a function of the working point as in (3.31). In order to map these four differential inductances, steady-state d- and q-axis fluxes λ_{dq} had to be calculated for many operating points, defined by i_d and i_q , and for different rotor positions.

The procedure applied to calculate differential inductances is described next. Assume that the machine is working in steady-state in a given operating point 0 $[i_d, i_q]$. This point is simulated, and d- and q-axis fluxes $\lambda_{d,0}$ and $\lambda_{q,0}$ are obtained. Then, another two working points are also simulated: A $[i_d + \Delta i_d, i_q]$ and B $[i_d, i_q + \Delta i_q]$. Point A implies an increase in the d-axis current, while point B implies an increase in the q-axis current. For both of them, dq fluxes $\lambda_{d,A}$, $\lambda_{q,A}$, $\lambda_{d,B}$, $\lambda_{q,B}$ are obtained as well. Figure 3.27 illustrates this procedure.

Figure 3.27. Calculation of fluxes and differential inductances for a given operating point 0.

For the sake of illustration, Figure 3.28 shows the d- and q-axis fluxes λ_{dq} obtained for a certain working point of the 3-kW PMSM, along with those corresponding to a current increase $\Delta i_d = \Delta i_q$ of 0.5 A. An i_d decrease (red) implies a noticeable drop of λ_d , while λ_q decreases slightly due to the cross-saturation effect. Similarly, an i_q increase (yellow) makes both λ_q and λ_d grow, although with different intensity. The increase in λ_d with Δi_d is smaller than the increase in λ_q with Δi_q because, for this particular operating point, d-axis constitutes a worse magnetic path than q-axis due to saturation.

Figure 3.28. d- and q-axis fluxes for a given working point 0 and for its corresponding A and B working points.

Once these six flux values are obtained, the following calculations can be done to determine the four differential inductances at operating point 0. Notice that taking mean flux values implies neglecting the information about secondary saliencies, since the rotor position influence is lost by this averaging.

$$\begin{bmatrix} L'_{d,0} = \frac{\lambda_{d,A} - \lambda_{d,0}}{\Delta i_d} & L'_{dq,0} = \frac{\lambda_{d,B} - \lambda_{d,0}}{\Delta i_q} \\ L'_{qd,0} = \frac{\lambda_{q,A} - \lambda_{q,0}}{\Delta i_d} & L'_{q,0} = \frac{\lambda_{q,B} - \lambda_{q,0}}{\Delta i_q} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

With this methodology, all four differential inductances are modeled as function of both i_d and i_q . Therefore, the following relationship applies:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_d(i_d, i_q) & L'_{dq}(i_d, i_q) \\ L'_{qd}(i_d, i_q) & L'_q(i_d, i_q) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d,HF} \\ i_{q,HF} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Current steps Δi_d and Δi_q should not be randomly chosen. If they are too small, fluxes variations will not be noticeable. However, too large current steps would lead to the calculation of lower inductances values than the real ones due to the shape of the saturation curve, as illustrated by Figure 3.29. The error made by taking a too large current step might be very important at operating points close to the elbow of the saturation curve, since there the differential inductance (the slope of the curve) changes faster.

Figure 3.29. Example of current steps and their corresponding differential inductances.

Therefore it may be advisable to define a non-uniform grid in order to sweep the $[i_d, i_q]$ plane. This grid must be built taking into consideration the degree of saturation of both axis, and thus it must be machine dependent. A non-uniform grid is the only way to choose the right current step for every operating point while keeping the number of points reasonable. Despite this, the results included in next section are all obtained with a constant current step of 0.2 A. Namely, the grid is defined as follows: $i_d = [-4.4, -4.2, \dots, 0, 0.2]$ and $i_q = [-0.2, 0, 0.2, \dots, 6.6]$. This grid comprises $24 \times 35 = 840$ operating points and covers a current range up to 1.2 p.u.

3.3.3. Differential inductances calculation. Results for the 3-kW PMSM.

Specific results obtained for the 3-kW PMSM designed and analyzed within the scope of this Ph.D. are presented next, starting with the d- and q- flux linkages depicted in Figure 3.30. As expected for a flux-weakening PMSM, λ_d presents a narrower range than λ_q . It can be observed that cross-coupling is close to negligible for most operating points, given that this particular machine is heavily saturated due to permanent magnets relative oversizing. Besides, higher variations in λ_q imply higher differential inductances in the q- axis.

Figure 3.30. d- and q- axis fluxes in the $[i_d, i_q]$ plane.

Postprocessing of these fluxes as given by equation (3.34) yields the following differential inductances maps (L'_{qd} is omitted for the sake of brevity):

Figure 3.31. Differential inductances $L'd$, $L'q$ and $L'dq$ in the $[i_d, i_q]$ plane.

The following comments arise by observing the above results:

- 1) As anticipated in equation (3.35), all four differential inductances are function of both i_d and i_q .

- 2) The current step used (0.2 A) seems to be adequate for the purposes of this study, since the plots are smooth and the saturation knees are depicted with enough resolution.
- 3) The shape of both L'_d and L'_q maps is quite similar, although the former takes smaller values than the latter ($L'_q > L'_d$). The higher the current, the more saturated becomes the machine and both differential inductances become smaller and more similar at the same time, which means that rotor saliency is lost and thus the self-sensing capability of the machine (as described later in this section). This can be seen more clearly in the following 2D plots:

Figure 3.32. (a)(b) Differential inductancies L'_d and L'_q both as a function of i_q . Each curve represents a constant value of i_d ; red curves correspond to $i_d = 0$. (c) L'_d and L'_q for $i_d = 0$. The saliency of the machine is lost as i_q increases.

- 4) No saliency reversal takes place in the current range considered. The term “saliency reversal” refers to a change in the sign of $L'_q - L'_d$. The locus in the $[i_d, i_q]$ plane in which a hypothetical saliency reversal takes place is very important concerning sensorless control, since no error signal could be detected when approaching this condition (see section 3.3.4).
- 5) Saturation starts around $i_q = 2$ in both axes.
- 6) In terms of differential inductances, d-axis is very sensitive to cross-saturation, while q-axis is relatively immune. In fact, q-axis is not immune, but it presents little variation with i_d (in relative terms) because d-axis flux λ_d is mainly created by the permanent magnets.
- 7) Both cross-coupling inductances are the same.

3.3.4. Assessment of the self-sensing capability of the machine: Feasibility region and rotor-position estimation error.

Once the differential inductances have been obtained, further analysis regarding sensorless control by injection methods can be performed. In section 3.3.1, the signal error obtained with a HF pulsating voltage injection, assuming that both cross-inductances are equal, was deduced in the form of equation (3.30). This expression is repeated here for convenience:

$$\varepsilon = \frac{U_{HF}}{4 \cdot \omega_{HF}} \cdot \frac{(L'_q - L'_d) \cdot \sin(2 \cdot \Delta\theta) - 2 \cdot L'_{dq} \cdot \cos(2 \cdot \Delta\theta)}{L'_d \cdot L'_q - L'_{dq} \cdot L'_{qd}} \quad (3.30)$$

Under these assumptions, there are two issues to consider:

- Error signal amplitude: The amplitude of the HF current signal, consequence of the HF voltage injection, must be large enough to be measured. At some working points, the signal-to-noise ratio might be so low that measurements get distorted. For some machines, there might be operating points in which no signal is detected at all.
- Position estimation error: Having a large easy-to-measure current signal does not mean that the position is estimated with a low error. As stated in section 3.3.1, cross-saturation has a strong effect on the estimation error, especially when the saliency ratio is low. Equation (3.31), repeated here for convenience, gives the rotor position estimation error as a function of the differential inductances:

$$\Delta\theta = \frac{1}{2} \cdot \text{atan}\left(\frac{2 \cdot L'_{dq}}{L'_q - L'_d}\right) \quad (3.31)$$

Therefore, both aspects must be analyzed in order to assess the self-sensing capability of a given machine.

One way to theoretically study the error signal amplitude is by means of the so called “feasible operating region”, a concept first introduced in [30]. In that publication, the curve defined by $\Delta L' = 0$ (from now on, SCFL curve – Sensorless Control Feasibility Limit curve) is obtained for an IPMSM. This curve defines the locus in the $[i_d, i_q]$ plane in which the signal of the rotor position is null, assuming that the latter is proportional to $\Delta L'$, thus neglecting cross-saturation in (3.30). The feasible region for sensorless rotor-position detection is defined as the region bounded by this curve, so that $\Delta L' > 0$ ⁴.

The definition of the border of the feasible region as $\Delta L' = 0$ is not univocal. As equation (3.30) states, in the existence of cross-saturation the amplitude of the error signal may be not equal to zero when $\Delta L' = 0$.

As in [24], the feasibility region can be mapped by means of a factor K_f which is proportional to the amplitude of the position error signal ε .

$$K_f = \frac{\sqrt{(L'_d - L'_q)^2 + 4 \cdot L'^2_{dq}}}{L'_d \cdot L'_q - L'^2_{dq}} \quad (3.36)$$

With this definition, the amplitude of the error signal is:

$$|\varepsilon| = \frac{U_{HF}}{4 \cdot \omega_{HF}} \cdot K_f \quad (3.37)$$

As long as K_f is large enough, some error signal will be detectable and signal-to-noise ratio will not be an issue.

To fully understand the meaning of this feasibility factor both the numerator and the denominator may be analyzed separately. Figure 3.33a shows the numerator of K_f as a function of i_d and i_q . The Maximum Torque Per Ampere (MTPA; see section 4.4.2) curve is depicted as a white solid-line. The SCFL curve, which represents the border of the feasibility region (i.e., the part of the map in which some error signal is detected) is not shown because it does not exist in the current range considered. In this case, the whole area included in the plot belongs to the feasible region, which in principle means that this PMSM is well suited for self-sensing. However, the SCFL curve is just a theoretical border, and in practice saliency could not be detected in any point close enough to it. So it is not advisable to draw conclusions about the self-sensing capability of the machine with just this information. There is a region in the map in which the numerator gets really small, and in practice perhaps no saliency would be detected at those points.

⁴ It is important to remember here that the definition of saliency ratio $\Delta L'$ is different for each machine type.

Regarding the denominator, a comparison between L'_{dq} and the product of L'_d and L'_q is shown in Figure 3.33b to assess the effect of the cross-coupling inductance. It can be seen that it increases in importance at high currents, as expected. It is also clear that L'_{dq} is negligible for most operating points, especially those belonging to the MTPA curve.

Figure 3.33. (a) Numerator of the feasibility factor K_f (inductances in mH). The solid line is the MTPA curve; the dashed line is the rated current circle. (b) Comparison between L'^2_{dq} and $L'_d \cdot L'_q$ in percentage.

Figure 3.34a shows the feasibility factor K_f as defined in (3.36). The regions with smaller K_f represent operating points in which a lower-amplitude error signal would be measured, making sensorless control potentially unfeasible. Finally, Figure 3.34b shows K_f as a function of torque when following the MTPA curve.

Figure 3.34. (a) Feasibility factor K_f . The solid line is the MTPA curve; the dashed line is the rated current circle. (b) K_f as a function of torque. The red circle is rated torque.

There are three things to comment about the values obtained for the feasibility factor. The first one, regarding the shape of Figure 3.34b, is that the highest values are reached within the operation range of the PMSM, which is good news since the lowest signal-to-noise ratio operating points are found outside either the MTPA curve or the rated current limit. The second is that flux weakening increases the feasibility factor K_f , as shown in Figure 3.34a. This is very convenient,

since the control strategy developed for this PMSM does not operate it as indicated by the MTPA curve, but at the left of it, with higher field-weakening. As described later in section 7, a Minimum Losses Point Tracking control strategy is proposed to look for the operating point that yields minimum losses, which is always situated at the left of the MTPA curve (see the Maximum Efficiency curves in section 4.4.3). Finally, the third comment concerns the values of K_f , which are probably too low for self-sensing purposes. Even the highest values, which are around 18, would imply an error signal of very small amplitude, even if the voltage injection is chosen with high amplitude and low frequency (for instance, 40 V and 400 Hz):

$$|\varepsilon| = \frac{U_{HF}}{4 \cdot \omega_{HF}} \cdot K_f = \frac{40V}{4 \cdot 2\pi \cdot 400Hz} \cdot 18 = 0.07 A \quad (3.38)$$

Considering that rated current is 4.84 A_{RMS}, a signal amplitude of 0.07 A or less is likely not large enough.

After analyzing the error signal amplitude, the rotor position estimation error must be taken into account as well. It does not matter if the measured error signal is perfect – it is far from perfect in this case – if it leads to an unacceptable error in the estimated position. Figure 3.35a shows the result of applying (3.31) when secondary saliencies are neglected. The position estimation error is small close to the d- axes and in the area around the MTPA curve, but grows significantly for those operating points close to the q- axis. Finally, Figure 3.35b shows this error as a function of torque when following the MTPA curve.

Figure 3.35. (a) Rotor position estimation error $\Delta\theta$. The solid line is the MTPA curve; the dashed line is the rated current circle. (b) $\Delta\theta$ as a function of torque. The red circle is rated torque.

It should be recalled here that these position estimation error values are mean values, since secondary saliencies are not taken into consideration at this point. It is also worth noticing that this average error can and should be compensated within the sensorless control system, since it only depends on the operating point [i_d , i_q] and therefore a look-up table may easily be implemented. However, the total error (adding the rotor position dependency, i.e. considering secondary saliencies) cannot be compensated in such a straightforward way.

3.3.5. Conclusion.

To summarize, the PMSM under study is not very suitable for voltage-injection-based sensorless control because the amplitude of the error signal, which must be measured by the current sensors, is perhaps too small (around 1.5% of rated current). This issue would imply significantly low signal-to-noise ratios, which in practice would probably prevent the system from performing accurately and robustly. However, operating the machine with very low i_q could help

driving the system sensorlessly at very low speed [46]. This would of course imply low efficiency operation, but at very low speed the impact in overall energy efficiency is moderate.

4. Evaluación y análisis de las pérdidas en el accionamiento. Ventajas de emplear una tensión de continua variable. Modelo de una MSIPI. Trayectorias MTPA y ME. Control de corriente por banda de histéresis.

Una de las tareas acometidas dentro de esta tesis fue el desarrollo de un modelo de pérdidas del accionamiento de tracción estudiado, entendiendo como tal el conjunto inversor+máquina eléctrica. Este modelo constituye una herramienta muy útil para el análisis del mapa de pérdidas del accionamiento y para el desarrollo de una estrategia de control óptima desde el punto de vista de la eficiencia energética. No se incluyó por tanto ningún sistema de almacenamiento de energía en este modelo de pérdidas, en parte porque su topología no es única en accionamientos de tracción para VEs y en parte porque ya fue analizado en el Capítulo 2. La Figura 3.36 muestra la parte del accionamiento de tracción considerada en esta sección.

Figura 3.36. Parte del tren de tracción eléctrica analizada en esta sección.

4.1. Pérdidas en la máquina eléctrica.

4.1.1. Pérdidas en el devanado estatórico.

En MSIPs de pequeña potencia y velocidad moderada, el grueso de las pérdidas se produce en el devanado estatórico [47]. Este tipo de pérdidas, habitualmente denominadas pérdidas en el cobre, se generan por efecto Joule en los conductores que integran dicho devanado:

$$P_{Cu} = m \cdot R \cdot I^2 \quad (3.39)$$

siendo m el número de fases (3 en este caso). Suponiendo que el efecto pelicular es despreciable, y suponiendo que la alimentación del devanado es ideal (corrientes puramente sinusoidales), la expresión anterior queda como sigue:

$$P_{Cu} = m \cdot R_{DC} \cdot I_{RMS}^2 \quad (3.40)$$

siendo la resistencia DC:

$$R_{DC} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_B}{S_B} \quad (3.41)$$

donde ρ_{Cu} es la resistividad del cobre comercial ($1.7544 \cdot 10^{-8} \Omega m @ 20^\circ C$), l_B es la longitud total de cada bobina y S_c es la sección del conductor. Despreciando las cabezas de bobina, y siendo n es el número de vueltas por bobina y ranura, q el número de ranuras de estator por fase y polo, y L la longitud del estator, se tiene que la resistencia de la parte del devanado que recorre las ranuras del estator (devanado de simple capa) es:

$$R_{DC,r} = \rho_{Cu} \cdot \frac{n \cdot 2q \cdot 2L}{S_c} = \rho_{Cu} \cdot \frac{46 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 88.8 \cdot 10^{-3}}{0.823 \cdot 10^{-6}} = 1.045 \Omega/fase \quad (3.42)$$

Pero despreciar las cabezas de bobina en una máquina de 2 pares de polos, paso de bobina de 9 ranuras, 88.8 mm de longitud y 101 mm de diámetro interior de estator no es una aproximación razonable, debido a que su longitud supone al menos la mitad del devanado. Consecuentemente, la resistencia aportada por las cabezas de bobina debe incluirse en el cálculo anterior.

La primera complicación aparece precisamente en la determinación de la longitud de las cabezas, que dependiendo del caso concreto puede ser más o menos sencilla. En una máquina síncrona de devanado distribuido, la forma del devanado no se conoce con exactitud, puesto que las vueltas de conductor no son exactamente iguales entre sí. En primera aproximación se puede emplear la siguiente ecuación empírica para calcular la longitud promedio de cada vuelta – cabezas de bobina incluidas – correspondiente a máquinas de baja tensión y cable esmaltado de sección circular [48]:

$$l_{av} \approx 2L + 2.4W + 0.1m \quad (3.43)$$

en la cual W es el paso de bobina promedio, en metros. Para la MSIPI de esta tesis resulta:

$$l_{av} \approx 2 \cdot 88.8 \text{ mm} + 2.4 \cdot 92.4 \text{ mm} + 100 \text{ mm} = 499.3 \text{ mm} \quad (3.44)$$

valor considerablemente mayor a los 177.6 mm correspondientes al sumando $2L$ únicamente. Con dicho valor promedio la resistencia DC por fase es:

$$R_{DC} = \rho_{Cu} \cdot \frac{n \cdot 2q \cdot l_{av}}{S_c} = 2.94 \Omega/fase \quad (3.45)$$

El valor medido en laboratorio es de 2.78 Ω /fase a temperatura ambiente, por lo que la estimación dada por la ecuación (3.43) es ligeramente pesimista en este caso (error del 6%).

Con el valor medido de resistencia DC, el mapa de pérdidas en el cobre de la MSIPI objeto de esta tesis es el que se muestra en la Figura 3.37a. Este mapa se ha calculado bajo la hipótesis de que la relación entre la corriente y el par viene dada por la trayectoria MTPA, que es precisamente la que proporciona el par requerido con las mínimas pérdidas en el cobre, como se verá en el apartado 4.4. Estas pérdidas, calculadas según la ecuación (3.40), suponen un rendimiento, mostrado en la Figura 3.37b, definido como sigue:

$$\eta_{Cu} = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{Cu}} \quad (3.46)$$

Nótese que los dos gráficos de la Figura 3.37 están dados para el primer cuadrante del plano par-velocidad (velocidad positiva, modo motor). Dado que ambos mapas son simétricos respecto a sus dos ejes, la obtención del resto de cuadrantes es inmediata. Este comentario es válido para el resto de mapas de pérdidas incluidos en esta sección 4.1.

Sin embargo, la estimación de pérdidas anterior es optimista por tres motivos:

- 1) Se ha calculado para temperatura ambiente, cuando el devanado de esta máquina en particular puede alcanzar temperaturas de hasta 90°C, lo cual supone un incremento considerable de R_{DC} .
- 2) Se ha empleado la resistencia DC del devanado, lo que implica ignorar el incremento de resistencia causado por los efectos pelicular y de proximidad.
- 3) Se han despreciado los armónicos temporales de la corriente. Estos armónicos, generados por el inversor que alimenta a la máquina, suponen pérdidas adicionales.

Figura 3.37. (a) Mapa de pérdidas en el cobre según las ecuaciones (3.40) y (3.45). (b) Rendimiento correspondiente a dichas pérdidas (la zona sin colorear es de rendimiento menor que el 70%).

Respecto al primer punto, resulta sencillo considerar el efecto de la temperatura mediante el coeficiente térmico correspondiente, $\alpha_{Cu} = 3.81 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, que puede aplicarse a la resistividad del cobre o directamente a la resistencia DC:

$$R_{DC}(T) = R_{DC}(T_0) \cdot [1 + (T - T_0) \cdot \alpha_{Cu}] \quad (3.47)$$

La dificultad está en la determinación de la temperatura del devanado, que aunque puede suponerse homogénea (el cobre es un buen conductor térmico), varía considerablemente con el punto de funcionamiento y con la historia térmica de la máquina. El valor máximo es más fácil de estimar, puesto que puede considerarse el correspondiente a la clase térmica de aislamiento. Así, para una máquina con bobinado de aislamiento de clase B (130°C), la temperatura de referencia es de 95°C [49]. En la MSIPI objeto de esta tesis, la temperatura del bobinado en régimen permanente se ha determinado experimentalmente, siendo de 90°C para la corriente asignada. Para este valor de temperatura, la resistencia asciende a $3.50 \text{ } \Omega/\text{fase}$, un 26% más que a temperatura ambiente. Consecuentemente, y dependiendo del punto de funcionamiento y de la historia térmica reciente, la resistencia DC del devanado se moverá en el rango:

$$R_{DC} = 2.78 - 3.50 \text{ } \Omega/\text{fase} \quad (3.48)$$

En cuanto al segundo punto, la resistencia eléctrica que presenta en realidad el devanado de una máquina eléctrica alimentado con corriente alterna es mayor que la resistencia de DC dada por la ecuación (3.47). Esto se debe al efecto pelicular y al efecto de proximidad, ambos muy dependientes de la frecuencia de dichas corrientes⁵. Para calcular la resistencia AC a partir de la resistencia DC se emplea el denominado “factor de resistencia” [48]:

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot k_R \quad (3.49)$$

Este factor de resistencia debe calcularse por separado para las ranuras y para las cabezas de bobina, ya que el efecto pelicular es mucho más importante en las primeras que en las segundas. Siendo $k_{R,r}$ el factor de resistencia de las ranuras y $k_{R,c}$ el de las cabezas de bobina, se tiene que:

$$k_R = \frac{R_{DC,r} \cdot k_{R,r} + R_{DC,c} \cdot k_{R,c}}{R_{DC,r} + R_{DC,c}} = k_{R,r} \cdot \frac{R_{DC,r}}{R_{DC,r} + R_{DC,c}} + k_{R,c} \cdot \frac{R_{DC,c}}{R_{DC,r} + R_{DC,c}} \quad (3.50)$$

⁵ La norma IEC 60034-2-1:2014, “Rotating electrical machines - Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests” (cuyo equivalente es la norma española UNE-EN 60034-2-1:2009) [50], considera las pérdidas debidas al efecto pelicular y al efecto proximidad como parte de las llamadas pérdidas adicionales (apartado 4.1.4), y no como parte de las pérdidas en el devanado.

Suponiendo que la temperatura es homogénea en el devanado, se llega a que las resistencias anteriores son proporcionales a las longitudes de conductor correspondientes:

$$k_R = k_{R,r} \cdot \frac{2L}{l_{av}} + k_{R,c} \cdot \frac{l_{av} - 2L}{l_{av}} \quad (3.51)$$

Y dado que el efecto pelicular es despreciable en las cabezas de bobina, la ecuación anterior puede simplificarse a:

$$k_R \approx 1 + (k_{R,r} - 1) \cdot \frac{2L}{l_{av}} \quad (3.52)$$

Para la determinación del factor de resistencia de las ranuras es necesario conocer su geometría y la disposición de los conductores en su interior [48]. El primer parámetro a calcular es α [m^{-1}], la inversa de la profundidad de penetración:

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \sigma_{Cu} \cdot \frac{z_a \cdot b_{c0}}{b}} \quad (3.53)$$

siendo $\omega = 2\pi f$, μ_0 la permeabilidad del vacío, σ_{Cu} la conductividad del cobre, y finalmente z_a , b_{c0} y b las dimensiones geométricas indicadas en la Figura 3.38, correspondientes a la MSIPI analizada en esta tesis. A partir de α y de la altura del conductor h_{c0} (magnitud indicada también en dicha figura) es posible calcular un número adimensional denominado “altura reducida del conductor”:

$$\varepsilon = \alpha \cdot h_{c0} \quad (3.54)$$

Figura 3.38. Detalle de una ranura de estator y parámetros geométricos necesarios para el cálculo de R_{AC} .

Y finalmente, el factor de resistencia promedio a lo largo de la ranura, para el caso de conductores circulares:

$$k_{R,r} = \varphi(\varepsilon) + 0.59 \frac{z_t^2 - 1}{3} \psi(\varepsilon) \quad (3.55)$$

$$\varphi(\varepsilon) = \varepsilon \frac{\sinh(2\varepsilon) + \sin(2\varepsilon)}{\cosh(2\varepsilon) - \cos(2\varepsilon)} \quad (3.56)$$

$$\psi(\varepsilon) = 2\varepsilon \frac{\sinh(\varepsilon) - \sin(\varepsilon)}{\cosh(\varepsilon) + \cos(2\varepsilon)} \quad (3.57)$$

Cuando $0 \leq \varepsilon \leq 1$, la ecuación (3.55) puede simplificarse a:

$$k_{R,r} \approx 1 + 0.59 \frac{z_t^2 - 0.2}{9} \varepsilon^4 \quad (3.58)$$

Dada una máquina en concreto – una vez fijadas sus dimensiones y materiales – la única variable de la que depende el factor de resistencia $k_{R,r}$ es de la frecuencia de la corriente que recorre el devanado estático. Las ecuaciones (3.53), (3.54) y (3.58) indican que la dependencia del factor de resistencia con la frecuencia es aproximadamente cuadrática, tal y como ilustran la ecuación (3.59) y la Figura 3.39a.

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= k_\alpha \cdot \sqrt{f} \\ \varepsilon &= k_\varepsilon \cdot \alpha \\ k_{R,r} &\approx 1 + k_k \cdot \varepsilon^4 \end{aligned} \right\} \Rightarrow k_{R,r} \approx 1 + k_k \cdot (k_\varepsilon \cdot k_\alpha \cdot \sqrt{f})^4 = 1 + k \cdot f^2 \quad (3.59)$$

Figura 3.39. (a) Factor de resistencia promedio a lo largo de la ranura para la MSIPI de esta tesis, en función de la frecuencia, y calculado según las ecuaciones (3.55) y (3.58). (b) Factor de resistencia del devanado completo, calculado según las ecuaciones (3.55) y (3.52).

Para la frecuencia fundamental, que en la MSIPI se mueve en el rango de 0 a 70 Hz en función de la velocidad, el factor de resistencia $k_{R,r}$ es muy pequeño, entre 1 y 1.002 respectivamente. Esto significa que la resistencia AC es prácticamente igual a la resistencia DC para la componente fundamental de la corriente. Sin embargo, a frecuencias mayores el factor de rizado alcanza valores muy altos, de forma que a 4 kHz – valor habitual de frecuencia de conmutación de un inversor – la resistencia AC de la parte del devanado correspondiente a las ranuras es 5.4 veces la resistencia DC. Esto es importante a la hora de calcular las pérdidas en el cobre de la máquina cuando ésta se alimenta mediante un convertidor electrónico de potencia.

Finalmente, al aplicar la ecuación (3.52) para calcular el factor de resistencia del devanado completo de la MSIPI bajo estudio se obtiene que:

$$k_R \approx 1 + (k_{R,r} - 1) \cdot \frac{2L}{l_{av}} = 0.6443 + 0.3557 \cdot k_{R,r} \quad (3.60)$$

Es decir, que como las cabezas de bobina suponen el 66% del devanado, la resistencia AC total a 4 kHz es 2.6 veces la resistencia DC.

Y por último, respecto al tercer punto, es necesario tener en cuenta todas las componentes armónicas de la corriente cuando la alimentación de una máquina eléctrica no es puramente sinusoidal (lo cual va a ocurrir siempre en MSIPs). De lo contrario, la estimación de las pérdidas será optimista, poco en unos casos y bastante en otros⁶. Cuando una máquina es alimentada desde un convertidor electrónico de potencia, aumentan tanto las pérdidas en el cobre (armónicos temporales de las corrientes) como las pérdidas en el hierro (armónicos

⁶ La norma IEC 60034-2-1:2014, “Rotating electrical machines - Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests” (cuyo equivalente es la norma española UNE-EN 60034-2-1:2009) [50], no considera las pérdidas causadas por una alimentación no sinusoidal. Consecuentemente, cuando un fabricante proporciona un valor de rendimiento conforme a esa norma, no se incluyen dichas pérdidas.

temporales del campo, generados por los de las corrientes). La reducción de eficiencia para una alimentación PWM es típicamente del 1-2% de la potencia asignada, dependiendo de la frecuencia de conmutación [51]. En el caso de control de corriente en banda de histéresis, que es el que se ha empleado dentro de esta tesis, esta reducción de eficiencia podría ser incluso mayor, debido al mayor contenido armónico de la corriente que suele conllevar dicha estrategia de conmutación.

Una dificultad añadida a la hora de analizar este aspecto es que los armónicos dependen del punto de funcionamiento del accionamiento. La explicación es muy sencilla si se apoya en el circuito equivalente monofásico simplificado de la Figura 3.40: suponiendo que la tensión de la etapa DC es constante (y por lo tanto que la tensión U sólo puede tomar unos pocos valores, habitualmente $\pm 1/3$ de U_{DC} , $\pm 2/3$ de U_{DC} ó 0, dependiendo del estado de los semiconductores), se tiene que la fuerza contraelectromotriz E varía linealmente con la velocidad n , por lo que para un mismo estado de los semiconductores la diferencia de tensión aplicada al bobinado (que es la que hace evolucionar a la corriente) será muy distinta en función de la velocidad. Análogamente, la inductancia de la máquina depende del campo, y por lo tanto de la corriente. Consecuentemente, un cierto patrón de conmutaciones tendrá un efecto muy distinto en la corriente – y en sus armónicos – dependiendo del punto de operación.

Figura 3.40. Circuito equivalente monofásico simplificado de una máquina eléctrica rotativa.

Para ilustrar cómo el contenido armónico depende del punto de funcionamiento, se ha realizado una batería de simulaciones en Simulink® para calcular la forma de onda de la corriente en régimen permanente en función del par y de la velocidad. El modelo construido a estos efectos consta de una fuente ideal de continua, un inversor trifásico con 6 IGBTs y 6 diodos en antiparalelo, y un modelo de la MSIPI basado en una *Look-Up Table* (LUT) que relaciona las corrientes y los flujos (y por lo tanto que tiene en cuenta tanto saturaciones propias como saturaciones cruzadas; véase el apartado 4.4 para más información acerca de este modelo). Las simulaciones se han realizado con 600 V_{DC} en la etapa de continua, para un único valor de banda de histéresis (± 0.2 A), con un periodo de muestreo del sistema de control digital que gestiona los disparos de 50 μ s (con lo que la frecuencia máxima de conmutación es de 10 kHz) y en condiciones ideales (ausencia de ruido en la medida de corriente). Los resultados se muestran en la Tabla 3.6, la cual indica la tasa de distorsión armónica total THD calculada según la siguiente expresión:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2}}{I_1} \quad (3.61)$$

donde I_1 es el valor eficaz de la componente fundamental de la corriente e I_n la del armónico número n .

Tabla 3.6. THD para la MSIPI de esta tesis en función del punto de funcionamiento (control de corriente en banda de histéresis; resultados de simulación).

		Par (%)			
		5%	25%	50%	100%
Velocidad (rpm)	146	59.0%	12.9%	7.8%	4.7%
	586	59.8%	13.3%	8.2%	4.7%
	1172	59.1%	12.5%	7.4%	4.0%

Los resultados reflejan que la variación de la THD con la velocidad es muy pequeña, lo cual es aparentemente contradictorio con la explicación anterior. Lo que ocurre es que el control por banda de histéresis se adapta a distintas velocidades – a distintas frecuencias fundamentales – variando la frecuencia de conmutación, con lo que el contenido armónico en términos de THD apenas cambia, mientras que las frecuencias correspondientes a dicho contenido armónico sí que lo hacen sustancialmente.

Centrando el análisis en las pérdidas en el cobre, evaluar las pérdidas que suponen los armónicos de corriente en un punto de funcionamiento par-velocidad concreto requiere, por un lado, conocer el contenido armónico de la corriente en dicho punto, y por otro, conocer la resistencia AC del devanado en función de la frecuencia (Figura 3.39). Lo primero puede obtenerse mediante una simulación paramétrica, similar a la empleada en la obtención de los resultados de la Tabla 3.6. Lo segundo ya ha sido resuelto en el análisis del efecto pelicular y su influencia en la resistencia AC. Para el cálculo de las pérdidas totales se empleó la siguiente expresión:

$$P_{Cu} = m \cdot \sum_{n=1}^N R_{AC,n} \cdot I_n^2 \quad (3.62)$$

siendo $R_{AC,n}$ la resistencia AC correspondiente al armónico n , calculada a partir del valor de la resistencia DC a 80°C – ecuación (3.47) – y del coeficiente de resistencia correspondiente a la frecuencia de dicho armónico – ecuaciones (3.49), (3.59) y (3.60).

Es interesante calcular las pérdidas en el cobre correspondientes únicamente a los armónicos de corriente – es decir, $n=2 \dots N$ en la ecuación (3.62) – para cuantificar su contribución con respecto a las pérdidas generadas por el armónico fundamental. La **Tabla 3.7** muestra estos resultados.

Tabla 3.7. Pérdidas en el devanado estático debidas a la componente fundamental y a los armónicos de corriente para el caso de control de corriente en banda de histéresis (resultados de simulación).

			Par (%)				
			5%	25%	50%	75%	100%
Componente fundamental			0.85 W	18.5 W	65.8 W	139.5 W	240 W
Armónicos	Velocidad (rpm)	146	0.72 W	0.96 W	1.37 W	1.69 W	2.10 W
		586	0.87 W	0.99 W	1.45 W	1.69 W	1.95 W
		1172	0.97 W	1.05 W	1.19 W	1.26 W	1.35 W

De los resultados anteriores se pueden extraer dos conclusiones. La primera, que a pesar de la enorme diferencia en términos de THD, las pérdidas absolutas no son tan distintas entre unos puntos de funcionamiento y otros. El motivo es que la variación de la THD reflejada en la Tabla 3.6 no se debe tanto a la diferencia de contenido armónico entre puntos de funcionamiento, sino más bien a la amplitud de la componente fundamental. Es decir, que lo que cambia sobre todo no es el numerador de la ecuación (3.61), sino su denominador. Como el contenido armónico no es tan distinto entre unos puntos de funcionamiento y otros, las pérdidas absolutas presentan poca variabilidad (la debida sobre todo a la resistencia AC, que es mayor para velocidades altas). La segunda conclusión es que, para esta máquina en particular, las pérdidas debidas a los armónicos de corriente son despreciables frente a las pérdidas correspondientes a la componente fundamental, salvo quizá para aquellos puntos de muy poco par (muy poca corriente).

Tras haber analizado los tres puntos listados en la página 85 (temperatura, resistencia AC y armónicos temporales de la corriente), es posible actualizar los mapas de pérdidas y de rendimiento de la Figura 3.37 para incluir estas consideraciones. El resultado se muestra en la Figura 3.41.

Figura 3.41. (a) Mapa de pérdidas en el cobre según la ecuación (3.62). (b) Rendimiento correspondiente.

Nótese que de los tres factores considerados, el único que tiene un efecto apreciable en el mapa de pérdidas absolutas (Figura 3.41a) – en el caso particular de la MSIPI objeto de esta tesis, con el control de corriente en banda de histéresis mencionado – es la temperatura. Lógicamente, en términos relativos (Figura 3.41b), los armónicos sí que afectan a la zona de muy bajo par de la gráfica.

4.1.2. Pérdidas en el hierro y en los imanes.

Se denominan pérdidas en el hierro al conjunto de pérdidas que se producen en el circuito magnético; esto es, en las chapas magnéticas que conforman tanto el estator como el rotor de una máquina eléctrica rotativa. Estas pérdidas son de tres tipos distintos: pérdidas por histéresis, pérdidas por corrientes parásitas, y pérdidas de exceso [51, 52]. Análogamente, se denominan pérdidas en los imanes a aquellas que se producen en los imanes permanentes cuando están sometidos a un campo variable. Estas pérdidas se producen por corrientes parásitas principalmente, pero también por histéresis cuando el campo tiene componentes de frecuencias del orden de muchos cientos de Hercios [53, 54]. En MSIPs, el grueso de las pérdidas tiene lugar en el estator, puesto que en régimen permanente el rotor gira en sincronismo con el campo [53] (a pesar de lo cual los armónicos de campo producirán pérdidas nada despreciables, especialmente en máquinas de devanados concentrados [55]).

Dado que el análisis en profundidad de estas pérdidas, así como el desarrollo de un modelo propio de pérdidas en el hierro, están ambos fuera del alcance de esta tesis, no se incluye en este documento ninguna descripción del estado del arte ni ningún desarrollo teórico más allá de lo empleado para el cálculo de las pérdidas en el hierro (se refiere al lector interesado en el tema a [20, 51-54, 56-58], así como al resto de la bibliografía citada en esta sección). En cuanto a las pérdidas en los imanes, no fueron incluidas en el modelo de pérdidas por suponer una pequeña fracción de las pérdidas en el hierro, siendo relevantes únicamente en máquinas de devanados concentrados [20, 59].

La literatura científica está bien nutrida de propuestas muy diversas para el cálculo y/o la estimación de las pérdidas en el hierro. En [60] se clasifican estos métodos en tres grupos principales: Modelos basados en la ecuación de Steinmetz, modelos de separación de pérdidas (en pérdidas estáticas y dinámicas, por ejemplo) y modelos matemáticos de histéresis (como Preisach) [61, 62]. Los primeros parten de la ecuación de Steinmetz, planteada en 1892 [63]:

$$p_{Fe} = K_{SE} \cdot f^{\alpha} \cdot \hat{B}^{\beta} \quad (3.63)$$

donde f es la frecuencia, $\hat{B}$ es el valor máximo de la densidad de flujo magnético en la chapa, y α , β , K_{SE} son coeficientes ajustados empíricamente.

Esta ecuación implica muchas imprecisiones, por lo que en la actualidad se emplea la siguiente formulación con tres coeficientes diferentes para cada uno de los tipos de pérdidas (con pequeñas variaciones en algunos de los exponentes):

$$p_{Fe} = p_{hist} + p_{eddy} + p_{exc} = K_{hyst} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + K_{eddy} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 + K_{exc} \cdot f^{1.5} \cdot \hat{B}^{1.5} \quad (3.64)$$

Esta aproximación es la considerada en [64] por investigadores de Ansoft MAXWELL® para el desarrollo de un método de estimación de pérdidas en el hierro válido para flujos con formas de onda arbitrarias, que puede ser implementado en simulaciones FEM transitorias. Este modelo, de carácter eminentemente práctico, está basado en la utilización de lazos de histéresis elípticos, equivalentes en inducción magnética y en energía a los lazos de histéresis reales. El método tiene un error típico del 10-15% y requiere relativa poca información del material. El software Maxwell® de la empresa ANSYS emplea este método en sus últimas versiones.

Otro enfoque netamente empírico que merece la pena destacar, perteneciente al grupo de modelos matemáticos de histéresis, es el modelo de las superficies de pérdidas (*surface loss model*) propuesto en [65] para chapas magnéticas y válido para cualquier forma de onda de la inducción magnética. Este modelo permite calcular el campo de excitación H a partir de la inducción B mediante superposición de la histéresis estática y de la histéresis dinámica del material. El efecto estático está representado por una familia de curvas, mientras que el efecto dinámico se calcula en función de B , dB/dt y un total de seis parámetros:

$$H = H_{static}(B) + H_{dynamic}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) \quad (3.65)$$

El método adquiere su nombre del empleo de una superficie S característica del material que relaciona H y B :

$$S = H\left(B, \frac{dB}{dt}\right) \quad (3.66)$$

Aunque se trate de un modelo de la histéresis, su aplicación para el cálculo de las pérdidas en el hierro es inmediata:

$$p_{Fe} = \frac{1}{T} \int_0^T H \cdot dB = \frac{1}{T} \int_0^T f\left(B, \frac{dB}{dt}\right) \cdot dB \quad (3.67)$$

Este método tiene un error típico por debajo del 5%, pero a cambio requiere mucha información del material, información que habitualmente no es proporcionada por los fabricantes. El software Flux® de CEDRAT incorpora una *toolbox* de postprocesado de pérdidas en el hierro basada en este modelo, y dispone en su librería de materiales de tablas de superficies [66].

En esta tesis se ha empleado el primero de los dos modelos descritos, básicamente porque no se disponía de información suficiente del material para la construcción de las superficies de pérdidas requeridas por el segundo modelo. Respecto a los coeficientes de la ecuación (3.73), se calcularon como sigue (valores dados para p_{Fe} en $[W/m^3]$):

$$K_{eddy} = \pi^2 \cdot \sigma \cdot \frac{d^2}{6} \Rightarrow \begin{cases} M800 - 65A: K_{eddy} = 2.780 \\ M600 - 50A: K_{eddy} = 1.371 \end{cases} \quad (3.68)$$

donde σ es la conductividad del material y d es el espesor de la chapa magnética. Para K_{hyst} y K_{exc} se realizó un ajuste por mínimos cuadrados de forma que la expresión (3.73) se aproxime lo mejor posible a las curvas de pérdidas (curvas BP) proporcionadas por el fabricante a varias frecuencias; algunas de ellas se muestran en la Figura 3.42 a modo ilustrativo. Los coeficientes obtenidos de esta forma son $[W/m^3]$:

$$\begin{cases} M800 - 65A: K_{hist} = 224.9 \\ M600 - 50A: K_{hist} = 191.75 \\ M800 - 65A: K_{exc} = 16.904 \\ M600 - 50A: K_{exc} = 15.853 \end{cases} \quad (3.69)$$

Figura 3.42. (a) Curvas BP a 50 Hz de los dos materiales empleados en la MSIPI. (b) Curvas BP del material del rotor a distintas frecuencias (se omiten aquellas por encima de 1 kHz por claridad)

Los coeficientes calculados se emplearon en una simulación FEM paramétrica – siendo dichos parámetros el módulo y el ángulo del vector espacial corriente, o alternatively las corrientes i_d e i_q – para obtener el mapa de pérdidas en el hierro de la MSIPI en régimen permanente y bajo alimentaciones puramente sinusoidales. Esta simulación paramétrica fue realizada para cinco valores distintos de velocidad, desde 500 hasta 1800 rpm, de manera que el mapa de pérdidas obtenido es de la forma:

$$P_{Fe} = f(I_{RMS}, \vartheta, n) = g(i_d, i_q, n) \quad (3.70)$$

donde P_{Fe} es la potencia de pérdidas en el hierro, I_{RMS} es el módulo del vector corriente, ϑ es el ángulo de dicho vector con respecto al eje d, y n es la velocidad mecánica. La Figura 3.43 muestra los resultados para dos velocidades distintas a modo de ejemplo. Como puede observarse, la componente i_q (la principal generadora de par) es la que más influencia tiene en las pérdidas, aumentándolas, mientras que i_d las reduce, puesto que al tomar valores negativos está debilitando el flujo en la máquina (este efecto desaparece cuando la corriente total I_s es pequeña, en cuyo caso i_d también aumenta las pérdidas).

Figura 3.43. Pérdidas en el hierro en el plano $[i_d, i_q]$: (a) a 900 rpm; y (b) a 900, 1200, 1500 y 1800 rpm.

Una vez obtenido el mapa de pérdidas en el hierro (3.76) en función de la corriente y de la velocidad, es posible elaborar un mapa de pérdidas en el plano par-velocidad (de nuevo, bajo la hipótesis de que la relación entre la corriente y el par viene dada por la trayectoria MTPA), análogo al de pérdidas en el cobre de la Figura 3.41:

Figura 3.44. (a) Pérdidas en el hierro (sin considerar conmutaciones). (b) Rendimiento correspondiente (la zona sin colorear es de rendimiento menor que el 70%).

Nótese que la zona de mayor rendimiento por pérdidas en el hierro es justamente la de peor rendimiento por pérdidas en el cobre, y viceversa. Consecuentemente, los puntos de funcionamiento próximos a los dos ejes del plano $[n, T]$ son inevitablemente puntos de baja eficiencia energética, si bien también es cierto que son puntos de baja potencia y por lo tanto de baja contingencia energética (véase la sección 2.3).

Una vez más, los mapas de pérdidas anteriores son optimistas, puesto que consideran una alimentación puramente sinusoidal. Al igual que ocurría con las pérdidas en el cobre, las pérdidas en el hierro aumentan considerablemente con las conmutaciones del inversor y el consecuente rizado de la corriente. Los mapas anteriores sí tienen en cuenta los armónicos espaciales del devanado, pero no los armónicos temporales de la corriente⁷. Este aumento de las pérdidas en el hierro no es despreciable en general; los resultados publicados en [20, 66] apuntan a un incremento del 20-30% para máquinas síncronas de imanes permanentes.

La Figura 3.45, extraída de [66], muestra muy claramente la diferencia entre una alimentación sinusoidal y una alimentación conmutada (PWM en este caso). Mientras que el lazo de histéresis es limpio en el primer caso, en el segundo aparecen multitud de lazos menores que incrementan el área del lazo global, y por lo tanto las pérdidas por histéresis.

Figura 3.45. Lazo de histéresis (a) con alimentación sinusoidal pura; y (b) con alimentación PWM de 4 kHz.

Por lo tanto, para completar un modelo de pérdidas suficientemente preciso de la MSIPI, es necesario incorporar el efecto de las conmutaciones sobre las pérdidas en el hierro a las

⁷ La norma IEC 60034-2-1:2014 [50] considera las pérdidas debidas a los armónicos espaciales como parte de las pérdidas adicionales, mientras que no considera las pérdidas correspondientes a los armónicos temporales.

simulaciones FEM. En este caso, la principal dificultad para realizar este análisis viene dada por la técnica de modulación empleada en el accionamiento (control en corriente por banda de histéresis), que como ya se vio en el apartado anterior, implica que tanto la amplitud como la frecuencia del rizado de la corriente dependen del punto de funcionamiento par-velocidad. Esta dificultad se resolvió para el caso de las pérdidas en el cobre mediante una simulación paramétrica que permitió caracterizar dicho rizado en cada punto. Sin embargo, aplicar el mismo método aquí sería prohibitivo computacionalmente, ya que la evaluación de cada punto lleva asociada una simulación FEM. Consecuentemente, se optó por establecer un valor promedio de amplitud y frecuencia para todos los casos (± 0.25 A y 2 kHz, respectivamente), acorde a la técnica de modulación implementada en la bancada de laboratorio (control de corriente en banda de histéresis), para posteriormente aplicar unos coeficientes correctores en función de la frecuencia de conmutación, como se verá más adelante. Nótese que dicha frecuencia depende de la tensión de la etapa de continua U_{DC} , por lo que esta tensión tiene una influencia muy importante en las pérdidas en el hierro. En este sentido, puede ser conveniente implementar una estrategia de control de tensión variable, como se verá en la sección 4.3.

La Figura 3.46b muestra los resultados de pérdidas en el hierro en función de la corriente a 1500 rpm para el caso de alimentación sinusoidal y de alimentación conmutada con las características mencionadas. Como puede verse, el aumento de las pérdidas es considerable en términos relativos a pesar de la baja frecuencia de conmutación, especialmente a baja corriente.

Figura 3.46. Pérdidas en el hierro en el plano $[i_d, i_q]$ a 1500 rpm con corrientes sinusoidales puras y con corrientes conmutadas de: a) 1 kHz y rizado de ± 0.25 A, (estimadas según (3.71)) y b) 2 kHz y rizado de ± 0.25 A (resultados FEM).

Los resultados a 2 kHz (Figura 3.46b) fueron calculados mediante simulación FEM. Sin embargo, y dado que el accionamiento bajo estudio – control de corriente por banda de histéresis convencional – se caracteriza por una frecuencia de conmutación variable y un rizado de corriente aproximadamente constante e igual o mayor a la banda de histéresis, fue necesario incorporar algún tipo de factor corrector para otras frecuencias distintas a 2 kHz. Concretamente, se consideró la siguiente expresión:

$$P_{Fe}(f_{sw}) = K_1 \cdot [P_{Fe}(0) + K_{fsw} \cdot (P_{Fe}(2000) - P_{Fe}(0))] \quad (3.71)$$

$$K_{fsw} = \left(\frac{f_{sw}}{2000} \right)^{EXP}$$

donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación, $P_{Fe}(f_{sw})$ son las pérdidas a dicha frecuencia, $P_{Fe}(2000)$ son las pérdidas sin conmutaciones (Figura 3.43) y $P_{Fe}(0)$ son las pérdidas a 2 kHz, tal y como fueron calculadas en la simulación (Figura 3.46b). Los coeficientes $K_1 \geq 1$ y $EXP \in [1 - 2.5]$ son constantes ajustadas empíricamente en base al ensayo de pérdidas en vacío descrito en la sección 5.4. El significado físico de dichos coeficientes es el siguiente: $K_1 = 1.3$ debe entenderse como un factor de calibración para corregir desviaciones entre la simulación

FEM y los ensayos experimentales debidas a anisotropías en los materiales, defectos y tolerancias de fabricación y efectos 3D, mientras que $EXP = 2$ representa la naturaleza de la dependencia de las pérdidas en el hierro con la frecuencia (α en la ecuaciones (3.63) y (3.64)). A modo de ejemplo, la Figura 3.46a muestra las pérdidas en el hierro a 1 kHz, tal y como resultan mediante la estimación dada por (3.71).

Finalmente, la Figura 3.47 muestra el mapa de pérdidas en el hierro (incluyendo conmutaciones a 1 kHz⁸) en el plano par-velocidad. Obviamente, comparada con los gráficos de la Figura 3.44, estos nuevos mapas muestran pérdidas mayores y rendimientos menores. Complementariamente, la Figura 3.48 muestra los mismos resultados pero para frecuencia de conmutación variable (la correspondiente a $U_{DC} = 600$ V; tal y como se verá en la sección 5.3, Figura 3.66). Este último caso conlleva otro aumento adicional de las pérdidas en general.

Figura 3.47. (a) Pérdidas en el hierro (con conmutaciones a 1 kHz). (b) Rendimiento correspondiente (la zona sin colorear es de rendimiento menor que el 70%).

Figura 3.48. (a) Pérdidas en el hierro (con conmutaciones a 600 V). (b) Rendimiento correspondiente (la zona sin colorear es de rendimiento menor que el 70%).

Es importante clarificar que los resultados anteriores deben considerarse con cautela, puesto que ni han sido obtenidos con las herramientas más precisas disponibles ni han sido debidamente contrastados mediante ensayos experimentales. La forma más adecuada de determinar las pérdidas en el hierro considerando conmutaciones es mediante una co-simulación que vincule dos plataformas de simulación complementarias, una de elementos finitos (Ansys

⁸ No se han incluido resultados a 2 kHz porque, como se verá en la sección 5.4, el accionamiento no puede funcionar a esa frecuencia a altas velocidades sin superar la tensión asignada de la etapa de continua (véase la sección 5.3).

Maxwell®, Cedrat Flux®, etc.) y otra de simulación multidominio (Simulink® o similar), tal y como ilustra la Figura 3.49 extraída de [66]:

Figura 3.49. Cosimulación para determinar el mapa de pérdidas en el hierro incluyendo conmutaciones [66].

Mediante una cosimulación, primero se determinan las características de la máquina (LUTs que relacionan las corrientes de estator y los flujos en ejes dq, tal y como se muestra en el apartado 4.4.1 para la MSIPI de esta tesis) suponiendo que la alimentación es puramente sinusoidal; posteriormente se construye un modelo en Simulink® que incluya el inversor y la máquina y se calculan las corrientes trifásicas para cada punto de operación par-velocidad-tensión DC (este paso también se realizó dentro de esta tesis, por ejemplo para el análisis del contenido armónico de la corriente en el estudio del efecto pelicular del apartado 4.1.1); y finalmente se emplean dichas corrientes como alimentación del modelo de elementos finitos del paso 1 para calcular las pérdidas en el hierro con conmutaciones incluidas. Los tres pasos anteriores deben efectuarse para cada punto de funcionamiento, obteniéndose así un mapa de pérdidas en el hierro muy completo, preciso y relativamente fiable.

Volviendo a los resultados obtenidos en esta tesis, y respecto a la validación mediante ensayos experimentales, en la sección 5.4 se comparan los resultados del modelo de pérdidas con aquellos obtenidos en laboratorio pero únicamente en condiciones de vacío. Aunque la coherencia entre ambos es alta, se trata de una comprobación parcial de los resultados de simulación.

4.1.3. Pérdidas mecánicas.

Por pérdidas mecánicas se hace referencia a todas aquellas pérdidas de naturaleza no electromagnética: pérdidas por fricción en los rodamientos, pérdidas aerodinámicas en el rotor y pérdidas debido a la refrigeración. Las primeras aumentan con la velocidad y con la carga del rodamiento y disminuyen con la temperatura; las segundas son muy dependientes de la velocidad, de la forma externa del rotor y de sus dimensiones; mientras que las terceras vienen dadas por el tipo de refrigeración (máquinas autoventiladas, máquinas con ventilador regulable o máquinas con refrigeración hidráulica).

Dado que ninguna de estas pérdidas son optimizables desde el punto de vista electromagnético y de la estrategia de control, y dado que la máquina objeto de esta tesis es de velocidad moderada (hasta 2000 rpm) y dimensiones muy reducidas (Tabla 3.1), la evaluación precisa de las pérdidas mecánicas no es crucial para la consecución de los objetivos de esta tesis. Consecuentemente, se recurrió a fórmulas analíticas de carácter empírico, expresiones clásicas en máquinas eléctricas rotativas, para estimar las pérdidas de la MSIPI [67]. Comenzando por las pérdidas en los rodamientos (se desprecia la influencia de la temperatura):

$$P_{bear} = 0.5 \cdot \omega \cdot \mu \cdot F_{bear} \cdot D_{rod} \quad (3.72)$$

siendo ω la velocidad angular, μ el coeficiente de rozamiento (típicamente 0.001-0.005 para rodamientos de acero autolubricados), D_{rod} el diámetro interior de la pista de rodadura y F la carga dinámica equivalente del rodamiento, calculada en este caso a partir de la componente radial únicamente, dado que la axial es despreciable:

$$F_{bear} = F_{bear,R} = \frac{1}{2} \cdot M \cdot g + M \cdot \omega^2 \cdot x \quad (3.73)$$

donde M es la masa del rotor (eje incluido) y x el desalineamiento estático. Para la MSIPI objeto de esta tesis – que cuenta con dos rodamientos idénticos – la expresión (3.74) da lugar a la siguiente función de la velocidad n en rpm:

$$P_{bear} = 0.0030 \cdot n + 6.773 \cdot 10^{-11} \cdot n^3 \quad (3.74)$$

resultando unas pérdidas aproximadas de 4.8 W a 1500 rpm y de 6.6 W a 2000 rpm.

Y para las pérdidas aerodinámicas, incluyendo las correspondientes al ventilador de una máquina autoventilada, la siguiente ecuación experimental es aplicable [68]:

$$P_{wind} \approx k_p \cdot D_r \cdot (l_r + 0.6 \cdot \tau_p) \cdot v_r^2 \quad (3.75)$$

donde k_p es un factor experimental que depende del tipo y tamaño de la máquina ($k_p = 10 \text{ W s}^2/\text{m}^4$ en este caso), D_r y l_r son el diámetro y la longitud del rotor, τ_p es el paso polar y v_r es la velocidad lineal de la superficie del rotor. De nuevo, es posible obtener las pérdidas aerodinámicas como una función de la velocidad n :

$$P_{wind} \approx 3.3538 \cdot 10^{-6} \cdot n^2 \quad (3.76)$$

resultando unas pérdidas a 1500 rpm y 2000 rpm de 7.6 y 13.4 W, respectivamente.

La Figura 3.50 muestra el mapa de pérdidas mecánicas y el mapa de rendimiento debido a dichas pérdidas, de forma análoga a las figuras correspondientes a las pérdidas en el cobre y a las pérdidas en el hierro.

$$\eta_{mec} = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{bear} + P_{wind}} \quad (3.77)$$

Figura 3.50. (a) Pérdidas mecánicas según las ecuaciones (3.74) y (3.76). (b) Rendimiento correspondiente a dichas pérdidas.

Cabe mencionar que, en el caso particular de la MSIPI analizada en esta tesis, tanto las pérdidas en los rodamientos como las pérdidas aerodinámicas son poco importantes en relación con las pérdidas en el cobre y en el hierro. Este hecho justifica que el cálculo de las primeras se realizase de forma aproximada, empleando fórmulas empíricas de carácter general, mientras que para las segundas se haya recurrido a simulaciones específicas para esta máquina concreta.

4.1.4. Pérdidas adicionales en la máquina.

Las pérdidas en el cobre, las pérdidas en el hierro y las pérdidas mecánicas no son las únicas pérdidas que se producen en una máquina eléctrica rotativa. De hecho, la norma IEC 60034-2-1 define las pérdidas adicionales como la diferencia entre las pérdidas totales y la suma de las pérdidas en el cobre, en el hierro, y mecánicas, calculadas tal y como especifica la propia

norma [50]. Estas pérdidas adicionales son causadas por diferentes fenómenos, algunos sencillos y otros complejos de modelar, entre los que se incluyen los siguientes [68]:

- Pérdidas debidas a los efectos pelicular y de proximidad en los devanados.
- Pérdidas causadas por armónicos temporales en la alimentación.
- Pérdidas por corrientes parásitas en elementos constructivos tales como la carcasa o los rodamientos.

El modelo de pérdidas desarrollado en esta tesis sí tiene en cuenta algunos de esos fenómenos, concretamente el primero y el segundo (se tuvieron en cuenta los armónicos temporales de la corriente para el cálculo de las pérdidas en el devanado estatístico, y también los armónicos temporales del campo para las pérdidas en el hierro). Sin embargo, al ser un modelo basado parcialmente en simulaciones y en ecuaciones empíricas, es igualmente cierto que hay otro tipo de fenómenos que la norma IEC – basada completamente en ensayos experimentales – sí considera y que el modelo no:

- Pérdidas debidas a defectos o heterogeneidades en los materiales.
- Pérdidas debidas a defectos causados durante el proceso de fabricación (cortocircuitos entre chapas, arañazos en la superficie de los devanados, etc.).

A este respecto, las desviaciones entre el modelo de pérdidas y la máquina real pueden suponerse completamente despreciables, dado que el modelo ha sido contrastado parcialmente con ensayos experimentales (medida de R_{DC} y ensayo de pérdidas en vacío, descrito más adelante en la sección 5.4).

Por último, pero no por ello menos importante, tanto la norma IEC como el modelo de pérdidas desarrollado hacen referencia siempre a régimen permanente. No obstante, aparecen pérdidas adicionales durante los transitorios:

- Pérdidas adicionales en las chapas magnéticas del rotor, que durante un transitorio no está necesariamente en sincronismo [3].
- Pérdidas adicionales en los rodamientos, cuya carga dinámica equivalente podría ser mayor durante los transitorios debido a un aumento del desalineamiento.

Estas pérdidas son muy difíciles de modelar y de ensayar, y al mismo tiempo suponen una pequeña fracción de las pérdidas totales en la máquina, por lo que no resulta crítico no incluirlas en el modelo de pérdidas.

4.1.5. Pérdidas totales en la máquina.

La Figura 3.51 muestra el mapa de pérdidas totales (cobre, hierro y mecánicas, tal y como han sido calculadas en los apartados previos) y el mapa de rendimiento debido a dichas pérdidas:

$$\eta_{MSIP} = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{Cu} + P_{Fe} + P_{PM} + P_{bear} + P_{wind}} \quad (3.78)$$

Figura 3.51. (a) Pérdidas totales según han sido calculadas en los apartados 4.1.1, 4.1.2 y 4.1.3, pero sin tener en cuenta el incremento de pérdidas en el hierro debido a las conmutaciones. (b) Rendimiento correspondiente a dichas pérdidas (las líneas negras marcan el 80%, el 85% y el 87%; las zonas sin colorear son de rendimiento menor que el 60%).

El mapa de rendimiento presenta un aspecto muy característico de este tipo de máquinas, siendo la zona de mayor eficiencia energética la correspondiente a velocidades en el entorno de la asignada (1500 rpm) y grados de carga de entre el 50 y el 100% (el lector interesado puede consultar los mapas de rendimiento publicados en [69] para máquinas de imanes con distintas configuraciones). Habitualmente, el punto de máximo rendimiento se localiza por encima de dicha velocidad, en la zona de debilitamiento de campo, pero como se describió en la sección 2.1, esta MSIPI no fue diseñada para funcionar por encima de su velocidad asignada, por lo que en esta tesis no se incluyen resultados para la zona de debilitamiento de campo (en cualquier caso, esta zona sería muy pequeña, puesto que la velocidad máxima de la máquina es de 1800 rpm).

El rendimiento de la MSIPI en el punto de funcionamiento asignado es del 88.2%, muy superior al 79.6% de la MI original. Ambos valores están dados sin incluir las pérdidas debidas a una alimentación conmutada, que como se vio en los apartados 4.1.1 y 4.1.2, no son despreciables en el caso de las pérdidas en el hierro.

4.2. Pérdidas en el inversor trifásico.

En este apartado se describe el modelo de pérdidas del inversor trifásico que alimenta a la MSIPI, cuya topología se muestra en la Figura 3.36 al principio de esta sección 4. Dado que un análisis muy parecido fue desarrollado en el Capítulo 2 para un convertidor DC-DC, en este apartado la descripción se limitará a recordatorios (por comodidad del lector) y a aspectos diferenciadores. La Tabla 3.8 muestra los parámetros de los semiconductores empleados en el inversor. Al igual que en el caso del DC-DC, se ha descartado la influencia de la temperatura, factor muy importante en un modelo de pérdidas de un convertidor electrónico pero que no aporta nada desde el punto de vista del control de máxima eficiencia de la MSIPI (descrito en la sección 7)⁹. Durante toda esta sección se omitirán más referencias al Capítulo 2 y la bibliografía correspondiente por brevedad.

⁹ Al igual que ocurría en el Capítulo 2, el sobredimensionamiento de los convertidores instalados en la bancada de laboratorio empleada en esta tesis implica que la temperatura de los semiconductores es muy moderada, con lo que las desviaciones entre el modelo de pérdidas empleado y los ensayos experimentales por no tener en cuenta la temperatura son limitadas.

Tabla 3.8. Parámetros de pérdidas de los semiconductores del inversor.

Inversor trifásico			
IGBTs		Diodos	
Tensión V_{ref}	1200 V	Tensión V_{ref}	1200 V
Corriente I_{ref}	75 A	Corriente I_{ref}	75 A
V_{CE0}	0.8 V @ 25°C	V_{F0}	1.3 V @ 25°C
r_{CE}	14 mΩ @ 25°C 21 mΩ @ 150°C	r_F	11.6 mΩ @ 25°C 16.1 mΩ @ 150°C
E_{ON}	7.5 mJ @ 600V, 75A, 150°C	E_{RR}	5.3 mJ @ 600V, 75A, 150°C
E_{OFF}	9 mJ @ 600V, 75A, 150°C		

4.2.1. Pérdidas por conducción en los IGBTs y en los diodos.

Estas pérdidas de tipo estático se producen por efecto Joule cuando un semiconductor conduce una corriente I_{ON} con una caída de tensión V_{ON} (tensión colector-emisor en un IGBT, emisor-colector en un diodo):

$$P_{ON} = V_{ON} \cdot I_{ON} = V_{ON,0} \cdot I_{ON} + R_{ON} \cdot I_{ON}^2 \quad (3.79)$$

siendo R_{ON} la resistencia en conducción del semiconductor (muy dependiente de la temperatura; véase la Tabla 3.8). Nótese que según este modelo de pérdidas, las pérdidas por conducción sólo dependen de la corriente y del ciclo de trabajo.

4.2.2. Pérdidas por bloqueo en los IGBTs y en los diodos.

Las pérdidas por bloqueo, también de tipo estático, son aquellas que se producen cuando un semiconductor está bloqueando una tensión V_{OFF} , siendo I_{OFF} la corriente de fugas (*reverse current*), que a su vez depende de V_{OFF} y que habitualmente es menor a 1 mA (en los rangos de potencia de esta tesis):

$$P_{OFF} = V_{OFF} \cdot I_{OFF} = V_{DC} \cdot I_{OFF} \approx 0 \quad (3.80)$$

Estas pérdidas pueden ser despreciadas salvo en aplicaciones de alta tensión de bloqueo y/o altas temperaturas.

4.2.3. Pérdidas por conmutación en los IGBTs.

Cada vez que un MOSFET o un IGBT conmutan (se activan o se apagan) se disipa una cierta cantidad de energía en forma de calor denominada energía de activación o de apagado E_{ON}/E_{OFF} , respectivamente. Ignorando efectos parásitos, las pérdidas por conmutación vienen dadas por:

$$\begin{aligned} P_{SW,ON} &= E_{ON} \cdot f_{SW} \\ P_{SW,OFF} &= E_{OFF} \cdot f_{SW} \end{aligned} \quad (3.81)$$

siendo f_{SW} la frecuencia de conmutación (es decir, el número de encendidos/apagados que se producen por unidad de tiempo). Tanto E_{ON} como E_{OFF} dependen obviamente de la tensión y de la corriente, pero también de la temperatura. Ignorando esta última, la dependencia de E_{ON}/E_{OFF} con la tensión y con la corriente puede aproximarse como sigue:

$$E_{ON/OFF} = E_{ON/OFF_{ref}} \cdot \left(\frac{I_{ON}}{I_{ref}} \right)^{KI} \cdot \left(\frac{V_{OFF}}{V_{ref}} \right)^{KV} \quad (3.82)$$

donde $E_{ON,ref}$, $E_{OFF,ref}$, I_{ref} y V_{ref} son los valores de referencia proporcionados por el fabricante (Tabla 3.8) y KI y KV son constantes ($KI \approx 1$ y $KV \approx 1.3-1.4$). Sin embargo, la ecuación anterior no modela correctamente las pérdidas a baja potencia, puesto que para corriente nula las pérdidas también lo son. Esto hace que la evaluación de las pérdidas sea excesivamente optimista para puntos de muy baja carga, que como es sabido son puntos de operación que tienen un rendimiento energético bastante inferior al típico 95%-98% característico de un inversor. Consecuentemente, en esta tesis se empleó un modelo mejorado que tiene en cuenta una relación entre E_{ON}/E_{OFF} más compleja:

$$E_{ON/OFF} = E_{ON/OFF_{ref}} \cdot \left[A \cdot \left(\frac{I_{ON}}{I_{ref}} \right)^2 + B \cdot \left(\frac{I_{ON}}{I_{ref}} \right) + C \right] \cdot \left(\frac{V_{OFF}}{V_{ref}} \right)^{1.4} \quad (3.83)$$

siendo A , B y C constantes obtenidas a partir de un ajuste por mínimos cuadrados de las curvas de E_{ON}/E_{OFF} proporcionadas por el fabricante.

4.2.4. Pérdidas por apagado en los diodos.

Análogas a las pérdidas por conmutación en los IGBTs, pero sólo para el apagado:

$$P_{RR} = E_{RR} \cdot f_{SW} \quad (3.84)$$

estando E_{RR} determinada por una expresión semejante a (3.83).

4.2.5. Pérdidas adicionales en el inversor: Drivers y refrigeración.

Las pérdidas descritas en los párrafos anteriores representan el grueso de las pérdidas energéticas que tienen lugar en los semiconductores de potencia que integran un inversor trifásico como el analizado en esta tesis (transistores y diodos). Algunas de estas pérdidas, como las de bloqueo, han sido despreciadas, mientras que otras se han simplificado (por ejemplo, no se han considerado dependencias con la temperatura ni efectos parásitos).

Sin embargo, al igual que ocurría con la MSIPI, existen otro tipo de pérdidas que podrían denominarse pérdidas adicionales, puesto que habitualmente no pertenecen al modelo de pérdidas de un convertidor electrónico. Estas pérdidas son las correspondientes al consumo de los drivers y al consumo de la refrigeración. Aunque puede haber quien argumente que no se trata de pérdidas propiamente dichas, sino de consumos, y que por lo tanto no deberían incluirse en un modelo de pérdidas, es igualmente cierto que dichos consumos penalizan el balance energético global del accionamiento de la misma forma en la que lo hacen las pérdidas en la máquina eléctrica y en los semiconductores de potencia. Además, el consumo de la refrigeración presenta una oportunidad adicional de optimización energética, puesto que a mayor flujo de fluido refrigerante, menor temperatura en los semiconductores y por lo tanto menores pérdidas, a costa claro está de un mayor consumo de refrigeración. Parece claro que existirá un caudal óptimo de fluido que, para cada punto de funcionamiento, optimice el conjunto pérdidas+consumo, lo cual es relevante puesto que en un VE ambos sumandos proceden en última instancia del sistema de almacenamiento de energía.

En cualquier caso, este tipo de pérdidas no han sido incluidas en el modelo desarrollado en este apartado porque tanto el consumo de los drivers como el consumo de la refrigeración son aproximadamente constantes en la bancada de laboratorio empleada para los ensayos experimentales de esta tesis. Esto quiere decir que ninguno de estos consumos son optimizables, por lo que no tiene sentido incluirlos en el análisis.

4.2.6. Pérdidas totales en el inversor.

Al igual que en el Capítulo 2 con el convertidor DC-DC, el modelo de pérdidas descrito en los apartados anteriores fue implementado en Simulink®. Esto permitió, entre otras cosas, la obtención del mapa de pérdidas y del mapa de rendimiento correspondientes al inversor instalado en la bancada de laboratorio (véase la Figura 3.86), de forma análoga a la descrita en la sección 4.1.1 para el análisis del contenido armónico de la corriente. La utilización de un modelo que incluya a la máquina eléctrica es imprescindible en este caso, puesto que es la propia máquina la que determina la frecuencia de conmutación cuando la estrategia de conmutación es un control de corriente en banda de histéresis. La otra diferencia con respecto al caso del DC-DC es la determinación de los periodos de conducción y de bloqueo de cada semiconductor y el cálculo de la corriente promedio que circula por cada uno de ellos.

Estos dos mapas se muestran en la Figura 3.52 en función del par y de la velocidad proporcionados por la MSIPI y para una tensión de la etapa de continua U_{DC} de 620 V_{DC} (valor asignado). Esta tensión U_{DC} tiene una influencia muy importante en las pérdidas, por lo que puede ser conveniente implementar una estrategia de control de tensión variable, aspecto que se analizará en la sección 4.3. Como se muestra en los gráficos, la zona de mayores pérdidas es la de baja velocidad y alto par, lo cual es esperable puesto que se trata de los puntos de funcionamiento de mayores frecuencias de conmutación (baja velocidad) y mayores corrientes (alto par). El rendimiento del inversor supera el 99% en la zona de máxima eficiencia, que es la de máxima potencia, entre otras cosas porque la frecuencia de conmutación disminuye hasta 1 kHz en esos puntos de funcionamiento.

Figura 3.52. (a) Pérdidas en el inversor en función del punto de funcionamiento de la MSIPI para U_{DC} de 620 V y banda de histéresis de 0.1 A. (b) Rendimiento correspondiente a dichas pérdidas (las líneas negras marcan el 90% y el 95%).

Merece la pena recordar aquí que el inversor está muy sobredimensionado en corriente, por lo que estos mapas de rendimientos no deberían ser comparados directamente con los de otros accionamientos en los que la potencia del inversor se corresponda con la de la máquina. En cualquier caso, la forma del mapa de rendimiento es similar a otras encontradas en la literatura [70]. Es importante tener en cuenta que, al igual que ocurría con las pérdidas en el hierro cuando se consideran las conmutaciones, el mapa de pérdidas y de rendimiento del inversor depende fuertemente de parámetros tales como la tensión de continua y la banda de histéresis, dado que estos parámetros afectan a la frecuencia de conmutación promedio. En este sentido, los mapas de la Figura 3.52 deben entenderse como un ejemplo o como un caso particular. Consecuentemente, no se ha incluido en este documento ningún mapa de pérdidas/rendimiento global (inversor+MSIPI) precisamente por la dependencia que dicho mapa tendría de esos parámetros.

4.3. Optimización energética del accionamiento mediante la variación de la tensión de continua.

El hecho de que los rendimientos tanto del inversor como de la máquina dependan de parámetros tales como la tensión de continua abre la puerta a la optimización de dicha tensión en aquellas topologías de VE que dispongan de un convertidor DC-DC (como por ejemplo la mostrada en la Figura 3.83 en la sección 7). Considérese a modo ilustrativo la siguiente idea, aplicable para el caso de control de corriente en banda de histéresis: si una reducción de la frecuencia de conmutación conlleva una reducción de las pérdidas en el hierro debidas a conmutaciones y de las pérdidas en el inversor, es interesante considerar la posibilidad de que la tensión de continua sea variable en función de la velocidad del vehículo. De esta forma, se consigue que la frecuencia de conmutación promedio varíe en un rango más pequeño, más cercano a frecuencias de conmutación bajas, sin que por ello empeore la calidad de las ondas de corriente (rizado, THD), puesto que seguirán estando dentro de la banda de histéresis. Esta propuesta conlleva varias ventajas importantes:

- 1) Reducción de las pérdidas en el inversor y de las pérdidas en el hierro.
- 2) Posible reducción de las pérdidas en el cobre (los efectos pelicular y de proximidad disminuyen al hacerlo la frecuencia, lo cual ocurre con un control de corriente por banda de histéresis).
- 3) Todo aquello que se deriva de una reducción de pérdidas: menor consumo, mayor autonomía del VE, disminución de las necesidades de refrigeración, etc.
- 4) Posiblemente, reducción del nivel de exposición a campos magnéticos por parte de los pasajeros, tal y como se verá en el Capítulo 4.

Aunque esta propuesta se presenta aquí como una aportación propia, es probable que haya sido implementada a nivel industrial en algún accionamiento de tracción. Concretamente, la segunda generación del Toyota Prius se caracteriza por una tensión DC variable entre 200 y 500 V en función del punto de operación, controlable mediante un convertidor DC-DC conectado a las baterías [71, 72]. Si bien es cierto que dichos estudios no detallan cual es el criterio para variar la tensión, es probable que uno de los argumentos considerados fuese el de optimizar las pérdidas.

Para analizar la viabilidad de la propuesta para el caso de un control de corriente por banda de histéresis (que es el que se utilizó en este trabajo, como se detalla en el apartado 4.5), se realizó una primera batería de simulaciones con el objetivo de estimar la frecuencia de conmutación f_{sw} en función de la velocidad n y del grado de carga para tres configuraciones distintas: tensión de continua U_{DC} constante, tensión de continua proporcional a la velocidad y tensión de continua trapezoidal. Los perfiles de estas tres configuraciones se muestran en la Figura 3.53:

Figura 3.53. Configuraciones de U_{DC} consideradas.

Cabe mencionar que estos perfiles son relativamente sencillos, ya que sólo dependen de la velocidad. Esto es importante a la hora de valorar la viabilidad práctica de la solución

propuesta. Por ejemplo, dado un accionamiento concreto, es posible determinar un mapa de U_{DC} en función del punto de funcionamiento par-velocidad de forma que la frecuencia de conmutación promedio $\bar{f}_{SW}$ sea aproximadamente constante para todos ellos. Sin embargo, implementar un perfil de tensión de este tipo (que podríamos llamar adaptativo) supondría modificar la tensión de continua no sólo con la velocidad (variable que en un vehículo evoluciona con cierta lentitud), sino también de la consigna de par, lo cual conlleva dinámicas mucho más exigentes y dificultaría considerablemente la implementación práctica.

Estas simulaciones se realizaron en Simulink® con el mismo modelo empleado para el cálculo del contenido armónico de la corriente (página 89 de la sección 4.1.1) y que será descrito en la sección 4.4.1, e incluyen el cálculo de la frecuencia de conmutación promedio $\bar{f}_{SW}$ en función de la velocidad, de la tensión de continua y del grado de carga en régimen permanente. La Figura 3.54 muestra los resultados para el caso de una tensión máxima de 650 V_{DC} y banda de ± 0.1 A.

Figura 3.54. Frecuencia de conmutación promedio para los tres perfiles de U_{DC} considerados.

Los resultados obtenidos sugieren que el empleo de un perfil de tensión sencillo, tales como los denominados “lineal” y “trapezoidal” en la Figura 3.53, podría conllevar una reducción muy significativa de la frecuencia de conmutación promedio, y por lo tanto de las pérdidas en el inversor y en el hierro de la máquina. Esta reducción de frecuencia viene acompañada de una disminución de las derivadas temporales de las corrientes, que como se verá en el Capítulo 4 son responsables de gran parte de la radiación electromagnética a la que están expuestos los pasajeros, por lo que el beneficio de una tensión variable podría ser incluso mayor.

4.4. Modelo de una MSIP. Trayectorias MTPA y ME.

Esta sección está dedicada a la descripción y obtención de las trayectorias *Maximum Torque Per Ampere* (MTPA) y *Maximum Efficiency* (ME) del accionamiento de la Figura 3.36 (inversor+MSIP). Aunque son muchas las publicaciones científicas que estudian estos dos conceptos, se han incluido en esta tesis no como una novedad en sí misma sino como una herramienta para el desarrollo de un control de máxima eficiencia, que es el descrito en la sección 7. Y dado que el análisis de dichas trayectorias requiere un modelo de la máquina eléctrica, se incluirá aquí una breve descripción del mismo. Se remite al lector que desee profundizar en el modelo de una máquina síncrona de imanes permanentes a [73-75], y muy especialmente a [51].

4.4.1. Modelo de una MSIP en referencia rotórica.

Las ecuaciones de tensión de una MSIP en referencia rotórica/síncrona (ejes directo y en cuadratura o simplemente ejes dq; véase la Figura 3.55) son las siguientes (formato matricial):

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \omega_{elec} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} \quad (3.85)$$

donde u_{dq} son las tensiones de estator en referencia rotórica, i_{dq} son las corrientes de estator en dicha referencia, R_s es la resistencia del devanado estatórico (que es igual para ambos ejes), λ_{dq} son los enlaces de flujo de estator en referencia rotórica y ω_{elec} es la velocidad eléctrica del rotor (que es igual a la velocidad mecánica multiplicada por el número de pares de polos p). El par electromagnético es:

$$T_{em} = K_{Park} \cdot p \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) \quad (3.86)$$

siendo K_{Park} una constante que depende de la ganancia de la transformada de Park (transformación dq0), que en realidad viene dada por la ganancia empleada en la transformada de Clarke (o transformación $\alpha\beta$)¹⁰.

El sistema de ecuaciones lo completa la ecuación dinámica (3.1), repetida aquí por comodidad del lector:

$$T_{em} - T_r = J \cdot \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B \cdot \omega_{mec} \quad (3.1)$$

Figura 3.55. Definición de los ejes d y q en la MSIPI de esta tesis.

En la literatura es habitual sustituir los enlaces de flujo λ_{dq} por una función más o menos compleja del vector espacial corriente, definido en módulo y argumento o en componentes ortogonales:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= f_1(I_s, \beta_s) = g_1(i_d, i_q) \\ \lambda_q &= f_2(I_s, \beta_s) = g_2(i_d, i_q) \end{aligned} \quad (3.87)$$

La forma más sencilla de las funciones f y g anteriores consiste en emplear la definición de inductancia aparente [76] bajo la hipótesis de que la relación entre el flujo y la corriente es lineal (se desprecian saturaciones propias) y suponiendo que la corriente en un eje no afecta al flujo en el eje contrario (se desprecian saturaciones cruzadas):

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d \cdot i_d + \lambda_{PM} \\ \lambda_q &= L_q \cdot i_q \end{aligned} \quad (3.88)$$

donde λ_{PM} representa el flujo de los imanes permanentes. Aunque esta simplificación supone una pérdida importante de precisión, es empleada con mucha frecuencia con fines didácticos. Por ejemplo, mediante el empleo de (3.88) es posible obtener una expresión analítica para la trayectoria MTPA, como se verá en el siguiente apartado.

Las ecuaciones (3.88) son poco rigurosas no por el empleo del concepto de inductancia, sino por la suposición de que las inductancias propias L_d y L_q son constantes y por despreciar las inductancias mutuas L_{dq} y L_{qd} . Es decir, que (3.87) puede escribirse como sigue sin que ello conlleve una pérdida de precisión:

$$\lambda_d = L_d(i_d, i_q) \cdot i_d + L_{dq}(i_d, i_q) \cdot i_q + \lambda_{PM,d} \quad (3.89)$$

¹⁰ Para el caso de una transformación invariante en amplitud (lo cual implica que la ganancia de la transformadas de Park/Clarke es unitaria), K_{Park} es igual a $3/2$.

$$\lambda_q = L_q(i_d, i_q) \cdot i_q + L_{qd}(i_d, i_q) \cdot i_d + \lambda_{PM,q}$$

siendo las dos inductancias propias y las dos inductancias mutuas dependientes de las corrientes i_{dq} . Las expresiones anteriores implican que el flujo en cada uno de los ejes depende no sólo de la componente de corriente de dicho eje sino también de la otra componente. Es decir, que ambos ejes se afectan mutuamente; de ahí el nombre de saturaciones cruzadas [77]. Tanto las saturaciones propias como las saturaciones cruzadas disminuyen el flujo magnético en la máquina y por lo tanto el par electromagnético proporcionado por la misma. Algunos autores emplean el concepto de “*cross-magnetization torque*” para referirse a la pérdida de par debida a las saturaciones cruzadas [78, 79].

En esta tesis se ha empleado el modelo general dado por las ecuaciones (3.89). La relación entre los enlaces de flujo λ_{dq} y las corrientes i_d e i_q se modeló mediante *Look-Up Tables* (LUTs) calculadas mediante simulaciones FEM. Concretamente, las simulaciones realizadas son de tipo transitorio (las variables evolucionan en el tiempo), estando la máquina eléctrica en régimen permanente en términos de corrientes i_d e i_q , par y velocidad. Cada simulación, correspondiente a un punto de funcionamiento distinto (estando cada punto definido por el vector espacial corriente), tiene una duración de una vuelta eléctrica completa. Los valores de enlaces de flujo y de par obtenidos de estas simulaciones fueron calculados como valores promedio, lo cual equivale a despreciar las saliencias secundarias en los enlaces de flujo y el rizado en el par (al igual que se hizo en el cálculo de las inductancias diferenciales en la sección 3.3). La Figura 3.56 muestra los resultados para los enlaces de flujo en función del módulo y del ángulo del vector espacial corriente (funciones f_1 y f_2 en la ecuación (3.87)).

Figura 3.56. Enlaces de flujo en función de la corriente de estator para la MSIPI analizada en esta tesis. Ambos gráficos muestran las simetrías correspondientes a una máquina de este tipo en $\beta_s=180^\circ$.

Estas LUTs de enlaces de flujo λ_{dq} posibilitan el cálculo del par en función de la corriente, teniendo en cuenta saturaciones propias y cruzadas, mediante la ecuación (3.86), obteniéndose:

Figura 3.57. Par en función de la corriente de estator para la MSIPI analizada en esta tesis.

4.4.2. Trayectoria MTPA (Maximum Torque Per Ampere).

La curva o trayectoria MTPA (del inglés *Maximum Torque Per Ampere*) es el lugar geométrico de los puntos de funcionamiento $[I_s, \beta_s]$ o $[i_d, i_q]$ que proporcionan un par determinado con la mínima corriente de estator. Es decir, la curva MTPA está formada por todos aquellos puntos que verifican:

$$\frac{\partial T_{em}}{\partial I_s} = 0 \quad y \quad \frac{\partial^2 T_{em}}{(\partial I_s)^2} > 0 \quad (3.90)$$

siendo, en el caso más general:

$$T_{em} = K_{Park} \cdot p \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) \quad (3.91)$$

$$I_s = K'_{Park} \cdot \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.92)$$

donde T_{em} es el par electromagnético, K_{Park} y K'_{Park} son dos constantes que dependen de la transformada de Park empleada¹¹, p es el número de pares de polos, λ_d y λ_q son los enlaces de flujo en ejes dq, i_d e i_q son las corrientes de estator en ejes dq, e I_s es el módulo del vector espacial corriente de estator.

La obtención de la curva MTPA es importante en MSIPIs, puesto que representa una estrategia de control que busca proporcionar el par requerido con la mínima corriente, y por lo tanto optimizando una parte importante de las pérdidas del accionamiento (véase la sección 7 para más información acerca de estrategias de control eficientes en MSIPIs) [80-82]. Para determinar la curva MTPA pueden emplearse numerosos métodos; en esta tesis se han utilizado los siguientes:

- Cálculo analítico a partir de las ecuaciones (3.90), (3.91) y, (3.92) despreciando saturaciones propias y cruzadas (es decir, considerando que las inductancias en ejes dq son constantes y que las inductancias mutuas son nulas). Esta simplificación es necesaria para poder resolver (3.90) de forma analítica, resultando [83-85]:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [\lambda_{PM} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] \quad (3.93)$$

$$I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.94)$$

$$\frac{\partial T_{em}}{\partial I_s} = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} i_{d,MTPA} = \frac{\lambda_{PM} - \sqrt{\lambda_{PM}^2 + 8 \cdot (L_q - L_d)^2 \cdot I_{s,MTPA}^2}}{4 \cdot (L_q - L_d)} \\ i_{q,MTPA} = \sqrt{I_{s,MTPA}^2 - i_{d,MTPA}^2} \end{cases} \quad (3.95)$$

O alternativamente, y siendo β_s el ángulo del vector espacial de corriente:

$$\beta_s = \text{atan2}\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \Leftrightarrow \begin{cases} i_d = I_s \cdot \cos(\beta_s) \\ i_q = I_s \cdot \sin(\beta_s) \end{cases} \quad (3.96)$$

¹¹ Para el caso de una transformación invariante en amplitud (ganancia unitaria), K_{Park} es igual a $3/2$ y K'_{Park} es igual a 1.

$$\frac{\partial T_{em}}{\partial I_s} = 0 \Leftrightarrow \beta_{S,MTPA} = \operatorname{asin} \left(\frac{-\lambda_{PM} + \sqrt{\lambda_{PM}^2 + 8 \cdot (L_q - L_d)^2 \cdot I_{S,MTPA}^2}}{4 \cdot (L_q - L_d) \cdot I_{S,MTPA}} \right) \quad (3.97)$$

Los parámetros λ_{PM} , L_d y L_q (supuestos constantes) para el caso de la MSIPI de esta tesis son los siguientes (véase la ecuación (3.88)):

$$\begin{cases} \lambda_{PM} = \lambda_d|_{I_s=0} = 0.8713 \text{ Wb} \\ L_q = \frac{\lambda_q|_{I_s, asignada}}{I_{s, asignada}} = 135.4 \text{ mH} \\ L_d = \frac{\lambda_d|_{I_s, asignada} - \lambda_{PM}}{I_{s, asignada}} = 37.1 \text{ mH} \end{cases} \quad (3.98)$$

Nótese que el ratio de inductancias $L_q/L_d = 3.65$ anticipa una máquina de reluctancia considerable, lo cual implica que la contribución del par de reluctancia al par total será importante y por lo tanto que la curva MTPA estará relativamente alejada del eje vertical (eje q).

Utilizando las expresiones y parámetros anteriores se obtiene la curva MTPA mostrada en la Figura 3.58. Por brevedad, sólo se muestra el tramo de curva correspondiente al modo motor ($i_d < 0$, $i_q > 0$, $T_{em} > 0$, segundo cuadrante); la del modo generador es la simétrica respecto al eje horizontal (eje d) y se sitúa en el tercer cuadrante. La figura muestra también las denominadas curvas iso-par, que representan aquellos puntos de funcionamiento $[i_d, i_q]$ que proporcionan un mismo par.

Figura 3.58. Curva MTPA analítica (modo motor). El par asignado es de 21.8 Nm.

- Obtención mediante simulaciones FEM:
 - A partir de las tablas de los enlaces de flujos en ejes dq (λ_{dq}) en función de las corrientes i_d e i_q . Estas tablas, mostradas en la Figura 3.56, posibilitan el cálculo del par en función de dichas corrientes, teniendo en cuenta saturaciones propias y mutuas, mediante la ecuación (3.86). Una vez obtenido el par, la curva MTPA se determina calculando aquellos puntos de funcionamiento que proporcionan el mayor par para cada valor del módulo del vector corriente I_s , obteniéndose el resultado mostrado en la Figura 3.59b. La trayectoria FEM se sitúa a la izquierda de la trayectoria analítica como consecuencia de la saturación y del *cross-magnetization torque* (ambos son tenidos en cuenta por la primera pero no por la segunda). Esta diferencia se observa también en las curvas iso-par, que son distintas a las calculadas de forma analítica.

Figura 3.59. (a) Par en función de la corriente (módulo/argumento) y trayectoria MTPA correspondiente. (b) Trayectoria MTPA anterior representada en el plano dq, junto con la trayectoria MTPA analítica de la Figura 3.58.

- Mediante una simulación paramétrica que determine el par en función del ángulo β_s del vector espacial de corriente para ciertos valores del módulo I_s de dicho vector. Este método es equivalente al anterior, siendo la única diferencia el postprocesado de los resultados FEM.
- Obtención mediante ensayos experimentales:
 - Ensayo a velocidad constante y carga variable controlable en el cual un regulador de velocidad mantiene la primera constante y una segunda máquina eléctrica, acoplada a la MSIPI, se emplea para imponerle un determinado par resistente (de hecho, como segunda máquina se empleó la MI original a partir de la cual se diseñó la MSIPI – véase la Figura 3.23 – con la limitación de potencia que ello conllevó). Para cada punto de funcionamiento par-velocidad, se realiza un barrido del ángulo β_s y se mide el módulo I_s correspondiente (al modificar β_s , el regulador de velocidad actuará sobre I_s para mantener el par motor y por lo tanto la velocidad). Alternativamente, se puede realizar un barrido en i_d , en cuyo caso el regulador de velocidad actuaría sobre i_q . De esta forma, en cada ensayo se obtiene una curva iso-par, cuyo mínimo en términos de corriente será un punto perteneciente a la trayectoria MTPA. La Figura 3.60a muestra, a modo de ejemplo, los resultados de este ensayo para cuatro puntos de funcionamiento. La trayectoria MTPA resultante puede verse en la Figura 3.60b.

Figura 3.60. (a) Ejemplo de cuatro curvas iso-par obtenidas mediante el ensayo de laboratorio descrito en el texto. Las flechas indican los puntos de funcionamiento de mínima corriente, es decir, los puntos pertenecientes a la MTPA. (b) Trayectoria MTPA obtenida a partir de los ensayos de laboratorio, representada en el plano dq junto con las otras dos trayectorias de la Figura 3.59b.

Como era de esperar, la coherencia entre estos resultados experimentales y los resultados FEM es mucho mayor que la correspondiente al modelo analítico, que no deja de ser un modelo aproximado. Por ejemplo, el ángulo β_s en el punto de funcionamiento asignado ($I_s = 1 \text{ p.u.}$) vale 117.0° , 122.2° y 123.7° para las trayectorias analítica, FEM y experimental, respectivamente. Las discrepancias entre la curva FEM y la experimental se justifican por dos motivos: desviaciones entre la máquina modelada y la máquina real (diferencias entre las especificaciones de los materiales y las propiedades reales, desviaciones dimensionales debidas a tolerancias de fabricación, impurezas y anisotropías en materiales, etc.), y la incertidumbre inherente a la resolución del encoder, que afecta a la precisión de los resultados experimentales de forma considerable en este caso (encoder de 9 bits $\rightarrow$ resolución de $\pm 0.70^\circ$ mecánicos $\rightarrow$ resolución de $\pm 1.4^\circ$ eléctricos).

4.4.3. Trayectorias ME.

La trayectoria MTPA representa una estrategia de control muy extendida en MSIPIs, puesto que supone proporcionar el par demandado con la mínima corriente posible (véase la sección 7 para más información acerca de estrategias de control eficientes). Minimizar corriente implica minimizar la mayoría de las pérdidas del accionamiento, puesto que casi todas las pérdidas que se producen en el inversor y en la máquina dependen de la corriente, tal y como se vio en los apartados 4.1 y 4.2. Sin embargo, la MTPA no es la trayectoria de Máxima Eficiencia (*Maximum Efficiency* o ME), debido básicamente a que no minimiza las pérdidas en el hierro ni las pérdidas en los imanes. Estos dos tipos de pérdidas también dependen de la corriente, pero su mínimo no se corresponde con el mínimo del módulo de la corriente, por lo que no son optimizadas por la trayectoria MTPA.

Por lo tanto, es posible definir una trayectoria ME como el lugar geométrico de aquellos puntos de funcionamiento de máxima eficiencia energética. A diferencia de la MTPA, la ME depende de la velocidad, puesto que las pérdidas en el hierro varían con ésta. En otras palabras, mientras que la MTPA es única, existe una ME para cada valor de velocidad, por lo que es más adecuado hablar de una familia de trayectorias ME. Para velocidad nula, la trayectoria ME coincidirá con la trayectoria MTPA, puesto que las pérdidas en el hierro son nulas (si se desprecia el efecto de las conmutaciones; Figura 3.43 y Figura 3.44), o bien estará muy cerca de ella (si se considera el efecto de las conmutaciones; Figura 3.42 y Figura 3.47). Análogamente, para velocidades altas la curva ME se alejará de la MTPA, estando situada siempre a su izquierda en el plano dq, puesto que debilitar el flujo de la máquina tiene un efecto positivo sobre las pérdidas en el hierro.

La Figura 3.61 contiene algunas de las trayectorias ME para la MSIPI objeto de esta tesis, calculadas a partir de la minimización de las pérdidas en el cobre y de las pérdidas en el hierro exclusivamente (no se considera el inversor). Además de confirmar los comentarios del párrafo anterior, la figura muestra que ninguna curva ME parte desde el origen de coordenadas y que todas ellas (incluida la de velocidad nula, es decir, la MTPA) tienen a la misma asíntota oblicua para valores infinitamente grandes de corriente. Esta asíntota tendrá siempre un ángulo β_s comprendido entre 90° y 135° , puesto que valores menores o mayores de ángulo implican menos par síncrono y menos par de reluctancia simultáneamente (véase la ecuación (3.93)). Dicho de otra forma, el máximo valor de par está siempre comprendido entre los 90° (máximo del par síncrono) y los 135° (máximo teórico del par de reluctancia).

A pesar de que para ciertos puntos de funcionamiento (velocidades altas y grados de carga medios), la desviación entre la MTPA y la ME correspondiente pueda parecer significativa, en realidad el ángulo del vector espacial corriente correspondiente a un punto de operación perteneciente a la MTPA y el correspondiente perteneciente a una ME apenas varía en unos pocos grados eléctricos. Similarmente, la diferencia entre los puntos de operación pertenecientes a la MTPA y los pertenecientes a las MEs son muy pequeñas tanto en términos de par como en términos de rendimiento, como se verá en el apartado siguiente.

Figura 3.61. (a) Curva MTPA y curvas ME para velocidades de 0, 500, 900, 1200, 1500 y 1800 rpm (resultados FEM; efecto de las conmutaciones no incluido). Cuanto mayor es la velocidad, más hacia la izquierda está la curva ME correspondiente (la ME de 0 rpm coincide con la MTPA). (b) Par proporcionado por cada una de las curvas ME anteriores, con respecto al par proporcionado por la MTPA, para un mismo valor de corriente.

4.4.4. Motivación para el desarrollo de estrategias de control de máxima eficiencia energética.

Como se ha descrito en los apartados anteriores, la trayectoria MTPA de una MSIPI no constituye una trayectoria óptima desde el punto de vista de la eficiencia energética, si bien es cierto que en muchas ocasiones la MTPA está muy cerca del óptimo energético, y que en la práctica la diferencia es muy pequeña. La Figura 3.62 muestra el rendimiento de la MSIPI objeto de esta tesis según las dos trayectorias en cuestión; la máxima diferencia entre ambas ni siquiera alcanza el 0.2% a 1500 rpm. Estos resultados son muy similares a los publicados recientemente en [79].

Figura 3.62. Rendimiento a 1500 rpm en función de la corriente de estator para dos trayectorias: MTPA y ME. El rendimiento incluye las pérdidas en el cobre, las pérdidas en el hierro y las pérdidas mecánicas, pero no se han considerado los efectos de las conmutaciones sobre las dos primeras ni las pérdidas en el inversor.

La diferencia entre ambas trayectorias es aún más pequeña si se tiene en cuenta las consecuencias de las conmutaciones sobre las pérdidas en el hierro, puesto que dichas conmutaciones tienden a homogeneizar dichas pérdidas en el plano dq, como se vio en la sección 4.1.2. Esta mayor homogeneidad implica que el margen para reducir las pérdidas en el hierro (mediante la elección de un vector espacial de corriente u otro) es menor, y consecuentemente que la diferencia de rendimiento entre la MTPA y las MEs también se reduce.

A pesar de lo anterior, y dado que cualquier incremento del rendimiento de la máquina eléctrica no sólo mejora la eficiencia energética de un VE sino que también afecta directamente a la autonomía y/o al tamaño del sistema de almacenamiento de energía (cuello de botella para la movilidad eléctrica en la actualidad), resulta de enorme interés optimizar todo lo posible este aspecto, incluso más que en otros accionamientos eléctricos. En este sentido, uno de los objetivos de esta tesis es el análisis e implementación de una estrategia de control cuyo objetivo es minimizar las pérdidas globales del tren de tracción de un VE cuando funciona con consigna de velocidad constante (control de crucero). Esta estrategia se presenta en la sección 7.

4.5. Control de corriente de la MSIPI: trayectoria MTPA control de corriente por banda de histéresis.

En este apartado se describe muy brevemente el tipo de control implementado en la MSIPI objeto de esta tesis. Dado que tanto la estrategia de control (trayectoria MTPA) como la técnica de modulación (control de corriente por banda de histéresis convencional) son bien conocidos desde hace años [86, 87], se omitirán descripciones detalladas y desarrollos teóricos y didácticos en este texto.

La Figura 3.63 muestra el esquema de control implementado en la MSIPI y empleado durante toda la tesis. La única excepción es la sección 7, en la que se modifica la parte del conjunto “Estrategia de control”. El esquema incluye solamente los elementos básicos del sistema de control. Esto quiere decir que se han omitido bloques tales como filtros, saturaciones, limitadores de velocidad (*rate limiters*), y bloques de tipo práctico como el compensador del retraso del DSP y protecciones / enclavamientos. Como puede verse en dicha figura, el sistema de control consta de cuatro partes claramente diferenciadas:

- 1) El regulador de velocidad, responsable de generar una consigna de par a partir del error de velocidad. En este caso, la consigna de par se ha traducido directamente en una consigna de i_q^* .

Figura 3.63. Esquema de control implementado en el accionamiento. Las variables con * son consignas.

- 2) La estrategia de control, que es la que genera las referencias i_d^* e i_q^* . Este es el bloque que se sustituirá en la sección 7.
- 3) El compensador de fuerza contraelectromotriz (BEMF). Este bloque sustituye al clásico esquema de desacoplamiento basado en parámetros de la máquina tales como L_d , L_q , y la constante de flujo de los imanes permanentes λ_{PM} [88]. En esta tesis se optó por un desacoplamiento basado en reguladores PI por coherencia, ya que uno de los objetivos para el sistema de control es que no dependiese de parámetros de la máquina.
- 4) El control de corriente por banda de histéresis. El control implementado constituye la solución más convencional dentro de esta familia de técnicas de modulación: banda de histéresis única y de ancho constante e igual a 0.1 A (salvo en ciertos resultados

en los que específicamente se dice que el ancho es de 0.2 A). Con esta banda el sistema trabaja con una frecuencia de conmutación promedio adecuada y con un contenido armónico aceptable.

Como ejemplo del funcionamiento del esquema de control descrito, la Figura 3.64 muestra las formas de onda de las corrientes durante un ensayo de laboratorio.

Figura 3.64. (a) Corrientes de fase a 1000 rpm y plena carga; (b) Detalle de una de las corrientes, banda de histéresis incluida.

5. Validación del diseño y del modelo de pérdidas mediante ensayos de laboratorio.

En esta sección se presentan, de forma muy resumida, algunos de los ensayos de laboratorio realizados sobre la MSIPI construida. El objetivo de estos ensayos no era determinar experimentalmente todas las especificaciones de la máquina, sino validar la coherencia entre el modelo de elementos finitos (FEM, de *Finite Element Method*) desarrollado en esta tesis, el modelo del accionamiento (basado en parte en el modelo FEM anterior) implementado en Simulink® y el accionamiento real, máquina incluida. Dicho modelo constituye una herramienta fundamental para las siguientes tareas y análisis realizados dentro de esta tesis (listados aquí a modo de recordatorio y por orden de aparición en este documento):

- 1) Determinación de la capacidad de *self-sensing* de la máquina para control *sensorless*: Como se mencionó al principio de este capítulo, uno de los objetivos de diseño del rotor de la MSIPI era su capacidad para operar con un control *sensorless* a baja velocidad, lo cual requiere que el rotor tenga una reluctancia alta. Este análisis, que el lector puede encontrar en la sección 3, se basa en simulaciones FEM.
- 2) Construcción de un modelo de pérdidas del accionamiento, MSIPI incluida. Este modelo, descrito en la sección 4.4, constituyó una herramienta fundamental para el análisis y desarrollo de una estrategia de control óptima desde el punto de vista de la eficiencia energética (sección 7).
- 3) Obtención de LUTs que relacionen las corrientes y el flujo en la máquina, teniendo en cuenta saturaciones propias y cruzadas. Estas LUTs son las empleadas en el modelo de simulación de Simulink® descrito en la sección 4.4, y empleado en numerosas ocasiones a lo largo de todo este capítulo.
- 4) Análisis de sensibilidad de la trayectoria MTPA con la temperatura y con la desmagnetización parcial irreversible de los imanes (sección 6).

En toda esta sección, las siglas “FEM” y la abreviatura “Lab” hacen referencia a resultados calculados mediante el método de los elementos finitos y a resultados experimentales de laboratorio, respectivamente.

5.1. Fuerza contraelectromotriz en vacío.

La Figura 3.65a muestra la fuerza contraelectromotriz (BEMF, de *Back Electromotive Force*) fase-neutro, en vacío y a velocidad asignada, durante un ciclo eléctrico completo, mientras que la Figura 3.65b contiene los resultados del análisis en el dominio de la frecuencia de dichas formas de onda. La concordancia entre los resultados de simulación y los resultados experimentales es buena en ambas figuras. En los resultados experimentales se observan pequeñas asimetrías en las formas de onda que ponen de manifiesto la existencia de heterogeneidades y asimetrías constructivas en la máquina (excentricidades, pequeñas desigualdades entre los devanados de unas ranuras con respecto a otras, asimetrías en la posición de los imanes, etc.).

Figura 3.65. Fuerza contraelectromotriz fase-neutro en vacío a velocidad asignada: (a) en el dominio del tiempo; (b) en el dominio de la frecuencia.

5.2. Trayectoria MTPA.

Este ensayo ya fue descrito en la sección 4.4.2, y los resultados entre las simulaciones y los resultados experimentales se incluyeron en la Figura 3.60.

5.3. Frecuencia de conmutación promedio.

Esta familia de ensayos consistió en la determinación de la frecuencia de conmutación promedio en función de las condiciones de funcionamiento, definidas en términos de velocidad n y de tensión de continua U_{DC} . Todos los ensayos se realizaron en vacío (sin carga). El objetivo de este ensayo era proporcionar la información requerida por:

- El factor de corrección para las pérdidas en el hierro en función de la frecuencia de conmutación – sección 4.1.2, ecuación (3.71).
- El número de conmutaciones para la evaluación de las pérdidas dinámicas en el inversor – secciones 4.2.3 y 4.2.4, ecuaciones (3.81) y (3.84).

Para la determinación de la frecuencia de conmutación promedio se empleó la siguiente expresión:

$$\overline{f_{sw}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{(N_U + N_V + N_W)}{\Delta t} \quad (3.99)$$

donde N_X representa el número de activaciones del IGBT superior (TOP) de la rama X durante un intervalo de tiempo igual a Δt .

Los resultados de este ensayo se muestran en la Figura 3.66. El gráfico de la izquierda, correspondiente a una banda de histéresis de ± 0.1 A, muestra tendencias decrecientes con la velocidad de la máquina, como era de esperar (véase la Figura 3.40 y el párrafo que la precede). Sin embargo, un aumento de la banda a ± 0.2 A conlleva la inversión de esta tendencia para velocidades inferiores a 400-500 rpm.

Figura 3.66. Ensayos de frecuencia de conmutación f_{sw} en vacío para una banda de histéresis constante e igual a a) ± 0.1 A, y b) ± 0.2 A.

Este hecho se debe a que a baja velocidad predomina la disminución de la frecuencia fundamental frente a la disminución de la fuerza contraelectromotriz. Es decir, que la ralentización de la evolución de las referencias de las corrientes de fase I_{123}^* produce una reducción de la frecuencia de conmutación mayor que el aumento que conlleva la disminución de la fuerza contraelectromotriz ε , tal y como ilustra el ejemplo de la Figura 3.67. Este fenómeno se vuelve más acusado cuando tienen lugar una o varias de las siguientes condiciones:

- 1) Las corrientes de referencia son muy pequeñas (en este ensayo, que se realizó en vacío, eran del orden de $0.25\text{-}0.35 A_{RMS} = 0.05\text{-}0.07$ p.u.).
- 2) La tensión de continua U_{DC} es baja.
- 3) La banda de histéresis es ancha.

Figura 3.67. Resultados de laboratorio mostrando la corriente de fase para una tensión de continua de 400 V a 100 y a 500 rpm, respectivamente. La frecuencia de conmutación promedio es menor en el primer caso (1 kHz frente a 1.4 kHz) a pesar de la disminución de la fuerza contraelectromotriz (que implica derivadas de corriente más acusadas) debido a la reducción de la frecuencia fundamental (y por lo tanto a la tasa de variación de la referencia de corriente y de la banda de histéresis asociada, que es de ± 0.2 A en este ejemplo).

Una limitación importante de este ensayo es que no tiene en cuenta las variaciones de la frecuencia de conmutación con el grado de carga de la máquina. Lógicamente, el grado de carga es muy influyente en la frecuencia de conmutación promedio, puesto que conlleva un nivel de corriente u otro. Aunque la información obtenida en el ensayo es suficiente para el ensayo de pérdidas descrito en el apartado siguiente, no ocurre esto para el modelo de pérdidas del inversor. Para suplir esta deficiencia, se realizaron simulaciones en Simulink® con el mismo modelo empleado para el cálculo del contenido armónico de la corriente (página 89 de la sección 4.1.1) y para el análisis de la frecuencia de conmutación en función de la tensión de continua (página 105 de la sección 4.3), y que fue descrito en la sección 4.4.1. Estas simulaciones incluyen el cálculo de la frecuencia de conmutación promedio $\overline{f_{SW}}$ en función no sólo de la velocidad, de la tensión de continua y de la banda de histéresis, sino también del par motor a proporcionar en régimen permanente. La Figura 3.71 muestra los resultados para el caso de 500 V_{DC} y ± 0.2 A, junto con los resultados experimentales correspondientes.

Figura 3.68. Frecuencia de conmutación f_{SW} en carga (simulación) y en vacío (ensayo y simulación) para una banda de histéresis constante e igual a ± 0.2 A.

Aunque existen desviaciones considerables en términos relativos entre las simulaciones y el ensayo correspondiente (Figura 3.71), y dada la coherencia entre el ensayo de vacío (puntos azules) y la simulación a baja carga (curva azul), parece razonable emplear estos resultados de simulación para la estimación de las pérdidas en el inversor. Debe tenerse en cuenta que la simulación con carga nula no puede reproducirse en el laboratorio, puesto que no es posible que la máquina gire con par electromagnético exactamente igual a cero.

5.4. Pérdidas en vacío.

Estos ensayos fueron realizados para validar y calibrar en modelo de pérdidas descrito en la sección 4. Dado que dentro de esta tesis dicho modelo de pérdidas representa una herramienta y no un desarrollo en sí mismo – lo cual no quiere decir que no se trate de una aportación original – y dado que las expresiones empleadas para estimar las pérdidas en el cobre y las pérdidas mecánicas fueron obtenidas de la literatura científica, se consideró que contrastar las pérdidas en vacío (sin carga) a distintas velocidades y frecuencias de conmutación era suficiente para validar el modelo de pérdidas.

Las pérdidas en vacío están compuestas por las pérdidas en el hierro y por las pérdidas mecánicas, siendo las pérdidas en el cobre completamente despreciables (la corriente de vacío no supera 0.07 p.u., lo cual implica una potencia de pérdidas Joule de poco más de 1 W). Además, las primeras son de mucha más cuantía que las segundas, por lo que este ensayo es muy útil para validar la parte más novedosa, y por lo tanto la menos contrastada, del modelo de pérdidas. Al mismo tiempo, las pérdidas en el hierro son las más interesantes y significativas desde el punto de vista de la estrategia de control de máxima eficiencia propuesta en la sección 7.

Dado que el principal foco de interés reside en la influencia de la frecuencia de conmutación sobre las pérdidas en el hierro, se plantearon dos ensayos diferentes. El primero consistió en operar la MSIPI en vacío, alimentándola con un inversor trifásico y midiendo la potencia consumida por la máquina en régimen permanente para distintos puntos de operación, definidos por la velocidad n y la frecuencia de conmutación f_{sw} (controlada mediante la variación de U_{DC}), y siendo la banda de histéresis constante e igual a ± 0.1 A. La Figura 3.69 muestra el esquema de potencia empleado en este ensayo, mientras que los resultados se incluyen en la Figura 3.70, junto con las curvas correspondientes a la predicción realizada mediante el modelo de pérdidas descrito en la sección 4.1 (una vez calibrado; esto es, una vez determinados experimentalmente los coeficientes K_1 y EXP a partir de los resultados de este mismo ensayo).

Figura 3.69. Esquema del ensayo de pérdidas en vacío.

Figura 3.70. Resultados de los ensayos de pérdidas en vacío con a) frecuencia de conmutación f_{sw} constante, y b) tensión de continua U_{DC} constante, y predicciones correspondientes al modelo de pérdidas.

La coherencia entre el modelo de pérdidas – que incluye en este caso tanto las pérdidas en el hierro (con conmutaciones) como las pérdidas mecánicas – y los resultados experimentales es razonablemente buena. Se observan zonas de mayor discrepancia, como por ejemplo la correspondiente a velocidades altas para la curva de $f_{sw} = 1 \text{ kHz}$ (azul) y la zona de velocidad muy baja para la curva de $U_{DC} = 600 \text{ V}$ (morada), pero en general la capacidad de predicción del modelo es suficientemente precisa.

El segundo ensayo consistió en una deceleración sin carga desde velocidad asignada. En este ensayo, al contrario que en el anterior, sólo intervienen las pérdidas mecánicas y las pérdidas en el hierro en vacío (sin conmutaciones). Los resultados de este ensayo se incluyen en la Figura 3.71, que muestra cómo el modelo de pérdidas es optimista con respecto a la realidad, si bien es cierto que las diferencias son asumibles. Además, la inercia de las partes rotativas fue estimada, no ensayada, lo cual introduce una incertidumbre adicional en los resultados correspondientes al modelo de pérdidas.

Figura 3.71. Resultado del ensayo de deceleración en vacío y predicción correspondiente al modelo de pérdidas.

6. Análisis de sensibilidad de la trayectoria MTPA ante variación de algunos parámetros. Beneficios de una estrategia de control adaptativa.

Una de las tareas realizadas dentro de esta tesis fue el análisis de una estrategia de control de mínimas pérdidas basada en métodos de búsqueda en tiempo real. Esta estrategia, que será descrita en la sección 7, supone una alternativa al control MTPA convencional, y una de sus principales ventajas es la ausencia total de parámetros de la máquina y de LUTs. Aunque la motivación inicial para desarrollar dicho control fue optimizar la eficiencia energética del accionamiento de tracción en su conjunto, es interesante analizar su capacidad de adaptación a condiciones de funcionamiento diferentes a las de diseño, tales como variaciones de temperatura, desmagnetizaciones parciales irreversibles de los imanes permanentes o dilataciones térmicas. Esta adaptabilidad es intrínseca a la estrategia propuesta debido a que ésta no depende de ningún parámetro de la máquina, como se verá en la sección 7.

Para la realización de este análisis era necesario conocer cómo varía la trayectoria MTPA con aquellos parámetros que no son considerados habitualmente en su cálculo, como son la temperatura y todas las consecuencias que conlleva. El caso más conocido y tratado en la literatura es el de la variación con la temperatura del flujo magnético proporcionado por los imanes. Es bien sabido que un aumento de la temperatura de los imanes implica una reducción del flujo, pero no está tan claro cómo afecta dicha reducción a la curva MTPA, en términos no sólo cualitativos sino también cuantitativos.

Esta sección está dedicada al análisis de sensibilidad de la curva MTPA ante ciertas variaciones o perturbaciones. La metodología es la misma en todos los casos: se define una variación, se implementa dicha variación en el modelo FEM empleado a lo largo de todo este capítulo, se calcula la curva MTPA modificada (correspondiente a dicha variación) y se compara con la curva MTPA nominal (la calculada en la sección 4.4.2), junto con la capacidad de par correspondiente a ambas.

6.1. Variación de la MTPA con la temperatura de los imanes.

Las propiedades de los imanes permanentes son dependientes de la temperatura. Consecuentemente, la temperatura de los imanes de una MSIP afectará a su capacidad de producir par y a su rendimiento (y no siempre empeorándolos) [4, 5, 89]. Para la mayoría de materiales (NdFeB, SmCo y AlNiCo), tanto la densidad de flujo remanente B_r como el campo magnético coercitivo H_c disminuyen al aumentar la temperatura. Para los imanes de NdFeB, cuanto mayor es la energía del imán (el producto $B \cdot H$) más acusado es el efecto térmico [4]. Otro factor que tiene mucha relevancia es la clase térmica del imán – o equivalentemente la máxima temperatura de trabajo especificada por el fabricante – puesto que es la que define la posición del codo de la curva BH. La Figura 3.72, extraída de [90], muestra, a modo de ejemplo,

las curvas BH de dos imanes de NdFeB del mismo grado de magnetización pero de distinta clase térmica.

Figura 3.72. Curvas BH para dos imanes de NdFeB de grado 40 y clase térmica: (a) ninguna (80°C); y (b) UH (180°C). Curvas extraídas de [90].

Es importante recordar que si un imán opera en un punto situado a la izquierda del codo de la curva BH se producirá una desmagnetización irreversible del material. Esta situación podría darse por dos motivos en una MSIP: por un incremento de temperatura que desplace el codo hacia la derecha del plano BH, o por una densidad de flujo por debajo de la correspondiente a dicho codo, causado a su vez por un debilitamiento de campo excesivo (corriente i_d negativa) [19]. Nótese que el cambio de temperatura también afecta directamente a la densidad de flujo (al aumentar la temperatura, disminuye la densidad de flujo del imán, y por lo tanto el nivel de saturación en las chapas magnéticas, y por ende la reluctancia del circuito magnético visto por los imanes, lo cual modifica su recta de carga [4]).

Aunque la relación entre remanencia / coercitividad y la temperatura no es lineal, el error cometido al suponer que sí lo es resulta pequeño siempre y cuando el rango de temperatura T^a no sea muy amplio. Por ejemplo, bajo la hipótesis de $0^\circ\text{C} \leq T^a \leq 100^\circ\text{C}$, y suponiendo que la temperatura de referencia es de 20°C , se tiene que [90]:

$$\begin{aligned} B_r(T^a) &= B_r(20^\circ\text{C}) \cdot [1 + \alpha(T^a - 20^\circ\text{C})] \\ H_{ci}(T^a) &= H_{ci}(20^\circ\text{C}) \cdot [1 + \beta(T^a - 20^\circ\text{C})] \end{aligned} \quad (3.100)$$

siendo α y β coeficientes térmicos supuestos constantes (en realidad no lo son; aumentan con la temperatura [4]). Para los imanes empleados en esta tesis, cuyas propiedades se especificaron en la Tabla 3.4, estos coeficientes valen $\alpha = -0.115 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ y $\beta = -0.60 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$.

Las expresiones anteriores pueden implementarse con facilidad en un software FEM para analizar cómo afecta la temperatura de los imanes a la capacidad de par de la máquina y a la forma de su trayectoria MTPA. La Figura 3.73 muestra los resultados obtenidos para la MSIP objeto de esta tesis, bajo la hipótesis de que los imanes están a 80°C . Estos resultados sugieren que, a efectos de MTPA (y por lo tanto de estrategia de control), la temperatura de los imanes tiene muy poca influencia, al menos para el caso particular de la MSIP bajo análisis. No obstante, la temperatura sí que afecta notablemente a la capacidad de par de la máquina, y por lo tanto a su rendimiento. Una máquina con los imanes calientes producirá más pérdidas para proporcionar un mismo par, lo cual a su vez calentará aún más los imanes. Esta realimentación positiva es especialmente relevante en máquinas con imanes de NdFeB, que son más sensibles a temperatura.

Figura 3.73. (a) Curva MTPA a temperatura ambiente (sección 4.4.2) y curva MTPA con los imanes a 80°C. (b) Par en función del módulo del vector espacial corriente I_s a temperatura ambiente y con los imanes a 80°C, expresado en p.u. con respecto al par correspondiente a temperatura ambiente.

6.2. Variación de la MTPA con la temperatura de las chapas magnéticas.

Al igual que ocurre con los imanes permanentes, la temperatura también afecta a las propiedades magnéticas de las chapas que conforman el estator y el rotor de una MSIPI. Aunque es cierto que un incremento de un grado tiene más consecuencias – en términos de par y de eficiencia – sobre los imanes que sobre las chapas, es igualmente válido argumentar que las chapas del estator de una MSIPI sufren mayores fluctuaciones de temperatura que los imanes permanentes dado que el principal foco de calor lo constituyen las bobinas estáticas [91].

La influencia de la temperatura sobre las propiedades magnéticas de las chapas es pequeña en general, y su intensidad depende del tipo de aleación. Resultados experimentales publicados para aleaciones de NiFe y de SiFe demuestran que tanto la saturación magnética como las pérdidas en el hierro (histéresis y corrientes parásitas) disminuyen ligeramente con la temperatura [91, 92]. Esto implica que para un cierto número de amperios-vuelta, la inducción magnética será menor cuando la máquina está caliente, y por lo tanto se reducirá su capacidad de par. Este efecto es aditivo con el producido por el calentamiento de los imanes permanentes, y no resulta despreciable frente a este último en todos los casos.

Para dilucidar si debe considerarse la temperatura de las chapas en el caso concreto de la MSIPI de esta tesis, se puede aplicar la misma metodología seguida para los imanes, empezando por la misma aproximación analítica pero aplicada en este caso a la curva BH de las chapas:

$$B(T^a) = B(20^\circ\text{C}) \cdot [1 + \gamma(T^a - 20^\circ\text{C})] \quad (3.101)$$

Dado que no es habitual que el fabricante de las chapas proporcione información acerca de cómo varía la curva BH con la temperatura, en este análisis se emplearon los datos publicados en [91] y en [92], obteniéndose un valor máximo de $\gamma = -0.14\%/^\circ\text{C}$. Posteriormente, se implementó la ecuación anterior en una simulación FEM y se calculó la curva MTPA para una temperatura de estator y rotor de 100°C y 70°C respectivamente, estando los imanes a temperatura ambiente. Los resultados se muestran en la Figura 3.75. Como puede observarse, la influencia de la temperatura de las chapas magnéticas es considerablemente menor que la de los imanes, tanto en términos de trayectoria MTPA como en términos de capacidad de par, incluso en el peor de los casos considerado ($\gamma = -0.14\%/^\circ\text{C}$).

Figura 3.74. Variación con la temperatura de la curva de magnetización de chapas magnéticas de (a) NiFe; y (b) SiFe. Curvas extraídas de [91] y de [92], respectivamente.

Figura 3.75. (a) Curva MTPA a temperatura ambiente (sección 4.4.2), curva MTPA con los imanes a 80°C y curva MTPA con las chapas calientes. (b) Par en función del módulo del vector espacial corriente I_s en los tres casos anteriores, expresado en p.u. con respecto al par correspondiente a temperatura ambiente.

6.3. Variación de la MTPA tras una desmagnetización irreversible de los imanes.

Como se mencionó en el apartado 6.1, una combinación inadecuada de temperatura y debilitamiento de campo puede hacer que los imanes permanentes de una MSIP sufran una desmagnetización parcial irreversible. Este fenómeno tiene como consecuencia un deterioro permanente de la máquina, puesto que la característica del imán pasa a ser la de la línea de retroceso (*recoil line*) correspondiente, tal y como ilustra la Figura 3.76 [93-95].

Las consecuencias de una desmagnetización parcial irreversible de carácter leve son similares a las de un incremento de la temperatura de los imanes, puesto que ambos fenómenos alteran la curva BH original de manera semejante. La diferencia entre ambas situaciones es que la temperatura afecta al imán de forma aproximadamente homogénea, mientras que las desmagnetizaciones parciales no, puesto que suelen concentrarse en las regiones de los imanes más expuestas al debilitamiento de campo [94]. Consecuentemente, realizar un análisis de lo que supone una pequeña desmagnetización es relativamente similar a estudiar qué ocurre si la temperatura de los imanes aumenta, tal y como se describió en el apartado 6.1.

Figura 3.76. Desmagnetización parcial irreversible de un imán permanente: Cuando la recta de carga L'' hace que el imán opere en A'' , punto situado a la izquierda del codo K , el imán no recupera su característica original, sino que pasa a estar definido por la línea de retroceso que une los puntos A'' y Br' . Figura extraída de [93].

Sin embargo, sí que resulta interesante evaluar qué ocurre cuando una MSIP se ve sometida a una situación anómala que implique un deterioro profundo de los imanes, como por ejemplo una falta que produzca corrientes muy superiores a la asignada o una sucesión de calentamientos excesivos. Es importante tener en cuenta que cuanto más deteriorados están los imanes, más fácil es que vuelvan a desmagnetizarse, salvo que el sistema de control incluya alguna función de monitorización online de las propiedades de los imanes y adapte los parámetros de control en consecuencia (suponiendo claro que la pérdida de capacidad de par sea admisible). Aunque son varios los autores que afirman que una desmagnetización es improbable si la máquina y los imanes están correctamente diseñados [3], es igualmente cierto que el riesgo de desmagnetización difícilmente podrá neutralizarse por completo.

En el caso más extremo, una MSIP cuyos imanes se desmagneticen completamente (debido a cambios metalúrgicos en el material producidos por temperaturas muy elevadas) se convierte de forma natural en una Máquina Síncrona de Reluctancia (MSR) de baja reluctancia y por lo tanto de bajo par. Esta situación sólo puede producirse por temperaturas muy elevadas, superiores a la temperatura de Curie (300°C para imanes de NdFeB). Un caso intermedio sería el de una MSIP cuyos imanes hayan sido desmagnetizados progresivamente por una combinación de debilitamiento de campo, temperatura y grado de carga.

Al igual que en los apartados anteriores, es posible recurrir a simulaciones FEM para calcular las trayectorias MTPA correspondientes a la MSIP de esta tesis bajo las hipótesis de imanes parcialmente desmagnetizados e imanes totalmente desmagnetizados. Los resultados se muestran en la Figura 3.77.

Curvas MTPA en caso de desmagnetización

Pérdida de capacidad de par

Figura 3.77. (a) Curva MTPA original (sección 4.4.2), curva MTPA en caso de desmagnetización severa y curva MTPA en caso de desmagnetización total (la MSIP pasa a ser una MSR). (b) Par en función del módulo del vector espacial corriente I_s en los tres casos anteriores, expresado en p.u. con respecto al par correspondiente al caso original.

A diferencia de lo que ocurre con la temperatura, y como no podía ser de otra forma, las desmagnetizaciones de los imanes permanentes sí que afectan considerablemente a la trayectoria MTPA. En el caso más extremo, en el que la MSIPI se convierte en una MSR, la curva MTPA pasa de la primera mitad del segundo cuadrante ($\beta_s \in [90^\circ\text{C}, 135^\circ\text{C}]$) a la segunda mitad ($\beta_s \in [135^\circ\text{C}, 180^\circ\text{C}]$), puesto que la componente síncrona de par desaparece y sólo permanece la componente de reluctancia (que en ausencia de saturación es máxima cuando $|i_d|=|i_q|$, es decir, cuando $\beta_s = 135^\circ\text{C}$). El tramo horizontal al principio de la trayectoria MTPA de la MSR viene dado por la necesidad de saturar el rotor, dado que en ausencia de corriente tanto la reluctancia como el par son nulos¹². Cabe destacar que el par de la MSR a corriente asignada es menos de la mitad que el de la MSIPI, y que consecuentemente el rendimiento de la segunda será mucho mejor que el de la primera.

6.4. Otras perturbaciones que podrían afectar a la trayectoria MTPA de una MSIPI.

En los apartados anteriores se han descrito algunos fenómenos que afectan en mayor o menor medida a la capacidad de par y la trayectoria MTPA de una MSIPI. Sin embargo, podría haber muchas otras fuentes de perturbación, de mayor o menor transcendencia. Por ejemplo, las variaciones de temperatura producen dilataciones térmicas en una máquina eléctrica que podrían o no afectar a su MTPA. Otro ejemplo son asimetrías tales como diferencias entre imanes dentro de una misma máquina, defectos en las chapas, excentricidades, etc.

Adicionalmente, se puede considerar el error de posición (causado por una calibración imperfecta del encoder / resolver, o por el propio error de estimación de la posición en el caso de un método *sensorless*) como otra causa de MTPA errónea. Aunque la trayectoria MTPA esté perfectamente caracterizada, un error en la posición del rotor tendrá como consecuencia que las corrientes i_d e i_q aplicadas en realidad serán distintas a las dictaminadas por la trayectoria MTPA, lo cual equivale a aplicar una MTPA incorrecta (véase la Figure 3.25 en la sección 3).

Análogamente, una compensación errónea del retraso derivado del sistema de control (el tiempo que pasa desde que el control recibe información de un instante concreto hasta que aplica las consignas calculadas a partir de dicha información, lo cual hace unos instantes después, cuando la posición del rotor es otra) también equivale a aplicar una MTPA errónea, por muy bien caracteriza que esté esta.

6.5. Motivación para el desarrollo de estrategias de control adaptativas.

Como se ha visto en los apartados anteriores, la trayectoria MTPA de una MSIPI no es estática, si bien en la práctica, y en ausencia de situaciones anómalas que produzcan desmagnetizaciones, puede considerarse que lo es. La temperatura afecta de forma apreciable a la capacidad de par y al rendimiento de la máquina, pero no a su MTPA. A pesar de esto, y teniendo en cuenta el nunca despreciable riesgo a desmagnetizaciones, resulta de interés desarrollar estrategias de control que se adapten a variaciones de la trayectoria MTPA. En este sentido, uno de los objetivos de esta tesis era el análisis e implementación de una estrategia de control cuyo objetivo es estimar en tiempo real (online) el punto óptimo de operación en el plano dq bajo el criterio de minimizar las pérdidas en el sistema de tracción de un VE. Esta estrategia se presenta en la sección 7.

¹² Al lector familiarizado con MSRs puede resultarle extraño que la curva MTPA se sitúe en el segundo cuadrante, cuando habitualmente está en el primero, pero esto se debe a que la definición de los ejes dq en una MSR convencional no coincide con la de una MSIPI, que son los que se han empleado en este caso.

7. Control de máxima eficiencia energética en MSIPIs funcionando a velocidad constante: seguimiento del punto de mínimas pérdidas (*Minimum Losses Point Tracking* o MLPT).

7.1. Introducción y antecedentes.

Como se ha descrito y analizado en el apartado 4.4.2 y en la sección 6, la estrategia de control convencional en MSIPIs, aquella basada en la trayectoria MTPA [80-82], presenta dos desventajas que tienen consecuencias desde el punto de vista de la eficiencia energética. La primera es que no optimiza todas las pérdidas en el accionamiento, puesto que ignora las pérdidas en el hierro de la máquina. La segunda es su limitada capacidad para adaptarse a variación de condiciones de funcionamiento (temperatura) y/o parámetros de la máquina eléctrica (desmagnetizaciones) y/o errores en el sistema de control (posición del rotor, retraso del control). Las dos primeras desventajas fueron cuantificadas para el caso de la MSIPI objeto de esta tesis en las secciones 4.4.2 y 6, mientras que la tercera tendrá un efecto positivo o negativo dependiendo del sentido del error (en general, será favorable cuando el error implique más debilitamiento de campo y perjudicial en caso contrario).

En la última década se han propuesto varias mejoras o alternativas al control MTPA en un intento de optimizar la eficiencia energética de los accionamientos con MSIPIs. Por ejemplo, [96] emplea un enfoque empírico para maximizar la eficiencia mediante la inclusión de las pérdidas en el hierro en el proceso de optimización. El método se basa en el cálculo del vector de corriente óptimo en tiempo real mediante una optimización por fuerza bruta basada en un modelo de la máquina previamente parametrizado. Más recientemente, [79] propone un procedimiento de control de base más teórica, en el cual se incluye una formulación para la estimación de las pérdidas en el hierro mediante un modelo matemático de la máquina eléctrica. Todas estas propuestas logran mejorar la eficiencia energética del sistema con respecto al MTPA, aunque tienen el inconveniente de que se trata de desarrollos específicos para una máquina en concreto, con un número considerable de parámetros a determinar mediante simulaciones FEM o ensayos.

Respecto a la sensibilidad frente a variación de parámetros, se han publicado numerosos trabajos que dotan de mayor robustez al MTPA. Por ejemplo, [81] presenta una implementación del MTPA considerando los efectos de la saturación en tiempo real. En cuanto a temperatura, algunos autores han propuesto la utilización de una familia de curvas MTPA, cada una correspondiente a una temperatura distinta [97]. La temperatura puede medirse directamente pero habitualmente es necesario estimarla [98, 99]. Una línea de investigación que está obteniendo muy buenos resultados está basada en la determinación en tiempo real de la curva MTPA mediante la inyección de una señal de alta frecuencia (similar a las empleadas en la sección 3 para la estimación de la posición del rotor) [100], y más recientemente mediante la inyección de una “señal virtual” (en realidad no se inyecta ninguna señal, sino que se extrae la componente de alta frecuencia de la variación del par a partir de medidas en la máquina, como si dicha variación fuese producida por una inyección de alta frecuencia) [101, 102], todo ello sin afectar al funcionamiento normal de la máquina, pero eso sí, despreciando las pérdidas en el hierro y el potencial de optimización que ofrecen. Por último, el autor no conoce ninguna publicación que detalle cómo adaptar el MTPA o cualquier otra estrategia de control en el caso de desmagnetizaciones parciales de los imanes, si bien es cierto que algunos de los métodos anteriores podrían ser adaptados para lograr este objetivo.

Como parte de esta tesis se desarrolló una estrategia de control, complementaria al MTPA, que minimiza las pérdidas totales de una MSIPI en lugar de minimizar simplemente la corriente consumida. Este procedimiento o estrategia de control, denominada como *Minimum Losses Point Tracking* (MLPT) por analogía con el *Maximum Power Point Tracking* del sector de la energía fotovoltaica [103], se inspira en el método *perturb and observe* [104] para determinar el punto de funcionamiento de mínimas pérdidas en base a una medida de la potencia consumida

por el accionamiento en su conjunto. Esta idea fue aplicada por primera vez en máquinas de inducción para resolver el mismo problema: optimizar la eficiencia energética mediante la determinación empírica del flujo óptimo [105, 106]. Posteriormente la propuesta fue trasladada a máquinas síncronas de imanes permanentes [107, 108] e incluso a máquinas síncronas de reluctancia [109], pero desde que se desarrolló el control MTPA parece que ha perdido interés y ha pasado a un segundo plano.

La optimización en tiempo real efectuada por el algoritmo de búsqueda desarrollado en esta tesis no requiere de parámetros ni de modelos matemáticos de la máquina. Las ventajas de la estrategia propuesta frente al MTPA convencional son una mayor eficiencia energética – potencialmente – y una mayor robustez ante variación de parámetros, tales como la temperatura, los errores del sistema de control y las desviaciones asociadas al envejecimiento de la máquina. Las ventajas frente a las diversas alternativas propuestas durante los últimos años, como las mencionadas anteriormente en este apartado, son su ausencia de parámetros y/o LUTs y su bajo coste computacional.

7.2. Minimum Losses Point Tracking (MLPT).

Al igual que el control MTPA, el MLPT consiste en una estrategia de control aplicable a Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes Interiores (MSIPs), a Máquinas Síncronas de Reluctancia (MSRs), y a cualquier tipo de máquina híbrida entre las dos anteriores (máquinas de reluctancia asistidas y/o máquinas de imanes de flujo reforzado). Dicha estrategia consiste en determinar las referencias de las corrientes en eje directo i_d^* y en eje en cuadratura i_q^* de forma que se optimice la eficiencia energética del accionamiento en su conjunto. Es decir, que la estrategia de control propuesta no busca optimizar la eficiencia de la máquina eléctrica exclusivamente, sino del conjunto formado por la máquina, el inversor que la alimenta (desde el punto de vista de la estrategia de control, no de la técnica de modulación), y cualquier otro convertidor electrónico de potencia que pueda haber antes del inversor, como por ejemplo un DC-DC.

Esta optimización de la eficiencia energética se efectúa minimizando la potencia consumida por el accionamiento (medida lo más cerca posible a la fuente de energía), al mismo tiempo que se garantiza que la máquina proporciona el par necesario, a la velocidad requerida, en cada instante. El procedimiento está basado en el método "perturbación y observación" empleado para la maximización de la potencia generada en sistemas fotovoltaicos, comúnmente conocido como *Maximum Power Point Tracking* (MPPT). Es decir, que se trata de un procedimiento puramente empírico, ya que la optimización de las pérdidas se efectúa en tiempo real en base a la medida de potencia consumida por el accionamiento, según se muestra en la Figura 3.78.

Figura 3.78. Accionamiento eléctrico de tracción con MSIPI o con MSR y estrategia de control MLPT para velocidad constante (modo control de crucero).

El control MLPT tiene siempre dos objetivos, en orden de prioridad:

- 1) Mantener la velocidad del accionamiento constante e igual a su valor de consigna (modo control de crucero en el caso de un VE).
- 2) Minimizar las pérdidas globales del accionamiento.

Como se puede deducir del primer objetivo, el MLPT está concebido solamente para situaciones en las que la velocidad deba mantenerse constante (no necesariamente en régimen permanente, puesto que la carga puede variar). Por lo tanto, el MLPT nunca será una estrategia de control única, sino un complemento a la estrategia de control por defecto, que habitualmente será el MTPA convencional (con o sin las mejoras mencionadas en el apartado anterior). Es decir, que el MLPT será responsable de operar el accionamiento mientras que la consigna de velocidad sea constante; en el instante en el que ésta varíe, se iniciará un transitorio y el MLPT dará paso al MTPA, para permanecer a la espera de que la consigna de velocidad vuelva a ser constante. Por ejemplo, en una aplicación de tracción para VEs el MLPT equivaldría al control de velocidad de crucero, en el cual la consigna de velocidad es constante, y durante el cual la optimización de la eficiencia energética proporcionada por el MLPT podría ser relevante a la hora de reducir el consumo energético global. Otro ejemplo de aplicación es el de los vehículos autopilotados, puesto que se trata de accionamientos de tracción que funcionan con consigna de velocidad y no con consigna de par.

El segundo objetivo consiste en la optimización de la eficiencia energética. El MLPT debe aplicarse siempre que sea posible, puesto que es una estrategia de control potencialmente más eficiente que el MTPA por los motivos siguientes:

- 1) El control MTPA minimiza la corriente consumida por la máquina, y por lo tanto optimiza todas aquellas pérdidas que disminuyen al minimizar la corriente, es decir, las pérdidas por efecto Joule en el devanado de estator (pero sin tener en cuenta el efecto de los armónicos de corriente y su influencia sobre las pérdidas; sección 4.1.1). Sin embargo, no optimiza las pérdidas en el hierro ni las pérdidas en los imanes, por lo que la MTPA no es la trayectoria óptima desde el punto de vista de la eficiencia energética, si bien es cierto que en la práctica está muy cerca de dicha trayectoria óptima o trayectoria de Máxima Eficiencia (ME), tal y como se vio en la sección 4.4.3 para el caso de la MSIPI de esta tesis. Las pérdidas mecánicas no juegan ningún papel en este caso porque no son optimizables mediante la estrategia de control (no dependen del vector espacial corriente ni de cómo se alimente la máquina).

Es interesante reflexionar acerca del efecto de ambas estrategias de control sobre las pérdidas en el resto del accionamiento. El caso del MLPT es inmediato, puesto que opera optimizando la potencia consumida por todo el tren de tracción, ya que minimiza la potencia entregada por las baterías (el punto accesible más cercano a la fuente de energía). El caso del control MTPA no está tan claro, ya que minimizar la corriente consumida por la MSIPI no significa necesariamente minimizar las pérdidas en los convertidores electrónicos y en el resto de elementos (bobinas y cables), a pesar de que el 100% de las pérdidas que tienen lugar en todos ellos dependen de la corriente (tal y como se vio en el Capítulo 2 para el DC-DC y en la sección 4.2 para el inversor). Esto se debe a que las pérdidas en el hierro incrementan las pérdidas en el cobre de la máquina y las pérdidas en ambos convertidores, puesto que implican que la máquina consuma más corriente y por lo tanto más potencia, tal y como muestra la Figura 3.79.

Figura 3.79. Diagrama de Sankey mostrando las pérdidas del sistema de tracción de un VE de batería. Figura extraída de [110].

- 2) El control MTPA no tiene capacidad de adaptación a condiciones de funcionamiento no previstas. Cualquier variación en los parámetros de la máquina que afecten a la trayectoria MTPA no será tenida en cuenta por el sistema de control, lo cual empeorará la optimización (salvo que se haya implementado una estrategia de control avanzada capaz de corregir esta desviación, tales como las mencionadas en la sección anterior). Ejemplos de perturbaciones que conllevan una alteración de dichos parámetros son: variaciones de temperatura y desmagnetizaciones parciales irreversibles de los imanes (véase la sección 6). Por el contrario, la estrategia MLPT es un método adaptativo por definición, puesto que la búsqueda del punto de mínimas pérdidas se hace de forma empírica en base a una medida de potencia consumida por el accionamiento.

Las variables de salida del control MLPT son las mismas que las del MTPA, tal y como se muestra en la Figura 3.80: las consignas de las corrientes i_d^* e i_q^* . La diferencia está en cómo se calculan dichas consignas. La estrategia MTPA habitual lo hace a partir de una o varias curvas predefinidas y preprogramadas en el sistema de control, de forma que a cada valor de i_d^* le corresponde un único valor de i_q^* (en realidad, uno para modo motor y otro para modo generador) y viceversa. El MLPT consiste en perturbar una de estas variables con un pequeño incremento, y observar si en régimen permanente la potencia consumida tras dicho incremento es mayor o menor que la original. Es decir, se busca de forma empírica y en tiempo real el vector espacial de corriente $[i_d, i_q]$ que implique un menor consumo de potencia, garantizando siempre que el par proporcionado es el necesario para mantener la velocidad constante e igual a su valor de consigna.

Figura 3.80. Ejemplo de implementación del control MLPT como complemento al MTPA convencional (MTPA+MLPT): esquema de control correspondiente al control de velocidad (control de alto nivel). El bloque "Estrategia de control" sustituye al convencional mostrado en la Figura 3.63 de la sección 4.5.

En resumen, mientras que el control MTPA opera en un punto de funcionamiento de alta eficiencia energética pero no óptimo en general, el MLPT busca de forma empírica y en tiempo real dicho punto óptimo, aspirando así a reducir la potencia consumida en régimen permanente por el accionamiento en su conjunto.

Una limitación del MLPT, intrínseca a su naturaleza, es que no alcanza el punto de funcionamiento óptimo en régimen permanente, sino que oscila en torno a dicho punto, tal y como ilustra la Figura 3.81. Concretamente, el MLPT operará el accionamiento en su óptimo energético a lo sumo un tercio del tiempo¹³ en régimen permanente, puesto que el resto del tiempo lo hará en puntos aledaños. Consecuentemente, no es riguroso decir que el control MLPT es óptimo desde el punto de vista energético, e incluso podrían darse casos en los que presente peor eficiencia energética que el control MTPA, como se verá en la siguiente sección (por ejemplo, puntos de operación de muy baja velocidad, en los cuales las trayectorias MTPA y ME están muy próximas entre sí; véase la sección 4.4.3).

De forma general, los pasos a efectuar para aplicar el control MLPT propuesto son los siguientes:

- 1) Sea un accionamiento eléctrico con una máquina síncrona controlada mediante un convertidor electrónico, estando la máquina girando a velocidad constante (o en régimen permanente, dependiendo de cómo se implemente el algoritmo) y estando esta velocidad controlada por un regulador de velocidad de forma que sea igual a la velocidad de consigna n^* .
- 2) Se mide la potencia P que consume el accionamiento en régimen permanente.
- 3) Se modifica (se perturba) una de las dos referencias de corriente, i_d^* o i_q^* (o equivalentemente, el ángulo del vector espacial corriente β_s^*), en un sentido arbitrario (positivo o negativo) y en una cierta cantidad (medida en Amperios, en tanto por ciento, o en grados en el caso del ángulo). Como consecuencia de dicha perturbación, que puede implementarse en forma de escalón o de rampa, el accionamiento efectuará un pequeño transitorio, actuando el regulador de velocidad para que la velocidad n vuelva a ser igual a la de referencia n^* .
- 4) Se mide la potencia P que consume el accionamiento en este nuevo régimen permanente, caracterizado por un punto de funcionamiento igual al anterior en términos de par y velocidad pero distinto en términos de $[i_d, i_q]$.
- 5) Se comparan los dos valores de potencia anteriores, el nuevo del paso 4) y el antiguo del paso 2). Si la nueva potencia es menor que la antigua, entonces se perturba la referencia de corriente del punto 3) en el mismo sentido. En caso contrario, la perturbación será en sentido opuesto. Como consecuencia de dicha perturbación, el accionamiento efectuará un nuevo transitorio como el del paso 3).
- 6) Se mide la potencia P que consume el accionamiento en este nuevo régimen permanente, caracterizado por un punto de funcionamiento igual al anterior en términos de par y velocidad pero distinto en términos de $[i_d, i_q]$. El valor de potencia anterior pasa a ser el valor antiguo.
- 7) Se comparan los dos últimos valores de potencia. Si la nueva potencia es menor que la antigua, entonces se perturba la referencia de corriente del paso 3) en el mismo sentido que la perturbación anterior. En caso contrario, la perturbación será en sentido opuesto. Como consecuencia de dicha perturbación, el accionamiento efectuará un pequeño transitorio como el de los pasos 3) y 5).

¹³ La cifra exacta dependerá de cómo se implemente el MLPT (punto inicial de búsqueda, método de búsqueda, forma de los incrementos: escalones o rampas, etc.).

Figura 3.81. Diferencia entre la trayectoria MTPA (en azul) y una trayectoria ME (en rojo), ambas representadas en el plano dq , para una MSIPI en modo motor. La parábola morada representa la potencia consumida por la máquina, en función de la corriente i_d , para un punto de funcionamiento par-velocidad concreto. El control MLPT busca el óptimo energético continuamente, operando en el entorno de dicho óptimo.

- 8) Se repiten los pasos 6) y 7) indefinidamente hasta que la velocidad de referencia deje de ser constante o hasta que el error de velocidad supere un cierto umbral (dependiendo de cómo se implemente el algoritmo), instante en el que el MLPT cede el control a la estrategia por defecto (MTPA).

A continuación, y para completar la descripción del control MLPT propuesto, se describirán de forma muy breve los elementos que componen el diagrama de control de la Figura 3.80:

- El bloque “PI” no es más que un regulador encargado de mantener la velocidad igual a su valor de consigna (al igual que en la Figura 3.63). La variable controlada por el regulador es la consigna de la corriente i_q , que es la principal generadora de par (véase la ecuación (3.93)).
- El bloque “MTPA” consiste básicamente en una LUT que contiene la información correspondiente a una (o varias) curvas MTPA, de forma que a cada valor de i_q le corresponde un único valor de i_d .
- La lógica que aplica los pasos anteriormente enumerados está implementada en el bloque “MLPT”. Este bloque produce un incremento o decremento de i_d^* cada cierto tiempo, en función de si la potencia media consumida por el accionamiento ha aumentado o disminuido desde que se realizó el incremento / decremento anterior. La amplitud Δi_d de estos incrementos y el tiempo τ_i entre dos incrementos consecutivos son los dos parámetros de ajuste que más afectan al funcionamiento del MLPT.
- Por último, el bloque “MA” (*Moving Average*) es un tipo de filtro de media móvil cuya función es calcular la potencia promedio consumida por el accionamiento entre dos incrementos de i_d . El cálculo de dicha media se hace a partir de todas las medidas de potencia instantánea (capturadas con una cierta frecuencia de muestreo), descartando la parte inicial del registro para dar tiempo a que el accionamiento vuelva a régimen permanente tras cada transitorio de i_d . La Figura 3.80 ilustra el funcionamiento de este bloque. La potencia medida por el sistema de control es la línea azul (la línea discontinua muestra dicho valor sin ruido), y la media móvil calculada por el bloque MA es la línea roja. Como puede observarse, esta media empieza a calcularse pasados $\tau_d = 1.5$ segundos de cada decisión (entendiendo por

decisión una perturbación o cambio de i_d^* en un sentido u otro), que en este ejemplo se toman cada $\tau_i = 5$ segundos. La media móvil empieza valiendo 0 tras esos 1.5 segundos y va convergiendo al valor correcto de potencia a medida que transcurre el tiempo y se van añadiendo nuevas muestras de potencia. Cuando llega el momento de tomar una nueva decisión, se comparan los dos últimos puntos obtenidos.

Figura 3.82. Ejemplo que ilustra el cálculo de la potencia promedio mediante una media móvil que se reinicia con cada Δi_d .

Por lo tanto, el algoritmo MLPT desarrollado tiene cuatro parámetros: Δi_d , τ_i , τ_d y f_{LPF} . Estos parámetros, cuando están bien ajustados, aumentan la probabilidad de que el algoritmo tome la decisión adecuada en la próxima iteración, puesto que sirven para facilitar que el algoritmo compare con éxito la potencia consumida en los dos últimos puntos de funcionamiento. El ajuste de estos parámetros obedece a un compromiso: cuanto más peso se le da a que el MLPT tome la decisión correcta en cada iteración, más tiempo tarda en converger hacia el punto de mínimas pérdidas. De la misma forma, aumentar la resolución de i_d (disminuir el tamaño de los escalones) implica o bien ralentizar la convergencia o bien disminuir la probabilidad de decisión correcta.

7.3. Resultados de simulación para el MLPT.

En esta sección se presenta, con fines ilustrativos, una pequeña selección de los resultados de simulación obtenidos en esta tesis. El objetivo de estas simulaciones fue tanto comprobar la viabilidad del MLPT propuesto – utilizando para ello un modelo de precisión suficiente para evitar desviaciones importantes entre estos resultados y los ensayos de laboratorio – como depurar el algoritmo y ajustar los parámetros anteriormente mencionados.

Como era de esperar tras los análisis y conclusiones de las secciones 4.4.4 y 6.5, los resultados de simulación no pueden considerarse muy alentadores, dado que el margen de mejora – tanto en términos de rendimiento como de adaptabilidad – es muy pequeño. Además, las simulaciones apuntan a que el control MLPT presenta numerosos inconvenientes de tipo práctico.

7.3.1. Modelo de simulación.

Todas las simulaciones fueron realizadas en Simulink®, empleando un modelo de simulación muy parecido a los ya mencionados a lo largo de todo este capítulo (secciones 2.3, 4.1.1, 4.2.6, 4.3 y 5.3) pero que los integra a todos en un único modelo definitivo, y que incluye los siguientes elementos principales:

- Un modelo de batería, basado en aquellos descritos en el Capítulo 2 (pero sin incorporar la parte térmica ni la parte de envejecimiento).

- Un convertidor DC-DC con topología *interleaving* de dos ramas, idéntico al empleado en el Capítulo 2 (pérdidas incluidas).
- Un sistema de control para el DC-DC, muy similar al descrito en el Capítulo 2 (control de corriente mediante un regulador PI que determina los ciclos de trabajo PWM de las dos ramas *interleaved*).
- Un inversor trifásico, modelado de forma análoga al DC-DC (pérdidas incluidas según la sección 4.2).
- Un sistema de control para el inversor, consistente en un control de alto nivel (estrategia de control) y un control de bajo nivel (técnica de modulación o de conmutación). Entre las estrategias de control implementadas se encuentran la MTPA convencional (la obtenida a partir de ensayos; Figura 3.60b) y el MLPT propuesto, con todas las variantes incluidas en esta sección y en la siguiente. La técnica de modulación es el control de corriente por banda de histéresis convencional (banda única y de ancho constante) mencionado con anterioridad en este capítulo.
- Un modelo de MSiPI, tal y como se describió en la sección 4.4.1.
- Un VE, modelado a partir de una carga equivalente tanto en inercia como en par resistente, tal y como se describió en el modelo de la sección 2.3.
- Un ciclo de funcionamiento o ciclo de conducción, definido como un perfil en el tiempo de la velocidad del vehículo (véase como ejemplo la Figura 3.10 en la sección 2.3).

Figura 3.83. Nivel superior (*root level*) del modelo de Simulink® empleado en esta sección. Dentro del bloque “Motion control” es donde se implementan las distintas estrategias de control: MTPA, MLPT, etc.

En los resultados de simulación presentados a continuación, siempre que se hable de rendimiento y mientras no se especifique lo contrario, se está haciendo referencia al rendimiento del accionamiento completo sin incluir las pérdidas en el sistema de almacenamiento de energía ni las pérdidas mecánicas y aerodinámicas en el vehículo:

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{BAT}} = \frac{T \cdot \omega}{T \cdot \omega + Perd_{DC-DC} + Perd_{DC-AC} + Perd_{MSiPI}} \quad (3.102)$$

donde P_{BAT} es la potencia entregada por las baterías, T y ω son el par y la velocidad de la MSiPI, $Perd_{DC-DC}$ representa las pérdidas del convertidor DC-DC (Capítulo 2), $Perd_{DC-AC}$ son las pérdidas del inversor (Figura 3.52) y $Perd_{MSiPI}$ se refiere a las pérdidas de la MSiPI (ecuación (3.78) y Figura 3.51).

7.3.2. Simulaciones en régimen permanente. Comparativa en régimen permanente entre el control MTPA y el MLPT en condiciones ideales y en condiciones más realistas.

La Figura 3.84 muestra los resultados de una simulación en régimen permanente a 1500 rpm y carga de 10 Nm o del 46% (punto de operación de pérdidas en el hierro muy elevadas en términos relativos, y por lo tanto punto en el que la diferencia entre el MTPA y el MLPT debería ser significativa). La figura incluye dos casos: un control MTPA ideal (suponiendo que la trayectoria MTPA es perfectamente conocida) y un control MTPA erróneo (en el cual la MTPA pre-programada no coincide exactamente con la MTPA real, por ejemplo por variaciones de los parámetros de la máquina con la temperatura). Los resultados muestran que, en términos globales, la penalización energética por usar una MTPA incorrecta son poco significativos: 3.4 W de pérdidas adicionales para este punto de operación concreto (incremento del 1.5%).

La Figura 3.85a muestra los resultados de un control MLPT con $\Delta i_d = 0.15 \text{ A}$, $\tau_i = 2 \text{ s}$, $\tau_d = 0.5 \text{ s}$ (25%) y $f_{LPF} = 10 \text{ Hz}$ en condiciones ideales (en ausencia de ruido de medida / ruido blanco en la medida de potencia). Esto quiere decir que la medida de la potencia consumida por el accionamiento está condicionada por las dinámicas, los transitorios y las conmutaciones de todo el sistema, pero no por la calidad de la medida es sí misma. En otras palabras, la probabilidad de equivocación del algoritmo MLPT es pequeña (a pesar de lo cual el algoritmo falla en una ocasión, en $t=20 \text{ s}$).

Figura 3.84. Simulación en régimen permanente a 1500 rpm y carga del 46% para: (a) un control MTPA ideal; (b) un control MTPA con un error del 15% en i_d .

Nótese que en todas estas simulaciones las variaciones de i_d se aplican con escalones puros, lo cual tiene poco sentido en la práctica. La utilización de rampas en lugar de escalones conlleva un funcionamiento mucho más suave y una reducción del estrés al que se somete al motor, como se verá en los ensayos experimentales del apartado 7.4. En las simulaciones se ha optado por escalones porque ilustran más claramente el funcionamiento del algoritmo.

El punto de partida para la simulación es el punto de operación correspondiente a la MTPA ideal (MTPA correcta). Como muestran los resultados, el control MLPT realiza decrementos sucesivos de i_d para optimizar aún más las pérdidas, consiguiendo una disminución en régimen permanente de unos 5 W (reducción del 2.1%). Esta disminución se hace a costa de

Figura 3.85. Simulación en régimen permanente a 1500 rpm y carga del 46% para: (a) un control MLPT con medida de potencia ideal; (b) un control MLPT con ruido blanco en la medida de potencia.

las pérdidas en el hierro, que se reducen en más de 7 W, mientras que las pérdidas en el cobre (que son las que optimiza la trayectoria MTPA) aumentan en 2 W. En este caso, el rendimiento global del sistema de tracción (sin contar las pérdidas en las baterías) aumenta en un 0.2% con respecto al control MTPA ideal.

La Figura 3.85b muestra los resultados del mismo control MLPT pero con $\Delta i_d = 0.30$ A y añadiendo ruido blanco de amplitud considerable (± 30 W) y de baja frecuencia (y por lo tanto más perturbador) a la medida de la potencia. Como puede observarse, la inclusión del ruido de medida hace que se pierda parte de la mejora de la eficiencia conseguida por el MLPT ideal, puesto que la reducción de las pérdidas se queda en 3.4 W y la mejora del rendimiento en un 0.14%.

Estos resultados no son del todo halagüeños, y más si se tiene en cuenta que el punto de operación escogido debería beneficiar al MLPT por ser un punto de alta velocidad (pérdidas en el hierro elevadas). De hecho, en puntos de operación de baja corriente y pocas pérdidas en el hierro (bajo par y baja velocidad), el MLPT se comporta considerablemente peor debido a la falta de precisión asociada a la medida de la potencia consumida, hasta el punto de empeorar el rendimiento de la MTPA ideal, tal y como resume la Tabla 3.9.

Nótese que para algunos puntos de operación de los incluidos en dicha tabla (por ejemplo, 500 rpm y 10 Nm) el MLPT con ruido conlleva mayores pérdidas en la MSIPI que la MTPA ideal, a pesar de lo cual logra mejor rendimiento global. Esto constituye un magnífico ejemplo de la diferencia existente entre optimizar las pérdidas en la máquina y hacerlo en todo el accionamiento.

Tabla 3.9. Resumen de resultados de simulación en régimen permanente para varios puntos de funcionamiento. La primera cifra son las pérdidas de la MSIPI y la segunda el rendimiento global (valores medios en ambos casos).

Velocidad [rpm]	Par [Nm]	Control / caso			
		MTPA ideal	MTPA errónea	MLPT ideal	MLPT con ruido
500	10	91.5 W 77.67%	92.2 W 77.61%	91.1 W 77.89%	93.1 W 77.69%
500	20	243.0 W 76.62%	246.6 W 76.42%	243.7 W 76.66%	244.4 W 76.63%
1000	10	148.6 W 83.77%	151.8 W 83.62%	147.7 W 83.91%	148.6 W 83.82%
1500	10	225.2 W 85.36%	228.6 W 85.23%	220.5 W 85.56%	221.8 W 85.50%
1500	20	405.6 W 87.20%	412.1 W 87.03%	403.5 W 87.23%	405.6 W 87.19%
1800	5	205.3 W 79.90%	206.7 W 79.84%	201.7 W 80.06%	203.2 W 79.95%

7.4. Resultados experimentales preliminares.

En este apartado se presentan los primeros resultados experimentales obtenidos con el control MLPT propuesto. Lamentablemente, los ensayos realizados hasta la fecha no pueden considerarse definitivos ni concluyentes por diversos motivos que se describirán a lo largo de esta sección.

La mayoría de los ensayos incluidos en este documento fueron realizados en puntos de funcionamiento par-velocidad similares, caracterizados por un par moderado y una velocidad cercana a la asignada. El motivo para elegir esta zona de operación es que es la más relevante desde el punto de vista energético, tal y como se vio en la sección 2.3.

7.4.1. Bancada de ensayos.

La bancada empleada durante todos los ensayos incluidos en esta sección es la mostrada en la Figura 3.86. La fuente de energía convencional de un VE, la batería, se sustituyó por un autotransformador regulable conectado a la red. Dado que dicho transformador permite controlar la tensión de continua U_{DC} , y en aras de una mayor simplicidad, se empleó un rectificador pasivo en lugar de un convertidor DC-DC convencional. Por último, para la emulación de la carga (inercia y par resistente) se empleó la MI original (a partir de la cual se diseñó la MSIPI; véase la Figura 3.23) conectada a una carga RC. El lector interesado encontrará información detallada sobre la bancada en [1].

Figura 3.86. Esquema de la bancada de laboratorio empleada durante los ensayos preliminares (carga MI+RC).

Una de las limitaciones de esta topología es que el par resistente proporcionado por el conjunto MI+RC es tanto insuficiente (límites de velocidad y de potencia de 1300 rpm y 2.2 kW, respectivamente), como de poca calidad (el rizado de la potencia en régimen permanente es del mismo orden de magnitud que las variaciones de potencia entregada por el variac debida a los escalones de i_d , lo cual disminuye la repetitividad de los ensayos y dificulta la extracción de conclusiones definitivas). Para paliar estas limitaciones, y tras una primera tanda de ensayos poco concluyentes, se sustituyó el conjunto MI+RC por una Máquina Síncrona con devanado de excitación rotórico, de 5 kVA de potencia, conectada a una carga resistiva (conjunto MS+R). La Figura 3.87 muestra ambas bancadas.

7.4.2. Ensayos de sensibilidad.

El primer grupo de ensayos buscaba demostrar la viabilidad del método propuesto. Esto pasaba por conseguir distinguir entre distintos puntos de funcionamiento a efectos de pérdidas, con una sensibilidad suficiente para que el control MLPT sea claramente ventajoso frente al MTPA convencional, sin emplear para ello equipos de medida especiales ni sofisticados. Concretamente, en todos los ensayos de esta tesis se utilizaron sondas de tensión y de corriente de efecto Hall de prestaciones estándar.

Figura 3.87. Bancadas de laboratorio empleadas durante los ensayos preliminares (MI+RC) y durante los ensayos definitivos (MS+R).

La Figura 3.88a-c muestra los resultados de uno de estos ensayos, realizado a 1100 rpm y 1 kW (par 0.4. p.u.). Los escalones de i_d , de 0.25 A de amplitud y 20 segundos de duración, se muestran en la Figura 3.88a, mientras que la potencia consumida del variac y la corriente de fase consumida por el motor se muestran en la Figura 3.88b y en la Figura 3.88c, respectivamente. Como puede observarse en estos dos últimos gráficos, el valor de i_d que minimiza la corriente no se corresponde con el que minimiza la potencia, lo cual es buena noticia puesto que significa que ambos puntos – el perteneciente a la MTPA y el perteneciente a la ME – son distinguibles. La mala noticia es que para un rango relativamente amplio de i_d (de -1.5 a -1.85 A para este ensayo concreto), las diferencias de potencia consumida son insignificantes: inferiores a 2 W. Por supuesto, esto implica que optimizar dentro de ese rango es muy difícil y al mismo tiempo muy poco importante, pero en cualquier caso este hecho complica la implementación práctica del MLPT, como ya se concluyó a partir de las simulaciones de la sección anterior.

En el caso de la Figura 3.88d-f, correspondiente a otro punto de funcionamiento de menos velocidad y más par (menos pérdidas en el hierro y más pérdidas en el cobre), los resultados no son prometedores. En este caso los escalones de i_d son de 0.20 A, y los resultados muestran que el valor de i_d que minimiza la potencia coincide con el que minimiza la corriente.

Esta diferencia de sensibilidad entre puntos de funcionamiento era esperable, puesto que ya había sido anticipada por los resultados de simulación del apartado anterior. Dependiendo de la proporción entre las pérdidas en el cobre y las pérdidas en el hierro, el potencial de optimización del MLPT sobre la trayectoria MTPA será mayor o menor.

La Figura 3.89 muestra la corriente y la potencia consumidas en cuatro puntos de operación distintos (incluidos los dos de la Figura 3.88) en función de la corriente i_d . Los cuatro gráficos constituyen un buen ejemplo de cómo la proporción entre las pérdidas en el cobre y en el hierro afecta a la capacidad de distinguir entre el punto de mínima corriente y el de mínima potencia. Estos resultados sugieren que la estrategia de control MLPT sólo es viable en la práctica para puntos de funcionamiento de velocidad media / alta y carga baja / media, al menos para la MSIPI objeto de esta tesis.

Figura 3.88. Ensayos de sensibilidad a par y velocidad constantes: (a)(d) escalones de i_d ; (b)(e) potencia consumida del variac; (c) corriente de fase consumida por la MSIPI; (f) corriente RMS consumida por la MSIPI.

Figura 3.89. (a-d) Ensayos de sensibilidad a par y velocidad constantes: Potencia y corriente consumidas en función de la corriente i_d para el mismo punto de funcionamiento par-velocidad.

7.4.3. Ensayos de ajuste de parámetros.

Como se describió en la sección 7.2, el control MLPT desarrollado incluye un bloque de procesamiento de la medida de potencia y un bloque de toma de decisiones caracterizados por contener un total de 4 parámetros: Δi_d , τ_i , τ_d y f_{LPF} . A pesar de que las simulaciones descritas en la sección anterior sirvieron para determinar de forma aproximada el valor de dichos parámetros, la experiencia de los primeros ensayos de laboratorio dejó clara la necesidad de efectuar un ajuste definitivo basado en resultados empíricos.

A modo de ejemplo, la Figura 3.90 muestra la diferencia entre los resultados experimentales correspondientes al MLPT empleado en las simulaciones y los obtenidos al aplicar el MLPT tras este ajuste empírico de parámetros, ambos con $\tau_i = 10$ (tiempo entre decisiones). Como puede observarse, unos valores adecuados de estos parámetros pueden mejorar significativamente la toma de decisiones del algoritmo, y consecuentemente la mejora de eficiencia energética conseguida.

Cabe destacar que la diferencia de potencia entre el MLPT sin ajustar y el MLPT ajustado no es especialmente significativa, a pesar de la enorme diferencia que existe entre ambos con respecto a las corrientes i_d e i_q . Esto no resulta sorprendente, pues como se vio en la sección 4.4, el margen de optimización es muy pequeño en términos de potencia aunque no lo sea en términos de corriente. Además, este resultado es coherente con el obtenido en el ensayo anterior: una variación considerable de i_d en la zona del óptimo de potencia no conlleva una variación significativa de la potencia consumida.

Figura 3.90. Diferencia entre un control MLPT con parámetros inapropiados y otro con parámetros más adecuados: (a) corriente i_d ; (b) corriente i_q ; (c) potencia consumida.

7.4.4. Ensayos de escalón de carga.

Aunque el control MLPT está ideado para optimizar pérdidas en régimen permanente, es conveniente que tolere y se adapte con rapidez a cambios en el par resistente. Al igual que ocurre con el MPPT en fotovoltaica, la precisión a la hora de detectar el punto de mínimas pérdidas está reñida con la velocidad de respuesta ante cambios de consigna: cuanto mayor sea el tiempo entre decisiones τ_i y cuanto menor sea el escalón de corriente Δi_d , más se afina en la detección del óptimo pero más lento se reacciona ante cambios en la carga (salvo que se implemente un control adaptativo, por ejemplo mediante escalones de i_d variables).

Esta lentitud de respuesta se pone de manifiesto en el ensayo mostrado en la Figura 3.91a-c, en el cual se produce un escalón de carga desde el 30% al 70 % aproximadamente en el instante $t = 20$ y una rampa de carga desde el 70% hasta el 30% entre $t = 120$ y $t = 130$ segundos. Como muestran los dos gráficos superiores (a) y (b), el MLPT con $\tau_i = 4$ (MLPT 1 en la leyenda) tarda 40 segundos en converger hacia el nuevo punto óptimo de operación, lo cual resulta muy ineficiente dado que durante dicho transitorio la eficiencia energética empeora. Además, el accionamiento pierde capacidad de par durante esos 40 segundos, ya que el regulador de velocidad sólo puede modificar la corriente i_q , infrutilizándose por tanto la componente de par de reluctancia de la MSIP. Reducir el tiempo entre decisiones a $\tau_i = 3$ ayuda a acelerar el transitorio, pero produce un efecto perjudicial en régimen permanente porque conlleva un aumento del número de decisiones erróneas (MLTP 2 en la leyenda de la Figura 3.91-c). El comportamiento para la rampa de carga en $t = 120$ es análogo.

La Figura 3.91d-f muestra los resultados de otro ensayo análogo al anterior, pero en el cual el control MLPT funciona incluso peor. Esto se debe a la última decisión tomada por el algoritmo antes de que se produzcan las dos variaciones de carga, que en este caso son de sentido contrario al del ensayo de la Figura 3.91a-c. La consecuencia de esto es que el algoritmo confunde la variación de carga con una optimización de la potencia consumida, por lo que profundiza en el error: no sólo no se acerca al nuevo punto óptimo de operación, sino que inicialmente se aleja de él, retrasando la convergencia y comprometiendo la eficiencia energética. Esto es especialmente claro en la Figura 3.91d entre $t = 120$ y $t = 150$ segundos.

Figura 3.91. Ensayos con escalón y con rampa de carga: (a-c) Diferencia entre un control MTPA, un control MLPT con decisiones cada 4 segundos y otro con decisiones cada 3 segundos; (d-f) Ejemplo de cómo el algoritmo MTPA confunde la variación de carga con una optimización del consumo, retrasando la convergencia.

Para paliar los inconvenientes anteriormente mencionados es aconsejable modificar el control MLPT de forma que:

- 1) Se limite su funcionamiento a régimen permanente. Aunque la única condición para que el algoritmo opere es que la consigna de velocidad n^* sea constante, en la práctica es mucho más eficiente dejar que el control MTPA se encargue de todos los transitorios, no sólo de los de velocidad sino también de los de par. Esto se podría implementar utilizando el error de velocidad, definido como la diferencia entre la consigna de velocidad y la velocidad real:

$$|n_{error}| = |n^* - n| \begin{cases} |n_{error}| > tol \Rightarrow MTPA \\ |n_{error}| < tol \Rightarrow MLPT \end{cases} \quad (3.103)$$

- 2) Alternativamente, el MLPT puede hacerse cargo de los transitorios de par, pero dotándolo de mayor velocidad de respuesta mediante escalones de i_d de amplitud variable (de forma que el algoritmo detecte situaciones transitorias y que emplee perturbaciones de mayor amplitud hasta converger al nuevo óptimo por primera vez). El inconveniente de esta modificación es que sigue sin solucionar el problema de las rampas de carga (de hecho, lo acentúa, puesto que los escalones erróneos serían mayores). La única forma de indicarle al algoritmo que se está produciendo una variación de la carga es mediante una medida o una estimación del par electromagnético, lo cual complica considerablemente el control (recuérdese que uno de los objetivos era que el control resultante fuese sencillo y libre de parámetros).

7.4.5. Ensayos de rendimiento (comparación entre estrategias de control).

A pesar de que el algoritmo MLPT desarrollado no está en absoluto optimizado (de hecho, los ensayos anteriores ya han puesto de manifiesto algunas debilidades y posibles soluciones), resulta de interés hacer un primer ensayo comparativo a efectos de rendimiento para

valorar el potencial del control propuesto. En este ensayo se incluyeron 4 alternativas o estrategias de control:

- $i_d = 0$ (sin debilitamiento de campo y sin par de reluctancia).
- MTPA correcta ($i_d = -1.40$).
- MTPA errónea (25% menos de debilitamiento de campo: $i_d = -1.06$).
- MLPT (en promedio, $i_d = -1.45$).

Los resultados de uno de estos ensayos, realizados con la primera bancada de laboratorio (par resistente mediante MI+RC, Figura 3.87) se incluyen en la Figura 3.92. Observaciones:

- 1) El MLPT con ajuste general oscila en torno a $i_d = -1.55$. Una vez más, el algoritmo se desvía del óptimo considerablemente en al menos dos ocasiones ($t=70$ y $t=145$ segundos). Esto penaliza a su consumo promedio, ya que la i_d promedio es de -1.45 y por lo tanto debería conllevar menos pérdidas que la MTPA.
- 2) En cuanto a la potencia consumida, los resultados son los siguientes (conclusión extraída a partir de todos los ensayos, y no sólo el de la Figura 3.92):

$$P_{i_d=0} \gg P_{MTPA \text{ errónea}} > P_{MTPA} \approx P_{MLPT} \quad (3.104)$$

Es decir, que los resultados no son concluyentes con respecto a qué algoritmo de los dos candidatos (MTPA correcta y MLPT) tiene mejor eficiencia energética. En general, el segundo obtiene mejor eficiencia en puntos de operación de baja corriente y/o alta velocidad, pero el primero vence en el resto de situaciones.

- 3) Para el caso concreto de la Figura 3.92, el control que presenta menos pérdidas promedio es el correspondiente a la MTPA correcta (si bien la diferencia con el MLPT es muy pequeña). En otros ensayos ocurrió lo contrario, incluso para un mismo punto de funcionamiento par-velocidad. La baja calidad de la medida de potencia y las consecuentes decisiones incorrectas del MLPT implican una baja repetitividad de los ensayos.

Figura 3.92. Ensayo de rendimiento en régimen permanente: (a-d) corriente i_d ; (e-h) potencia consumida.

Dada la baja repetitividad de los ensayos preliminares, realizados con la bancada de laboratorio original (par resistente dado por el conjunto MI+RC), se repitieron los ensayos con la segunda bancada (conjunto MS+R), que además disponía de una medida de potencia de más calidad. Otra diferencia con los ensayos previos es que la desviación de la trayectoria MTPA errónea se fijó en un 20% en lugar del 25% anterior. La Figura 3.93 muestra, a modo de ejemplo, los resultados de dos de estos ensayos, efectuados en puntos de operación de potencia similar pero de distinta proporción entre pérdidas en el cobre y pérdidas en el hierro. En ambos casos, el control MLPT opera con un valor promedio de i_d mayor ($i_d < 0$) que el control MTPA, por lo que logra reducir ligeramente las pérdidas y por lo tanto el consumo. Sin embargo, el beneficio es mayor en el segundo ensayo, puesto que se trata de un punto de funcionamiento de más velocidad y menos par.

El resto de los ensayos realizados sirvieron para confirmar las conclusiones preliminares enumeradas en la página anterior. En general, el control MLPT mejora ligeramente la eficiencia energética de aquellos puntos de operación por encima de 1000 rpm (la velocidad asignada de la máquina es de 1500 rpm) con respecto al control MTPA. Esta mejora es del orden de 1 a 5 W en términos absolutos (del 0.1 al 0.5% en términos relativos), y conlleva un incremento del rendimiento del 0.1 al 0.25% también en términos absolutos. Estos valores son coherentes con los resultados de simulación del apartado 7.3 y con los análisis presentados en la sección 6. Sin embargo, en otros puntos de funcionamiento de más par y/o menos velocidad, la diferencia entre el MTPA y el MLPT no sólo se acorta sino que se invierte, de forma que el primero logra mejores rendimientos. Este resultado es esperable, y supone que en la práctica el MLPT no debe aplicarse a baja velocidad.

Figura 3.93. Ensayo de rendimiento en régimen permanente: (a-d) a 1000 rpm y 65% de carga; (e-h) a 1250 rpm y 40% de carga.

7.5. Conclusiones preliminares y próximos pasos.

Tras los análisis y ensayos experimentales presentados en los apartados anteriores (que fueron realizados en una única máquina, con una versión básica del algoritmo MLPT, y en un

rango de puntos de operación limitado) se pueden extraer las siguientes conclusiones preliminares:

- 1) Aunque el control MLPT desarrollado en esta tesis fue ideado para situaciones con consigna de velocidad n^* constante, en la práctica debe limitarse su aplicación a régimen permanente. En otras palabras, el MLPT no resulta adecuado para gestionar transitorios de carga.
- 2) Dos de las principales desventajas de los métodos de búsqueda como el MLPT, el estrés que suponen para el motor y el consecuente ruido acústico, pueden paliarse notablemente mediante la utilización de rampas de i_d^* en lugar de escalones.
- 3) En la práctica, el control MLPT logra mejorar el rendimiento total del accionamiento en régimen permanente en unas pocas décimas (entre un 0.1% y un 0.3%), pero sólo para puntos de funcionamiento favorables, que son aquellos en los que la proporción entre las pérdidas en el hierro y las pérdidas en el cobre es alta (puntos de alta velocidad y/o baja carga).
- 4) El control MLPT desarrollado es robusto frente a variación de parámetros de la máquina, pero a su vez requiere que sus propios parámetros Δi_d , τ_i , τ_d y f_{LPF} estén correctamente ajustados, lo cual anula la ventaja inicial.

A la vista de los primeros resultados obtenidos, descritos en la sección anterior, el autor opina que el control MLPT propuesto carece de interés en la mayoría de aplicaciones, siendo interesante sólo en aplicaciones de alta velocidad (de altas pérdidas en el hierro). Para estos casos, debe profundizarse en el estudio del MLPT siguiendo tres líneas de actuación:

- 1) Depuración del algoritmo MLPT, y en especial la toma de decisiones, mediante la implementación de una o varias de las siguientes mejoras:
 - a. Ajuste óptimo de los parámetros: Δi_d , τ_i , τ_d y f_{LPF} .
 - b. Utilización de parámetros adaptativos (dependientes del punto de operación).
 - c. Implementación de lógica difusa para mejorar la toma de decisiones, como en [111].
- 2) Restricción de la aplicación del MLPT a situaciones en las que resulta claramente ventajoso, lo que en la práctica conlleva:
 - a. Utilización de la trayectoria MTPA en transitorios de par, y no sólo en transitorios de velocidad.
 - b. Utilización de la trayectoria MTPA en régimen permanente cuando la velocidad sea baja o cuando el par sea elevado.
- 3) Profundizar en el análisis de las otras ventajas del MLPT, como su robustez ante variación de parámetros.

8. Resumen y conclusiones.

En este capítulo se ha abordado, desde distintas perspectivas, el estudio del conjunto inverter+motor+control del sistema de tracción de un Vehículo Eléctrico (VE). Concretamente, se han analizado aspectos de eficiencia energética, pérdidas, frecuencia de conmutación y capacidad de *self-sensing*, todo ello desde el punto de vista del diseño de la máquina eléctrica y del control del sistema. Específicamente, el accionamiento analizado se caracteriza por:

Tabla 3.10. Características del accionamiento de tracción estudiado en esta tesis.

Tipo de máquina	Máquina Síncrona de Imanes Permanentes Interiores (MSIPI) de flujo radial.
Tipo de convertidor electrónico	Inversor trifásico (6 IGBTs).
Técnica de modulación (conmutación)	Control de corriente en banda de histéresis.
Estrategias de control	Basada en modelos (punto de partida): <i>Maximum Torque Per Ampere</i> (MTPA). Basada en búsqueda online (propuesta): <i>Minimum Losses Point Tracking</i> (MLPT).
Topología del resto del sistema	Se ha considerado que la tensión DC es regulable (que existe un convertidor DC-DC).

Al lector familiarizado con este tipo de accionamientos le habrá llamado la atención que tanto la técnica de modulación (histéresis) como la estrategia de control (MLPT) sean propuestas relativamente antiguas, y que no se haya optado por un Space Vector Modulation (SVM) y por un control Maximum Efficiency (ME) basado en un modelo de la máquina, cuando ambas propuestas (SVM+ME) están mucho más aceptadas y son mucho más investigadas en la actualidad. En esta tesis se optó por la combinación histéresis+MLPT principalmente por un motivo: las ventajas que suponen los sistemas de control con el menor número posible de parámetros. Uno de los objetivos de esta tesis es centrar el estudio del control en alternativas muy robustas frente a variación de parámetros de la máquina. Una excelente forma de conseguir esta robustez es minimizando el número de parámetros presente en el sistema de control. La combinación histéresis+MLPT es muy competitiva en este sentido, puesto que no necesita ni un solo parámetro de la máquina, carece de *Look-Up Tables* y sólo tiene tres reguladores PI (el de velocidad, que sólo tiene sentido en el control de cruce, y los dos del compensador de fuerza contraelectromotriz; véase la Figura 3.63). Además, ninguno de estos tres reguladores es esencial desde el punto de vista de la dinámica del accionamiento.

A grandes rasgos, las tareas desarrolladas en esta parte de la tesis fueron las siguientes: optimización, diseño y construcción del rotor de una MSIPI para accionamientos de tracción, desarrollo de una metodología para estimar la capacidad de *self-sensing* de dicha máquina, elaboración de un modelo de pérdidas avanzado para el conjunto inversor+MSIPI, y análisis e implementación de una estrategia de control basada en la búsqueda en tiempo real del punto de mínimas pérdidas.

A pesar de que la inmensa mayoría de los desarrollos descritos en este capítulo son originales, lamentablemente muchos de ellos no resultan novedosos, puesto que ya han sido publicados por otros autores (algunos muy recientemente). Aunque las metodologías y los desarrollos concretos presentan diferencias, los conceptos, los resultados y las conclusiones son muy similares, lo cual compromete la novedad del estudio realizado en esta parte de la tesis.

En cuanto a las conclusiones obtenidas a lo largo de todo este capítulo, al autor le gustaría destacar las siguientes:

- 1) Las máquinas eléctricas para accionamientos de altas prestaciones deben diseñarse y optimizarse en base a todos los puntos de operación par-velocidad, y no sólo al punto de funcionamiento asignado. Esto requiere analizar previamente en qué puntos trabajará el accionamiento, para lo cual es necesario conocer los ciclos de trabajo esperados (por ejemplo, los ciclos de conducción en el caso de VEs). El análisis y la ponderación de estos puntos de funcionamiento debe hacerse con criterios coherentes con los objetivos de diseño (por ejemplo, si el objetivo es optimizar la eficiencia energética, estos puntos de funcionamiento deben ponderarse por energía).

- 2) El diseño de un accionamiento eléctrico debe afrontarse desde el punto de vista global. Con las herramientas de análisis y los conocimientos actuales, no tiene sentido diseñar una parte sin tener en cuenta cómo afecta al resto. Igual que el diseño de una MSIPI obedece a un compromiso electromagnético-mecánico-térmico, el diseño de un sistema de tracción debe afrontarse desde un punto de vista global y no componente a componente. Por ejemplo, introducir un DC-DC en un accionamiento de tracción puede no tener sentido desde el punto de vista del rendimiento si sólo se consideran las pérdidas individuales de cada elemento, pero resulta una opción muy recomendable cuando se considera la eficiencia global del sistema, ya que el DC-DC posibilita la variación de la tensión de continua y por lo tanto la optimización de las pérdidas en muchos otros elementos, tales como la máquina eléctrica.
- 3) Como muchos investigadores de prestigio vienen afirmando desde hace años, diseñar y controlar una máquina eléctrica son una misma tarea y deberían ser una misma disciplina. Dos ejemplos muy claros de esto son el control *sensorless* y la capacidad de *self-sensing* de una máquina, y la optimización de las pérdidas durante la fase de diseño en función de qué técnica de modulación se prevé utilizar.
- 4) Los modelos tradicionales de pérdidas tienden a ser demasiado optimistas en la estimación de las pérdidas de una máquina eléctrica rotativa. Esto se debe a que estas herramientas están basadas a su vez en modelos de la máquina mono-frecuencia, válidos únicamente para la frecuencia fundamental. En presencia de un convertidor electrónico, la alimentación de una máquina eléctrica siempre tendrá un cierto contenido armónico que además dará lugar a armónicos temporales del campo magnético, y ambos fenómenos deben incluirse en el modelo para estimar las pérdidas correctamente.
- 5) A pesar del dominio que el SVM ejerce sobre otras alternativas a día de hoy, y a pesar de que los controles basados en modelos (MTPA, ME, etc.) están mucho más extendidos que los controles basados en búsquedas (MLPT y similares), es importante recordar las ventajas de los segundos frente a los primeros, puesto que para ciertas aplicaciones pueden resultar más interesantes estos últimos.

Finalmente, y aunque el siguiente aspecto no se haya estudiado en esta tesis, el autor es de la opinión de que conviene abandonar la idea de que una máquina eléctrica de alterna debe tener una alimentación sinusoidal. Este concepto tenía sentido cuando no había otra alternativa, pero el desarrollo de la electrónica de potencia implica muchas otras posibilidades, y supone en muchos casos facilitar el diseño de la máquina y optimizar algunos factores de operación. A estos efectos, un convertidor electrónico puede entenderse como una fuente controlable de corriente, o incluso como una fuente controlable de flujo (tal y como proponen los autores de [112]), de forma que la tensión y la corriente sean meras variables intermedias. Una vez más, diseñar un accionamiento desde un punto de vista global abre nuevas e interesantes posibilidades.

9. Bibliografía.

- [1] P. Moreno-Torres, M. Blanco, M. Lafoz, and J. Arribas, "Educational Project for the Teaching of Control of Electric Traction Drives," *Energies*, vol. 8, p. 921, 2015.
- [2] P. C. Moreno-Torres, "Desarrollo de una plataforma de laboratorio para el estudio de sistemas de tracción en vehículos eléctricos," ETSII - UPM, 2010.
- [3] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, "Chapter 3. Design of Magnetic Circuits," in *Design of Rotating Electrical Machines*, 2nd ed.: Wiley, 2013.
- [4] T. Sebastian, "Temperature effects on torque production and efficiency of PM motors using NdFeB magnets," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, pp. 353-357, 1995.
- [5] A. R. Tariq, C. E. Nino-Baron, and E. G. Strangas, "Overload Considerations for Design and Operation of IPMSMs," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 921-930, 2010.
- [6] H. B. Pacejka, *Tyre and Vehicle Dynamics*: Butterworth-Heinemann, 2006.
- [7] E. Schaltz, "Chapter 1. Electrical Vehicle Design and Modeling," in *Electric Vehicles - Modelling and Simulations*: InTech, 2011, pp. 1-24.
- [8] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design (Second Edition)*: CRC Press, 2009.
- [9] Q. Xu, S. Cui, L. Song, and Q. Zhang, "Research on the Power Management Strategy of Hybrid Electric Vehicles Based on Electric Variable Transmissions," *Energies*, vol. 7, p. 934, 2014.
- [10] G. K. Batchelor, *An Introduction to Fluid Dynamics*: Cambridge Mathematical Library, 2000.
- [11] M. André, "The ARTEMIS European driving cycles for measuring car pollutant emissions," *Science of The Total Environment*, vol. 334-335, pp. 73-84, 2004.
- [12] A. Mahmoudi, S. Kahourzade, N. A. Rahim, and W. P. Hew, "Design, Analysis, and Prototyping of an Axial-Flux Permanent Magnet Motor Based on Genetic Algorithm and Finite-Element Analysis," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1479-1492, 2013.
- [13] J. Sang-Yong, J. Hochang, H. Sung-Chin, J. Hyun-Kyo, and L. Cheol-Gyun, "Optimal Design of Direct-Driven PM Wind Generator for Maximum Annual Energy Production," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 1062-1065, 2008.
- [14] ANSYS, "Chapter 21. Optimetrics," 2012.
- [15] P. Virtic, M. Vrazic, and G. Papa, "Design of an Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine Using Analytical Method and Evolutionary Optimization," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-1, 2015.
- [16] C. -L. Hwang and A. S. M. Masud, *Multiple Objective Decision Making — Methods and Applications*: Springer-Verlag, 1979.
- [17] W. Shanshan, D. D. Reigosa, Y. Shibukawa, M. A. Leetmaa, R. D. Lorenz, and L. Yongdong, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Design for Improving Self-Sensing Performance at Very Low Speed," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1939-1946, 2009.
- [18] N. Limsuwan, Y. Shibukawa, D. Reigosa, and R. D. Lorenz, "Novel design of flux-intensifying interior permanent magnet synchronous machine suitable for power conversion and self-sensing control at very low speed," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 555-562, 2010.
- [19] A. R. Tariq, C. E. Nino-Baron, and E. G. Strangas, "Consideration of magnet materials in the design of PMSMs for HEVs application," in *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1-6, 2011.
- [20] R. Dutta, L. Chong, and F. M. Rahman, "Analysis and experimental verification of losses in a concentrated wound interior permanent magnet machine," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 48, pp. 221-248, 2013.
- [21] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, pp. 1359-1394, 2002.
- [22] J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Machines - With or Without Signal Injection?," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 7-30, 2006.
- [23] R. Kennel, "Encoderless control of synchronous machines with permanent magnets - impact of magnetic design," in *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 19-24, 2010.
- [24] S. Zhao, "Modeling and Control of a PMSynRel Drive for a Plug-In Hybrid Electric Vehicle," KTH Electrical Engineering, Stockholm, Sweden, 2011.
- [25] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended EMF Models Considering Magnetic Saturation With Online Parameter Identification," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 1264-1274, 2006.
- [26] A. Ghaderi and T. Hanamoto, "Wide-Speed-Range Sensorless Vector Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended Programmable Cascaded Low-Pass Filters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 2322-2333, 2011.

- [27] L. Junggi, H. Jinseok, N. Kwanghee, R. Ortega, L. Praly, and A. Astolfi, "Sensorless Control of Surface-Mount Permanent-Magnet Synchronous Motors Based on a Nonlinear Observer," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 290-297, 2010.
- [28] P. P. Acarnley and J. F. Watson, "Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 352-362, 2006.
- [29] D. Raca, P. Garcia, D. D. Reigosa, F. Briz, and R. D. Lorenz, "Carrier-Signal Selection for Sensorless Control of PM Synchronous Machines at Zero and Very Low Speeds," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 167-178, 2010.
- [30] Y. Shih-Chin and R. D. Lorenz, "Comparison of resistance-based and inductance-based self-sensing controls for surface permanent-magnet machines using high-frequency signal injection," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 977-986, 2012.
- [31] Y. Shih-Chin and R. D. Lorenz, "Surface permanent magnet synchronous machine position estimation at low speed using eddy-current-reflected asymmetric resistance," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 2595-2604, 2012.
- [32] Y. Shih-Chin, T. Suzuki, R. D. Lorenz and T. M. Jahns, "Permanent magnet motor with stator-based saliency for position sensorless drive," patent number US8531143 (B2), 2013.
- [33] E. Robeischl and M. Schroedl, "Optimized INFORM measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 591-598, 2004.
- [34] S. Ovrebo, "Sensorless control of permanent magnet synchronous machines," Ph.D. dissertation, Norwegian University of Science and Technology (NTNU), Trondheim, Norway, 2004.
- [35] R. Morales-Caporal and M. Pacas, "Suppression of Saturation Effects in a Sensorless Predictive Controlled Synchronous Reluctance Machine Based on Voltage Space Phasor Injections," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 2809-2817, 2011.
- [36] F. Cupertino, G. Pellegrino, P. Giangrande, and L. Salvatore, "Sensorless Position Control of Permanent-Magnet Motors With Pulsating Current Injection and Compensation of Motor End Effects," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1371-1379, 2011.
- [37] A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba, S. Royak, and M. M. Harbaugh, "Implementation Issues in Voltage Zero Sequence-Based Encoderless Techniques," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 144-152, 2008.
- [38] J. Arellano-Padilla, C. Gerada, G. Asher, and M. Sumner, "Inductance characteristics of PMSMs and their impact on saliency-based sensorless control," in *14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. S1-1-S1-9, 2010.
- [39] C. Gerada, J. A. Padilla, M. Sumner, and T. Raminosa, "Loading effects on saliency based sensorless control of PMSMs," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-6, 2009.
- [40] R. D. Lorenz, "Self-sensing as an integration focus for motor drives and power devices," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 386-391, 2007.
- [41] P. Garcia, F. Briz, D. Reigosa, C. Blanco, and J. M. Guerrero, "On the use of high frequency inductance vs. high frequency resistance for sensorless control of AC machines," in *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pp. 90-95, 2011.
- [42] M.-Y. Wei and L. Tian-Hua, "A High-Performance Sensorless Position Control System of a Synchronous Reluctance Motor Using Dual Current-Slope Estimating Technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 3411-3426, 2012.
- [43] N. Bianchi, S. Bolognani, and A. Faggion, "Predicted and measured errors in estimating rotor position by signal injection for salient-pole PM synchronous motors," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC '09)*, pp. 1565-1572, 2009.
- [44] N. Bianchi, S. Bolognani, J. Ji-Hoon, and S. K. Sul, "Advantages of inset PM machines for zero-speed sensorless position detection," in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference*, pp. 495-502, 2006.
- [45] N. Bianchi, S. Bolognani, and M. Zigliotto, "Design Hints of an IPM Synchronous Motor for an Effective Position Sensorless Control," in *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC '05)*, pp. 1560-1566, 2005.
- [46] S. Zhao, "Analysis and Control Aspects of a PMSynRel Drive in a Hybrid Electric Vehicle Application," Doctoral Thesis, School of Electrical Engineering (KTH), Stockholm (Sweden), 2013.
- [47] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*, 2nd ed.: Wiley, 2013.
- [48] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, "Chapter 5. Resistances," in *Design of Rotating Electrical Machines*, 2nd ed: Wiley, 2013.
- [49] AENOR, "Máquinas eléctricas rotativas. Parte 2-1: Métodos normalizados para la determinación de las pérdidas y del rendimiento a partir de ensayos (excepto las máquinas para vehículos de tracción)," UNE-EN 60034-2-1:2009.
- [50] IEC, "Rotating electrical machines - Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles)," IEC 60034-2-1:2014.

- [51] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, "Chapter 4. Permanent-magnet AC Machines," in *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 3rd ed: Wiley-IEEE Press, 2013.
- [52] W. Roshen, "Iron Loss Model for Permanent-Magnet Synchronous Motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 3428-3434, 2007.
- [53] A. Fukuma, S. Kanazawa, D. Miyagi, and N. Takahashi, "Investigation of AC loss of permanent magnet of SPM motor considering hysteresis and eddy-current losses," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1964-1967, 2005.
- [54] S. Kanazawa, N. Takahashi, and T. Kubo, "Measurement and analysis of AC loss of NdFeB sintered magnet," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 154, pp. 8-15, 2006.
- [55] O. Bottauscio, G. Pellegrino, P. Guglielmi, M. Chiampi and A. Vagati, "Rotor loss estimation in permanent magnet machines with concentrated windings," in *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.41, no.10, pp. 3913-3915, Oct. 2005.
- [56] M. Chunting, G. R. Slemon, and R. Bonert, "Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 734-742, 2003.
- [57] E. Dlala, "A Simplified Iron Loss Model for Laminated Magnetic Cores," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 3169-3172, 2008.
- [58] H. Jussila, P. Salminen, A. Parviainen, J. Nerg, and J. Pyrhonen, "Concentrated winding axial flux permanent magnet motor with plastic bonded magnets and sintered segmented magnets," in *18th International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1-5, 2008.
- [59] K. Yamazaki and Y. Fukushima, "Effect of Eddy-Current Loss Reduction by Magnet Segmentation in Synchronous Motors With Concentrated Windings," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 779-788, 2011.
- [60] A. Krings and J. Soulard, "Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines," *KTH Royal Institute of Technology*, 2010.
- [61] I. D. Mayergoyz, *Mathematical Models of Hysteresis and their Applications*: Elsevier, 2003.
- [62] G. Bertotti, "Dynamic generalization of the scalar Preisach model of hysteresis," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 2599-2601, 1992.
- [63] C. P. Steinmetz, "On the law of hysteresis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, pp. 197-221, 1984.
- [64] D. Lin, P. Zhou, W. N. Fu, Z. Badics, and Z. J. Cendes, "A dynamic core loss model for soft ferromagnetic and power ferrite materials in transient finite element analysis," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 1318-1321, 2004.
- [65] T. Chevalier, A. Kedous-Lebouc, B. Cornut, and C. Cester, "A new dynamic hysteresis model for electrical steel sheet," *Physica B: Condensed Matter*, vol. 275, pp. 197-201, 2000.
- [66] G. Ugalde, G. Almandoz, J. Poza, and A. Gonzalez, "Computation of iron losses in permanent magnet machines by multi-domain simulations," in *13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '09)*, pp. 1-10, 2009.
- [67] SKF, *Roller bearings: Principles of bearing selection and application: Friction*. Available (2015): <http://www.skf.com/group/products/bearings-units-housings/roller-bearings/principles/friction/index.html>
- [68] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, "Chapter 9. Losses and Heat Transfer," in *Design of Rotating Electrical Machines*, 2nd ed: Wiley, 2013.
- [69] T. Finken, M. Hombitzer, and K. Hameyer, "Study and comparison of several permanent-magnet excited rotor types regarding their applicability in electric vehicles," in *Emobility - Electrical Power Train*, 2010, pp. 1-7.
- [70] J. O. Estima and A. J. Marques Cardoso, "Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 1021-1031, 2012.
- [71] C. W. Ayers, J. S. Hsu, L. D. Marlino, C. W. Miller, J. G. W. Ott, and C. B. Oland, "Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System Interim Report," U.S. Department of Energy, 2004.
- [72] R. H. Staunton, C. W. Ayers, L. D. Marlino, J. N. Chiasson, and T. A. Burrell, "Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System," U.S. Department of Energy, 2006.
- [73] R. Krishnan, "Chapter 9. Permanent-Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives," in *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*, 2nd ed: Prentice Hall, 2001.
- [74] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 537-541, 1988.
- [75] A. M. Llor, "Control Directo de Par a Frecuencia de Modulación Constante de Motores Síncronos de Imanes Permanentes," La Universidad Carlos III de Madrid y/et L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2003.
- [76] K. M. Rahman and S. Hiti, "Identification of machine parameters of a synchronous motor," in *Conference Record of the Industry Applications Conference*, vol.1, pp. 409-415, 2003.
- [77] I. Boldea and S. A. Nasar, "A general equivalent circuit (GEC) of electric machines including cross-coupling saturation and frequency effects," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 689-695, 1988.

- [78] C. E. Nino, A. R. Tariq, S. Jurkovic, and E. G. Strangas, "Optimal speed control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor including cross saturation," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, (IEMDC '09)*, pp. 292-298, 2009.
- [79] N. Ronggang, X. Dianguo, W. Gaolin, D. Li, Z. Guoqiang, and Q. Lizhi, "Maximum Efficiency Per Ampere Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 62, pp. 2135-2143, 2015.
- [80] G. Gallegos-Lopez, F. S. Gunawan, and J. E. Walters, "Optimum torque control of permanent-magnet AC Machines in the field-weakened region," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1020-1028, 2005.
- [81] J. Yu-Seok, S. Seung-Ki, S. Hiti, and K. M. Rahman, "Online Minimum-Copper-Loss Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for Automotive Applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 1222-1229, 2006.
- [82] G. Gallegos-Lopez and S. Hiti, "Optimum Current Control in the Field-Weakened Region for Permanent Magnet AC Machines," in *Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference*, pp. 2154-2160, 2007.
- [83] S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu, "Servo drive system and control characteristics of salient pole permanent magnet synchronous motor," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 338-343, 1993.
- [84] R. Krishnan, "Permanent-Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives," in *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*, 2nd ed: Prentice Hall, 2001, pp. 513-620.
- [85] P. Niazi, H. A. Toliyat, and A. Goodarzi, "Robust Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of PM-Assisted SynRM for Traction Applications," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1538-1545, 2007.
- [86] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd Edition: Wiley John + Sons, 2003.
- [87] R. Krishnan, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*, 2nd ed.: Prentice Hall, 2001.
- [88] Z. Hao, X. Xi, and L. Yongdong, "PI type dynamic decoupling control scheme for PMSM high speed operation," in *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1736-1739, 2010.
- [89] S. Ruoho, J. Kolehmainen, J. Ikaheimo, and A. Arkkio, "Interdependence of Demagnetization, Loading, and Temperature Rise in a Permanent-Magnet Synchronous Motor," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 949-953, 2010.
- [90] M. T. Thompson, "Practical Issues in the Use of NdFeB Permanent Magnets in Maglev, Motors, Bearings, and Eddy Current Brakes," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, pp. 1758-1767, 2009.
- [91] A. Krings, S. A. Mousavi, O. Wallmark, and J. Soulard, "Temperature Influence of NiFe Steel Laminations on the Characteristics of Small Slotless Permanent Magnet Machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 4064-4067, 2013.
- [92] N. Takahashi, M. Morishita, D. Miyagi, and M. Nakano, "Examination of Magnetic Properties of Magnetic Materials at High Temperature Using a Ring Specimen," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 548-551, 2010.
- [93] R. Fratila, A. Benabou, A. Tounzi, and J. C. Mipo, "Nonlinear Modeling of Magnetization Loss in Permanent Magnets," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 2957-2960, 2012.
- [94] Y. Zhilichev, "Analysis of Permanent Magnet Demagnetization Accounting for Minor B-H Curves," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 4285-4288, 2008.
- [95] ANSYS, "Recoil Lines," Maxwell Online Help, 2012.
- [96] J. B. Adawey, S. Yamamoto, T. Kano, and T. Ara, "Maximum efficiency drives of interior permanent magnet synchronous motor considering iron loss and cross-magnetic saturation," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-6, 2009.
- [97] K. Sang Min and K. Taesuk, "A simple method to minimize effects of temperature variation on IPMSM control in real-time manner," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4212-4217, 2014.
- [98] C. Kral, A. Haumer, and L. Sang Bin, "A Practical Thermal Model for the Estimation of Permanent Magnet and Stator Winding Temperatures," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 455-464, 2014.
- [99] D. Diaz Reigosa, D. Fernandez, H. Yoshida, T. Kato, and F. Briz, "Permanent-Magnet Temperature Estimation in PMSMs Using Pulsating High-Frequency Current Injection," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 3159-3168, 2015.
- [100] K. Sungmin, Y. Young-Doo, S. Seung-Ki, and K. Ide, "Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 488-497, 2013.
- [101] S. Tianfu, W. Jiabin, and C. Xiao, "Maximum Torque Per Ampere (MTPA) Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives Based on Virtual Signal Injection," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 5036-5045, 2015.

- [102] T. Sun and J. Wang, "Extension of Virtual Signal Injection Based MTPA Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives into Field Weakening Region," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-1, 2015.
- [103] J. Zhu, "Application of Renewable Energy," in *Optimization of Power System Operation*, ed: Wiley-IEEE Press, 2015, pp. 1-664.
- [104] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 963-973, 2005.
- [105] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, and T. A. Lipo, "On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-21, pp. 610-616, 1985.
- [106] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, and J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 192-198, 1995.
- [107] S. Vaez, V. I. John, and M. A. Rahman, "An on-line loss minimization controller for interior permanent magnet motor drives," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 1435-1440, 1999.
- [108] F. C. F. Azevedo and M. N. Uddin, "Recent advances in loss minimization algorithms for IPMSM drives," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1-9, 2014.
- [109] Q. Zengcai and M. Hinkkanen, "Loss-minimizing control of synchronous reluctance motors - A review," in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 350-355, 2013.
- [110] M. Stempfle, M. Fischer, and J. Roth-Stielow, "Loss modelling to optimize the overall drive train efficiency," in *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15-ECCE Europe)*, pp. 1-10, 2015.
- [111] M. N. Uddin and M. Azizur Rahman, "High-Speed Control of IPMSM Drives Using Improved Fuzzy Logic Algorithms," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 190-199, 2007.
- [112] X. Wei and R. D. Lorenz, "Dynamic Loss Minimization Using Improved Deadbeat-Direct Torque and Flux Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 1053-1065, 2014.

Capítulo 4

Metodología predictiva para la evaluación del campo magnético a bordo de un vehículo eléctrico y criterios de diseño para reducir la exposición de los pasajeros.

1. Introducción.

Este capítulo está dedicado al análisis del campo magnético en el interior de un Vehículo Eléctrico (VE), especialmente desde el punto de vista del diseñador y de su proceso de diseño. Los objetivos de esta parte de la tesis son los siguientes:

- 1) Desarrollar una metodología predictiva para la evaluación del campo magnético a bordo de un VE. El objetivo es proporcionar a los fabricantes de vehículos una herramienta que les permita estimar el campo generado por el tren de tracción de un vehículo antes de haber fabricado el primer prototipo. La metodología debe tener por tanto carácter predictivo, para que los resultados de su aplicación puedan realimentarse al proceso de diseño desde sus primeras fases.
- 2) Evaluar de forma individual el campo magnético creado por los principales dispositivos de potencia (baterías, convertidores electrónicos y motores de tracción) en función de las condiciones de operación y de la distancia al dispositivo en cuestión.
- 3) Analizar las principales características de los campos magnéticos anteriores con el propósito de determinar qué factores o variables de diseño tienen más influencia sobre los niveles de campo.

Las publicaciones correspondientes a este capítulo de la tesis son, en orden cronológico:

- 1) [Congreso]: “**Measurement of the Electromagnetic Field inside a Battery Electric Vehicle**”, en el European Electric Vehicle Congress, 2011 [1].
- 2) [JCR]: “**Evaluation of the Magnetic Field Generated by the Inverter of an Electric Vehicle**”, en la revista IEEE Transactions on Magnetics, 2013 [2].
- 3) [JCR]: “**Passenger Exposure to Magnetic Fields due to the Batteries of an Electric Vehicle**”, en la revista IEEE Trans. on Vehicular Technology, 2015 [3].

2. Campos electromagnéticos a bordo de un vehículo eléctrico.

2.1. Descripción del problema. Generación de campos electromagnéticos en accionamientos eléctricos. Aproximación cuasiestática.

En un Vehículo Eléctrico (VE) o híbrido, los pasajeros se sientan relativamente cerca de un sistema eléctrico de potencia, compuesto por un Sistema de Almacenamiento de Energía (SAE), un conjunto de convertidores electrónicos de potencia y una o varias máquinas eléctricas. Esto significa que coinciden en un mismo espacio físico seres humanos y una serie de dispositivos generadores de campos electromagnéticos, lo cual supone que los pasajeros están sometidos a estos campos durante una cantidad considerable de tiempo al año.

Hasta no hace mucho, apenas había en el mercado vehículos puramente eléctricos, siendo los vehículos híbridos los pioneros de la movilidad eléctrica del siglo XXI. Estos primeros híbridos, cuyo ejemplo más conocido y destacable fue el Toyota Prius de primera y segunda generación, tenían un grado de hibridación – definido como la relación en porcentaje entre la potencia eléctrica respecto a la potencia total del vehículo – muy modesto. Consecuentemente, los distintos análisis realizados acerca de la seguridad de estos primeros híbridos no debieron considerar relevante la evaluación del campo electromagnético a bordo, dada la poca potencia de la parte eléctrica del sistema de tracción. Más recientemente han ido apareciendo híbridos comerciales con mayor grado de hibridación, al mismo tiempo que los primeros modelos de VEs puros han irrumpido en el mercado, si bien de forma muy discreta. El consecuente incremento de los niveles de potencia es razón suficiente para reconsiderar la necesidad de evaluar el campo electromagnético a bordo de estos vehículos.

Esta situación es un tanto excepcional, puesto que hasta la fecha no existen apenas aplicaciones en las cuales los usuarios compartan un espacio reducido con equipos de potencia, especialmente durante tanto tiempo. Un precedente relativamente similar sería el de los ferrocarriles, tanto urbanos (metro y cercanías) como de media y larga distancia, con la gran diferencia de que los campos electromagnéticos a los que están sometidos los pasajeros son en principio menores por las distancias entre los equipos de potencia y los asientos. El caso de los VEs es especialmente preocupante precisamente por las distancias tan cortas que existen entre los equipos emisores de campos y los pasajeros. Por ejemplo, una práctica muy extendida entre los fabricantes de VEs consiste en colocar el SAE, que en la inmensa mayoría de casos consiste en un pack de baterías, bajo los asientos. Esta disposición contribuye a la estabilidad del vehículo, puesto que no eleva el centro de masas, y resulta muy segura en caso de accidente, dado que mantiene las baterías lo más alejadas posible del chasis (y por lo tanto, de las zonas de impacto). Sin embargo, con esta configuración la distancia entre las baterías y los pasajeros se reduce significativamente, pudiendo alcanzar valores tan pequeños como 20 cm en ciertos casos.

Figura 4.1. Bocetos del Mitsubishi iMiEV (izquierda) y del Nissan LEAF (derecha), mostrando la localización del sistema de almacenamiento. En ambos VEs, las baterías están separadas en dos packs situados bajo los asientos delanteros y traseros, respectivamente.

En los vehículos híbridos, la situación es muy parecida, con el problema añadido de la falta de espacio para situar todos los equipos que integran el tren de tracción – lo cual deja menor margen de maniobra – pero con la ventaja de que el accionamiento eléctrico es de menor potencia, lo que implica menores corrientes dado que los niveles de tensión son habitualmente del mismo orden (véase la Tabla 4.1 en el apartado 2.2).

Figura 4.2. Boceto del Toyota Prius PHV (izquierda) y vista en planta del Chevrolet Volt (derecha), mostrando la localización del sistema de almacenamiento. Las baterías del primero se encuentran debajo del maletero (detrás de los asientos traseros), mientras que las del segundo adoptan una configuración en T bajo los asientos.

En cuanto a la duración de la exposición, de los resultados presentados en [4, 5], estudios en los que se analizan los hábitos de conducción en seis grandes países de la Unión Europea, se puede concluir que los europeos pasan una media de una hora y 25 minutos por día laborable conduciendo su automóvil. No resulta descabellado suponer que más de la mitad de ese tiempo el vehículo está en movimiento (tras descontar paradas por semáforos y atascos), lo cual significa que los pasajeros europeos estarían sometidos a campos electromagnéticos generados por sus vehículos eléctricos durante casi una hora al día en promedio. En otros países, como por ejemplo Estados Unidos, estos tiempos serían incluso mayores.

Otra particularidad del problema de los campos magnéticos en VEs radica en el modo de funcionamiento del accionamiento eléctrico que constituye el tren de tracción, especialmente en conducción urbana. Por las características propias de la aplicación concreta (velocidad y par resistente variables), el accionamiento eléctrico de un VE no funciona habitualmente en régimen permanente, sino que sufre aceleraciones y frenados regenerativos de forma sistemática. Esta característica conlleva unos picos de potencia, y consecuentemente de corriente (que no de tensión, como se detallará más adelante), muy pronunciados, lo cual tiene dos consecuencias perjudiciales desde el punto de vista de los campos magnéticos:

- 1) Dada la ausencia de régimen permanente, los campos magnéticos que en otras aplicaciones serían considerados estacionarios (y por lo tanto mucho menos perjudiciales desde el punto de vista biológico) son en este caso campos variables en el tiempo, si bien de muy baja frecuencia en términos bioelectromagnéticos. Esto resulta especialmente relevante en la evaluación del campo generado por el SAE y sus elementos asociados (cables y convertidores DC-DC), tal y como se detallará en la sección 3.
- 2) Los niveles de corriente alcanzables de forma transitoria en un VE o híbrido son en general superiores a los niveles de corriente asignados (corriente nominal en el motor, corriente estándar de descarga en las baterías, etc.). Esto implica que los niveles de campo magnético también serán más elevados.

Podría pensarse que esta ausencia de régimen permanente no resulta tan perjudicial desde el punto de vista de los campos eléctricos porque no afecta ni a los niveles de tensión ni a la frecuencia de sus variaciones, al menos con las topologías de potencia más habituales en VEs, en las cuales el convertidor que alimenta a la máquina eléctrica es un inversor en fuente de tensión (*Voltage Source Inverter* o VSI) y el convertidor de las baterías o bien no existe, o bien es un DC-DC elevador (*boost converter*), todos ellos con frecuencia de conmutación constante.

Estas topologías implican que tanto los niveles de tensión como las derivadas de dichas tensiones con respecto al tiempo no varían significativamente con el grado de carga del accionamiento, por lo que en principio los campos eléctricos podrían suponerse independientes del punto de funcionamiento. Sin embargo, en el caso de campos no estáticos, el campo eléctrico no sólo depende de las tensiones y sus derivadas, sino también del propio campo magnético, tal y como indica la ecuación de Maxwell-Faraday (4.1) presentada más adelante.

Llegados a este punto, es conveniente recordar de qué variables físicas depende el campo electromagnético creado por un dispositivo eléctrico en el caso más general. Sin duda, el punto de partida para este fenómeno son las ecuaciones de Maxwell, concretamente las ecuaciones de Maxwell-Faraday y la de Maxwell-Ampère, que en su forma diferencial y en unidades del SI se expresan como:

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (4.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \cdot \left(\mathbf{J} + \varepsilon_0 \cdot \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right) \quad (4.2)$$

donde el campo eléctrico $\mathbf{E} = \mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$, la densidad de flujo magnético (o simplemente campo magnético) $\mathbf{B} = \mathbf{B}(\mathbf{r}, t)$ y la densidad de corriente $\mathbf{J} = \mathbf{J}(\mathbf{r}, t)$ son campos vectoriales dependientes de la posición $\mathbf{r}$ y del tiempo t . Por brevedad, solamente los campos $\mathbf{E}$ y $\mathbf{B}$ son empleados en este desarrollo, si bien las expresiones anteriores pueden modificarse para obtener una formulación equivalente en términos de los campos $\mathbf{D}$ y $\mathbf{H}$.

Siendo A el potencial del campo magnético, definido como:

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (4.3)$$

es posible definir una función V , denominada potencial del campo eléctrico, de forma que (4.1) queda:

$$\mathbf{E} = -\nabla V - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (4.4)$$

Sin embargo, no resulta muy intuitivo trabajar con estas ecuaciones para comprender de qué variables dependen los campos electromagnéticos a los que están sometidos los pasajeros en un VE. A modo de ejemplo, se propone abandonar el caso general y expresar las ecuaciones anteriores para el caso estacionario (magnitudes invariantes en el tiempo), resultando:

$$\nabla \times \mathbf{E} = 0 \quad (4.5)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \cdot \mathbf{J} \quad (4.6)$$

$$\mathbf{E} = -\nabla V \quad (4.7)$$

Obteniéndose así las leyes de Faraday (4.5) y de Ampère (4.6) en su formulación original, pero en forma diferencial. En electromagnetismo clásico, esta situación estacionaria se conoce como electrostática y magnetostática respectivamente, y supone una simplificación muy importante entre otras cosas porque el campo eléctrico y el campo magnético dejan de estar acoplados. Bajo este escenario es posible derivar, por ejemplo, la ley de Coulomb – que describe la interacción entre cargas eléctricas estáticas, y que por lo tanto puede emplearse para calcular el campo eléctrico $\mathbf{E}$ en un punto $\mathbf{r}$ creado por una cierta distribución de carga eléctrica – a partir de la ley de Faraday:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \cdot \iiint_V \frac{\rho(\mathbf{r}') \cdot \hat{\mathbf{R}}}{|\mathbf{R}|^2} \cdot dV \quad (4.8)$$

donde $\mathbf{R} = \mathbf{r} - \mathbf{r}'$ y $\hat{\mathbf{R}}$ es el vector unitario correspondiente a $\mathbf{R}$, y siendo dV el elemento infinitesimal de volumen y ρ la densidad de carga en dicho volumen. La ley de Coulomb es equivalente a la ecuación de Maxwell-Faraday (4.1) cuando el término de inducción es nulo.

Análogamente, la hipótesis de caso estacionario permite calcular el campo magnético $\mathbf{B}$ en una posición $\mathbf{r}$ creado por un conductor cerrado por el que circula una densidad de corriente eléctrica estacionaria $\mathbf{J}$ mediante la ley de Biot-Savart (en unidades SI):

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \iiint_V \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}') \times \hat{\mathbf{R}}}{|\mathbf{R}|^2} \cdot dV \quad (4.9)$$

siendo dV el elemento infinitesimal de volumen y $\mathbf{J}$ el vector densidad de corriente en dicho volumen. La ley de Biot-Savart es coherente con las ecuaciones de Maxwell correspondientes – ecuación de Gauss para el magnetismo y la ley de Maxwell-Ampère (4.2) – tal y como se demuestra aplicando los operadores gradiente y rotacional a la Ecuación (4.9).

Las ecuación anterior muestra que el campo magnético creado por un conductor cerrado en el caso estacionario es proporcional a la corriente I (o densidad de corriente $\mathbf{J}$) e inversamente proporcional al cubo¹ de la distancia entre la fuente de campo y el punto de interés, que en el caso de un VE sería el lugar en el que se encuentra el pasajero en cuestión. De la misma forma, el campo eléctrico estacionario depende de la tensión (potencial eléctrico) y de sus derivadas parciales y también se atenúa con la distancia.

Sin embargo, las conclusiones del párrafo anterior son válidas para el caso estático, lo cual supone que las magnitudes físicas no varían con el tiempo. En un VE esta condición no se cumple nunca, puesto que tanto las tensiones como las corrientes evolucionan en el tiempo en función del punto de funcionamiento y de la conducción del vehículo. Incluso en el caso de que el accionamiento de tracción trabaje en régimen permanente, la presencia de convertidores electrónicos de potencia garantiza que las tensiones y las corrientes no sean constantes en el tiempo. Llegados a este punto, la pregunta que surge es: ¿Y entonces de qué variables dependen el campo eléctrico y el campo magnético en el interior de un VE?

Para responder a esta pregunta sin necesidad de trabajar con las ecuaciones de Maxwell resulta muy conveniente aplicar la aproximación cuasiestática, que supone considerar que los campos se propagan instantáneamente (es decir, que la velocidad de propagación c tiende a infinito). En otras palabras, la aproximación cuasiestática supone que las ecuaciones estáticas proporcionan resultados válidos aproximados, siempre y cuando “el sistema sea pequeño comparado con la longitud de onda electromagnética asociada a la escala de tiempo dominante del problema” [6]. Es decir, siempre que la frecuencia de los fenómenos electromagnéticos sea lo suficientemente baja como para que la velocidad de propagación c pueda considerarse infinita, tal y como ocurre en el accionamiento eléctrico de tracción de un VE. Los modelos cuasiestáticos proporcionan niveles intermedios de teoría electromagnética entre el caso electrodinámico general (ecuaciones de Maxwell) y el caso estático particular (leyes de Coulomb y de Biot-Savart). Se dice que un sistema dinámico es cuasiestático cuando evoluciona de un estado a otro como si fuera un sistema estático. Mientras que un modelo estático es en realidad un caso particular de las ecuaciones de Maxwell, un modelo cuasiestático constituye una aproximación de dichas ecuaciones [7].

En un modelo cuasiestático, las leyes de Coulomb y de Biot-Savart incluyen magnitudes dependientes del tiempo:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \cdot \iiint_V \frac{\rho(\mathbf{r}', t) \cdot \hat{\mathbf{R}}}{|\mathbf{R}|^2} \cdot dV \quad (4.10)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \iiint_V \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}', t) \times \hat{\mathbf{R}}}{|\mathbf{R}|^2} \cdot dV \quad (4.11)$$

¹ Aunque la ley de Biot-Savart indica que el campo debido a un elemento infinitesimal es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia, al aplicar dicha integral a un lazo cerrado de corriente, y siempre que la distancia entre el lazo y el punto de interés no sea muy pequeña, el resultado es que el campo se atenúa con el cubo de la distancia.

Dependiendo del modelo cuasiestático empleado (modelo electrocuasiestático, modelo magnetocuaiestático, modelo de Darwin, etc.), las ecuaciones serán unas u otras [7]. En esta tesis se ha empleado el modelo de Darwin, que considera efectos tanto inductivos como capacitivos, y que incluye la contribución de la inducción magnética al campo eléctrico total (ley de Faraday). En el modelo de Darwin, la ley de Biot-Savart (4.11) es válida, pero la ley de Coulomb (4.10) debe ser ampliada para incluir dicha contribución:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{E}_C(\mathbf{r}, t) + \mathbf{E}_F(\mathbf{r}, t) \quad (4.12)$$

$$\mathbf{E}_C(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \cdot \iiint_V \frac{\rho(\mathbf{r}', t) \cdot \hat{\mathbf{R}}}{|\mathbf{R}|^2} \cdot dV \quad (4.13)$$

$$\mathbf{E}_F(\mathbf{r}, t) = -\frac{1}{4\pi} \cdot \iiint_V \frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{r}', t)}{\partial t} \times \frac{\hat{\mathbf{R}}}{|\mathbf{R}|^2} dV \quad (4.14)$$

siendo $\mathbf{E}_C$ el campo eléctrico de Coulomb y $\mathbf{E}_F$ el campo eléctrico de Faraday. En términos de potenciales eléctrico y magnético, el campo eléctrico queda en el modelo de Darwin como sigue:

$$\mathbf{E}_C = -\nabla V, \quad \mathbf{E}_F = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (4.15)$$

Las ecuaciones (4.11) a (4.15) ponen de manifiesto que, en el caso cuasiestático, el campo magnético $\mathbf{B}$ sigue siendo dependiente de la corriente y de la distancia. Sin embargo, el campo eléctrico $\mathbf{E}$ ya no depende únicamente de la tensión y de la distancia, sino que también lo hace del campo magnético $\mathbf{B}$ y por lo tanto de la corriente. Esta conclusión puede ser útil a la hora de entender el problema de la evaluación del campo electromagnético a bordo de un VE, como se verá en las siguientes secciones.

2.2. Bioelectromagnetismo y vehículos eléctricos. Características del campo generado por un accionamiento de tracción.

Llegados a este punto, queda claro que el tren de potencia de un vehículo eléctrico es un generador de campos tanto eléctricos como magnéticos. Estos campos electromagnéticos tienen efectos no deseados sobre los equipos eléctricos y electrónicos del automóvil, y también sobre los organismos biológicos que se hallan en su interior o próximos a él. Los primeros efectos, denominados interferencia electromagnética (EMI, de *Electromagnetic Interference*), son analizados dentro de la disciplina de la compatibilidad electromagnética (EMC, de *Electromagnetic Compatibility*), cuyo objetivo final es el correcto funcionamiento de distintos equipos eléctricos y electrónicos dentro de un mismo ambiente electromagnético, de forma que los unos no interfieran con los otros. Los segundos efectos, conocidos como radiación electromagnética (EMR, de *Electromagnetic Radiation*), pertenecen a la especialidad del bioelectromagnetismo, que es la disciplina que estudia la interacción entre los campos electromagnéticos y entes biológicos. La EMR se suele clasificar en radiación ionizante y radiación no ionizante, en función de su capacidad para ionizar átomos y consecuentemente deshacer enlaces químicos, que es una propiedad característica de la radiación de alta frecuencia (a partir del ultravioleta lejano en el espectro electromagnético). En este sentido, toda la EMR emitida por un vehículo eléctrico es de tipo no ionizante.

En cuanto a las características de los campos emitidos por el tren de tracción de un VE, éstas varían en función del elemento generador de campo, de la topología del accionamiento e incluso de la estrategia de conmutación de los convertidores electrónicos. Por ejemplo, es evidente que las baterías y sus cables generan un campo magnético de continua (estático), puesto que son elementos por lo que circula una corriente continua cuando están en funcionamiento. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que las baterías o bien alimentan directamente un inversor de potencia, o bien están controladas mediante un convertidor DC-DC elevador, con lo que dicha corriente tendrá además una o varias componentes de alterna de

frecuencias en el orden de los kilohercios. Estas frecuencias dependerán a su vez del enlace inductivo/capacitivo, de la frecuencia de conmutación y de la técnica de modulación del convertidor.

Lo que sí está relativamente claro es que los campos magnéticos generados por un VE son campos de baja frecuencia desde el punto de vista bioelectromagnético (frecuencias por debajo de 100 kHz), puesto que con la tecnología actual de semiconductores de potencia, que para los niveles de tensiones y de corrientes requeridos en un VE emplea normalmente IGBTs de silicio, las frecuencias de conmutación de los convertidores está limitada a unos 20 kHz como máximo², siendo las frecuencias empleadas habitualmente menores de 10 kHz. Sin embargo, es importante destacar aquí el reciente desarrollo de los semiconductores de potencia de carburo de silicio, y más concretamente de los MOSFETs y los diodos Schottky de este material [8], que ya están disponibles comercialmente y cuya implantación en VEs podría conllevar el aumento de la frecuencia de conmutación hasta los 200 kHz [9], con el consecuente posible empeoramiento del ambiente electromagnético a bordo. De hecho, ya existe alguna publicación que alerta sobre el empeoramiento de la generación de EMI al emplear semiconductores de carburo de silicio [10], problema análogo al de la emisión de EMR en VEs.

Nótese que el razonamiento del párrafo anterior parte de la consideración de que las principales componentes armónicas de la tensión y de la corriente son del mismo orden de magnitud que la frecuencia de conmutación propiamente dicha. En un caso ideal, la frecuencia del rizado de la corriente resultante (la corriente total, no la que pasa por cada semiconductor individual) es exactamente igual a la frecuencia de conmutación en un DC-DC sin *interleaving*, y del doble en el caso de un inversor SVM o de un DC-DC con *interleaving* de dos ramas, por citar algunos ejemplos. No obstante, en la práctica, el contenido armónico de dicha corriente se extenderá más allá de los 100 kHz mencionados anteriormente. Sin embargo, es razonable suponer que, para frecuencias de conmutación moderadas (de hasta 10 kHz), las amplitudes de las componentes armónicas por encima de los 100 kHz serán muy pequeñas, lo cual las convierte en despreciables a efectos de campo magnético.

En esta tesis se ha abordado el estudio de la radiación electromagnética EMR emitida por el sistema de tracción de un VE como parte integrante de su metodología de diseño. Concretamente, el análisis se ha centrado en los campos magnéticos generados individualmente por los equipos de potencia que conforman dicho tren de tracción, y en las características de dichos campos. La motivación para la elección de este tema nace de la ausencia de estudios previos en la literatura científica: mientras que la EMC ha sido ampliamente tratada en vehículos en general y automóviles en particular, son escasos los estudios referidos a EMR en cualquier tipo de vehículo, salvo quizá en ferrocarriles (véase la sección 2.4 para más detalles acerca de estudios previos).

Respecto a la decisión de centrar el estudio en el análisis del campo magnético, descartando por tanto los campos eléctricos, es importante tener en cuenta que, en términos bioelectromagnéticos, los niveles de tensión en un VE son comparativamente mucho menores que los niveles de corriente, lo cual implica que *a priori* los campos magnéticos a los que están sometidos los pasajeros son biológicamente más relevantes que los campos eléctricos. La Tabla 4.1 muestra, a modo de ejemplo, los valores de tensión y de corriente característicos de varios modelos comerciales de vehículos eléctricos e híbridos. Además, dado que el campo eléctrico depende en parte del campo magnético, tiene sentido comenzar este estudio por el segundo antes de pasar al primero.

² En realidad, la tecnología de IGBTs ya ha superado frecuencias de conmutación tan altas como 60 kHz, y no se puede descartar que se produzcan más avances en el futuro próximo. Sin embargo, frecuencias de conmutación superiores a 25 kHz tienen poco sentido en accionamientos de tracción para VEs, puesto que las ventajas de emplear frecuencias aún mayores no compensan las desventajas, como por ejemplo el aumento de las pérdidas y de la necesidad de refrigeración.

Tabla 4.1. Niveles de tensión y de corriente en varios modelos de VEs y VHs comerciales.

Modelo VE	Tipo ¹	Tracción	Tensión máxima ²	Corriente máxima ²
Mitsubishi i-MiEV Peugeot iOn Citroën C-Zero	VEB	Trasera	350 V _{DC}	165 A _{DC} 155 A _{RMS}
Nissan LEAF	VEB	Delantera	400 V _{DC}	250 A _{DC} , 230 A _{RMS}
BMW i3	VEB	Trasera	400 V _{DC}	385 A _{DC} , 360 A _{RMS}
Tesla model S	VEB	Trasera	400 V _{DC}	940 A _{DC}
Toyota Prius (3ª gen.)	VH con DC/DC	Delantera	500 V _{DC}	100 A _{DC} , 95 A _{RMS}
Toyota Prius PHV	VHE con DC/DC	Delantera	650 V _{DC}	90 A _{DC} , 85 A _{RMS}
Chevrolet Volt	VHE	Delantera	400 V _{DC}	350 A _{DC} , 325 A _{RMS}

¹ VEB ≡ Vehículo Eléctrico de Batería. VH ≡ Vehículo Híbrido. VHE ≡ Vehículo Híbrido Enchufable.

² Valores instantáneos estimados. Datos muy aproximados dada la falta de información en algunos casos.

Observando los niveles de tensión y de corriente de la Tabla 4.1, queda claro que la tendencia actual de la industria automovilística es la de aumentar potencia a base de incrementar las corrientes, y no las tensiones (con algunas excepciones, como la del Prius Enchufable de Toyota). Esta decisión, que puede estar condicionada por otros aspectos de seguridad – tales como limitar los niveles de tensión para reducir el riesgo de electrocución en caso de accidente – podría tener consecuencias perjudiciales desde el punto de vista de la exposición a campos magnéticos por parte de los pasajeros. Sin embargo, es probable que la decisión de incrementar los niveles de corriente o de tensión obedezca también a criterios técnicos convencionales:

- 1) Incrementar corrientes tiene, obviamente, un efecto perjudicial en las pérdidas del sistema de tracción del vehículo. Mayores pérdidas implican menor autonomía, peor eficiencia energética y economía de combustible, y requisitos de refrigeración más exigentes.
- 2) Por el contrario, incrementar tensiones en ausencia de un convertidor DC-DC supone una mayor necesidad de ecualización en las baterías, con la problemática que de ello se deriva.
- 3) Corrientes más altas implican bobinas de filtrado más grandes, mientras que tensiones más altas implican condensadores más grandes, y puede que incluso IGBTs de mayor tensión. Dependiendo de la topología concreta de cada VE, será ventajoso priorizar o bien el tamaño de las bobinas o bien el de los condensadores (en la mayoría de los casos, se trata de lo primero).
- 4) En relación con los dos puntos anteriores, para incrementar tensiones por encima de un cierto umbral (aproximadamente 400 V_{DC}) es conveniente emplear un convertidor DC-DC, lo cual tiene numerosos inconvenientes – coste, volumen, peso y rendimiento – aunque también ventajas – tensión DC controlable, corriente de baterías controlable y menor necesidad de ecualización de baterías (véase el Capítulo 2 para más información).

No es casualidad, por tanto, que Toyota haya decidido incrementar los niveles de tensión en los Prius (los únicos vehículos que cuentan con un DC-DC), mientras que el resto de modelos de la Tabla 4.1 hayan optado por mayores corrientes.

2.3. Límites recomendados y niveles de referencia a la exposición a campos electromagnéticos.

La evaluación del campo magnético a bordo de un VE requiere no sólo cuantificar el campo en el interior y en las inmediaciones del automóvil, sino también determinar si los valores de campo obtenidos podrían ser perjudiciales para los pasajeros, tarea en absoluto trivial debido a que las consecuencias para la salud humana de la radiación electromagnética no ionizante no se conocen con exactitud. Los efectos de los campos electromagnéticos sobre el cuerpo humano han sido analizados durante décadas [11-13], periodo durante el cual diversos estudios han intentado demostrar la relación entre una exposición a campos magnéticos a largo plazo y diferentes patologías (cáncer, trastornos neurodegenerativos, etc.) sin encontrar pruebas científicas concluyentes.

Los efectos biológicos causados por la exposición puntual a campos extremadamente fuertes de baja frecuencia (hasta 100 kHz) y alta frecuencia (hasta 300 GHz) sí que han sido demostrados y explicados conforme a mecanismos biofísicos conocidos [14-16]. Estos efectos fisiológicos pueden clasificarse en dos grupos: efectos electro-estimulantes y efectos térmicos. Los primeros son aquellos derivados del acoplamiento entre campos de baja frecuencia y materia viva, debido a la polarización y reorientación de dipolos que producen los primeros sobre la segunda (en el caso de campos eléctricos), o bien a la inducción de campos eléctricos y corrientes en los tejidos (en el caso de campos magnéticos). Por ejemplo, un campo magnético de alterna induce corrientes eléctricas en el cuerpo humano, que en el caso de campos de suficiente fuerza, estimulan de forma perjudicial los nervios y los músculos, además de provocar alteraciones en el sistema nervioso central. Otro efecto bien conocido de los campos magnéticos de baja frecuencia es la inducción de fosfenos en las retinas, fenómeno que consiste en la percepción de manchas luminosas en la periferia del campo visual. Los segundos efectos, de tipo térmico, se deben al intercambio de energía entre los campos electromagnéticos y la materia viva, produciendo un incremento de la temperatura en los tejidos afectados. Este efecto es completamente despreciable para frecuencias por debajo de 100 kHz, pero muy relevante para campos de frecuencias mayores (considérese el principio de funcionamiento de un horno microondas, cuya frecuencia de operación está en torno a los 2.45 GHz).

Los efectos electroestimulantes son de naturaleza instantánea, en el sentido de que sus consecuencias surgen tan pronto como la exposición tiene lugar, y desaparecen con ésta. Estos efectos a corto plazo aparecen sólo bajo campos muy elevados. Por el contrario, los efectos térmicos presentan una inercia temporal, y tienen lugar sólo para altas frecuencias. A día de hoy no existe evidencia científica que permita concluir cuáles son las consecuencias de la exposición a largo plazo a campos electromagnéticos de intensidad moderada.

Dado que en la práctica es imposible demostrar que no existe ninguna relación entre numerosas enfermedades y la exposición duradera a campos electromagnéticos moderados, algunos países y organismos internacionales han creado un marco regulatorio basado en criterios preventivos. Sin embargo, el criterio más extendido a nivel internacional, que es el de la Comisión Internacional sobre la Protección frente a Radiaciones No Ionizantes (*International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* o ICNIRP [17]), fue y sigue siendo elaborado teniendo en cuenta únicamente aquellos efectos biológicos que sí han sido demostrados de forma concluyente – es decir, los efectos de electroestimulación y los efectos térmicos anteriormente mencionados. Este criterio, que fue propuesto por primera vez en 1998 bajo el título “*Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)*” [13], fue desarrollado a partir del resultado de los estudios existentes en la literatura científica en combinación con los análisis de riesgos efectuados por la Organización Mundial de la Salud (OMS).

Once años después de su primera publicación, no se había encontrado ningún nuevo indicio científico de efectos perjudiciales causados por campos electromagnéticos de baja intensidad [18], por lo que se descartó la posibilidad de reducir los valores máximos recomendados originalmente. Sin embargo, sí se publicaron nuevos criterios específicos para

campos de baja frecuencia, concretamente para campos estáticos en 2009 [19] y para campos de muy baja frecuencia (hasta 100 kHz) en 2010 [20]. Estos documentos o *guidelines*, basados parcialmente en las publicaciones de esos últimos once años, no sólo establecen límites a la exposición a campos electromagnéticos (que se especifican en términos del campo eléctrico y de la corriente inducidos en los tejidos expuestos a EMR, lo cual hace muy difícil la evaluación de la exposición por tratarse de magnitudes internas al cuerpo humano), sino que también incluyen niveles de referencia para el ambiente electromagnético correspondientes a dichos límites. Estos niveles de referencia facilitan enormemente la evaluación del ambiente electromagnético, puesto que se considera que su cumplimiento garantiza conformidad con los límites recomendados. Superar estos niveles de referencia no quiere decir necesariamente que también se violen los límites máximos correspondientes, pero sí supone la realización de un análisis más detallado para dilucidar si la exposición es o no compatible con dichos límites.

Estas guías de exposición a campos electromagnéticos de baja frecuencia, que no dejan de ser unas recomendaciones elaboradas por un organismo independiente³, han sido incorporadas total o parcialmente a la legislación de muchos países. Por ejemplo, la Comisión Europea las utiliza para elaborar regulaciones sobre límites de emisión de radiaciones no ionizantes en la Unión Europea [21]. La mayoría de los países miembros han adoptado dichas regulaciones, e incluso hay algunos países que han adoptado criterios más estrictos o que han implementado medidas legales vinculantes.

Es importante destacar que los límites recomendados por la ICNIRP (y sus correspondientes niveles de referencia) no están dados como una función dependiente de la duración de la exposición, sino que se trata de valores máximos o valores absolutos que nunca deberían superarse. Esto es coherente con la causa que motiva estos límites, que son los efectos electroestimulantes y los efectos térmicos anteriormente mencionados. Dicho de otra forma, los valores máximos propuestos garantizan, en opinión de estos expertos y en base a la evidencia científica actual, la ausencia de efectos biológicos perjudiciales, lo cual no significa necesariamente que la superación de estos valores de forma puntual tenga consecuencias nocivas permanentes para la salud de los seres humanos afectados. Es más, dado que las recomendaciones de la ICNIRP se definen en base a un criterio preventivo de carácter eminentemente prudente⁴, es perfectamente posible que la exposición frecuente y duradera a campos superiores a los recomendados tampoco tenga consecuencias para la salud humana. Sin embargo, a falta de evidencia científica, la afirmación anterior es simplemente una conjetura.

Con respecto a los niveles de referencia propuestos por la ICNIRP, es importante distinguir entre dos situaciones en función de la persona que está siendo sometida a EMR. El caso general es el del público normal ("*general public exposure*"), pero existe un caso particular que es el de aquellas personas que se ven expuestas a campos con motivo de su actividad laboral ("*occupational exposure*"). Los límites recomendados por la ICNIRP son más laxos en el segundo caso. Por ejemplo, el límite recomendado para la exposición a campos estáticos (campos DC) es de 400 mT para el público general y de 2 T para el público ocupacional, si bien esta cifra disminuye hasta los 500 μ T para público especialmente sensible (como por ejemplo individuos con implantes médicos)⁵. En cuanto a campos que varían en el tiempo (campos AC), los límites sugeridos dependen de la frecuencia del campo, tal y como se muestra en la Tabla 4.2 y en la Figura 4.3.

³ Administrativamente, la ICNIRP es una asociación sin ánimo de lucro y de propósito científico registrada en Alemania. Está considerada una ONG por la OMS y por otros organismos. A pesar de ello, hay quien cuestiona su supuesta independencia, argumentando que los intereses de la ICNIRP no están muy alejados de los intereses de algunas empresas, que se han visto beneficiadas por la aplicación legal de los límites a la exposición a campos electromagnéticos propuestos por la ICNIRP.

⁴ De hecho, la propia ICNIRP indica en [15] que los límites propuestos han sido obtenidos después de aplicar factores de reducción debido a la incertidumbre científica existente.

⁵ Como referencia, el campo magnético terrestre, que es un campo estático, varía entre 30 y 60 μ T en función de la zona geográfica del planeta.

Tabla 4.2. Niveles de referencia a la exposición a campos electromagnéticos de baja frecuencia (hasta 100 kHz) recomendados por la ICNIRP para público general.

Frecuencia (Hz)	Campo eléctrico E (kV m ⁻¹)	Campo magnético H (Am ⁻¹)	Densidad flujo magnético B (T)
1 – 8 Hz	5	$3.2 \cdot 10^4 / f^2$	$4 \cdot 10^{-2} / f^2$
8 Hz – 25 Hz	5	$4 \cdot 10^3 / f$	$5 \cdot 10^{-3} / f$
25 Hz – 50 Hz	5	$1.6 \cdot 10^2$	$2 \cdot 10^{-4}$
50 Hz – 400 Hz	$250 / f$	$1.6 \cdot 10^2$	$2 \cdot 10^{-4}$
400 Hz – 3 kHz	$250 / f$	$6.4 \cdot 10^4 / f$	$8 \cdot 10^{-2} / f$
3 kHz – 100 kHz	0.083	21	$2.7 \cdot 10^{-5}$

Notas:

- f es la frecuencia del campo en Hz.
- Valores para campos sinusoidales.
- E, H y B en valores RMS.

Figura 4.3. Niveles de referencia a la exposición a campos magnéticos en función de la frecuencia del campo (hasta 10 kHz), según las recomendaciones de la ICNIRP.

En el caso de exposición simultánea a campos de múltiples frecuencias, se considerará que las distintas contribuciones son aditivas, de forma que se debe verificar el siguiente límite global:

$$\sum_{j=1}^{10 \text{ MHz}} \frac{B_j}{B_{\max,j}} \leq 1 \quad (4.16)$$

donde B_j es la magnitud del campo a una frecuencia j y $B_{\max,j}$ es el límite correspondiente a dicha frecuencia. Esta expresión es igualmente válida para los campos E y H .

Para aquellos campos que no sean sinusoidales, el procedimiento de evaluación consiste en efectuar una descomposición en armónicos y comparar cada componente de frecuencia con su límite correspondiente, utilizando para ello la ecuación (4.16). Este método es relativamente sencillo, pero tiene el inconveniente importante de que resulta excesivamente conservador, puesto que supone asumir que todas las componentes espectrales del campo están en fase⁶. Consecuentemente, la propia ICNIRP recomienda un segundo método para aquellos casos en los que el número de componentes espectrales no sea reducido [20]. Este

⁶ Esta hipótesis es tan pesimista que incluso la suma del ruido electromagnético de fondo para un número suficiente de frecuencias puede conllevar la vulneración de los niveles de referencia [22].

segundo método, propuesto en [23], consiste en ponderar los campos con una función de filtro (transformada de Fourier inversa) relacionada con los niveles de referencia:

$$\left| \sum_i \frac{B_i}{EL_i} \cos(2\pi f_i \cdot t + \theta_i + \varphi_i) \right| \leq 1 \quad (4.17)$$

donde EL_i es el nivel de referencia para la frecuencia del armónico i , B_i es la amplitud del campo, θ_i es el ángulo de fase del campo, φ_i es el ángulo de fase del filtro (todos ellos para el armónico i) y t es el tiempo. Un buen ejemplo de evaluación de EMR multifrecuencia puede encontrarse en [24], estudio en el que el campo medido en el interior de un VE se compara con los niveles de referencia mediante (4.16) y (4.17), obteniéndose un 99% y un 19% en relación a los niveles ICNIRP, respectivamente.

Por otro lado, los valores de referencia de la Tabla 4.2 y de la Figura 4.3 se corresponden con una exposición homogénea con respecto a la extensión espacial del cuerpo humano. Es decir, que están dados bajo la hipótesis de que el campo en cuestión es uniforme en todo el volumen ocupado por el pasajero (o al menos, que la variación del campo a lo largo del espacio ocupado por el cuerpo es pequeña). Sin embargo, en muchas ocasiones la fuente del campo está lo suficientemente cerca del cuerpo para que esta hipótesis no se verifique, tal y como ocurre en un VE. En estas situaciones, los métodos a aplicar podrían ser los siguientes:

- 1) En aquellos casos en los que la variación del campo a lo largo del cuerpo humano no sea muy grande, es razonable trabajar con los valores máximos de campo a los que está sometido el pasajero, independientemente de en qué parte del cuerpo se alcancen dichos valores máximos. De esta forma, se aplicarán los niveles de referencia como si todo el cuerpo estuviese sometido a dicho campo máximo, lo cual resulta en una evaluación conservadora.
- 2) Otra posibilidad consiste en calcular una media espacial, tal y como propone el autor de [25]. En el caso de campos eléctricos no uniformes, el problema es algo más delicado, puesto que las consecuencias de un campo localizado pueden ser muy perjudiciales, al menos a nivel local. En el caso de campos magnéticos de baja frecuencia, sin embargo, los efectos dañinos de campos muy localizados no son tan preocupantes, siendo más importante el efecto a nivel global sobre el sistema nervioso central. Por consiguiente, es razonable calcular una media espacial del campo magnético al que está sometido el cuerpo y comparar esta media directamente con los niveles de referencia recomendados por la ICNIRP, obteniéndose así una evaluación más cercana a la realidad que en el punto anterior.
- 3) En aquellos casos en los que las variaciones sean muy acusadas, o bien en aquellos casos en los que el campo afecte únicamente a una zona concreta del cuerpo, la única alternativa consiste en recurrir a un estudio dosimétrico ponderado para así evaluar las consecuencias del campo sobre cada tejido u órgano afectado. Sin embargo, los niveles de referencia de la ICNIRP son de propósito general, en el sentido de que no distinguen entre partes del cuerpo, y de hecho fueron elaborados bajo la hipótesis de campo uniforme, por lo que no está claro que sean aplicables en un caso tan extremo. Actualmente ningún organismo ha emitido recomendaciones específicas relativas a esta situación.

2.4. Antecedentes y estudios previos.

Como se mencionó en la sección 2.2, no abundan los estudios que analizan el problema de la EMR en VEs e híbridos, lo cual no quiere decir que la literatura carezca de publicaciones sobre campos electromagnéticos en automóviles eléctricos. Lo que ocurre es que la mayoría de estos análisis abordan la problemática desde el punto de vista de la EMC. Algunos trabajos recientes de este tipo son [26-30], por citar algunos ejemplos.

En cuanto a publicaciones específicas de los campos electromagnéticos desde el punto de vista de la salud humana, la mayoría de los estudios analizan aplicaciones muy distintas a la de los VEs. Una aplicación clásica de evaluación de campos electromagnéticos y de sus EMR son las líneas eléctricas de alta tensión [31-34], y posteriormente las subestaciones y centros de transformación [35, 36]. La mayoría de estos trabajos se centran en los efectos de los campos sobre los trabajadores de dichas instalaciones (“*occupational exposure*”). Otro ejemplo clásico es el de hospitales y maquinaria de propósito médico, de nuevo pensando en los trabajadores que operan dichas máquinas a diario. Más recientemente se han comenzado a publicar estudios relativos al público general (“*general public exposure*”), especialmente en ambientes urbanos y domésticos [37].

Los primeros estudios bioelectromagnéticos en vehículos hacen referencia a ferrocarriles y vehículos convencionales [38-40]. En cuanto a automóviles eléctricos e híbridos, uno de los primeros trabajos fue el realizado sobre el Toyota Prius de segunda generación por *ElectromagneticHealth.org* [41]. Este estudio, de calidad cuestionable, se planteó a raíz de un artículo publicado en el periódico New York Times en 2008, titulado “*Fear, But Few Facts, on Hybrid Risks*”, en el que alertaba de que los vehículos híbridos podían ser perjudiciales para la salud por los campos magnéticos que emiten. En este artículo se indicaba que varios propietarios de híbridos habían realizado medidas en sus vehículos, obteniendo resultados preocupantes. Estos resultados fueron muy cuestionados por Toyota y por Honda, que afirmaron haber obtenido valores comparables a los de un vehículo convencional. El estudio de *ElectromagneticHealth.org* concluye que es casi imposible medir de forma precisa el campo electromagnético en un vehículo en movimiento, cuestionando de esta forma las medidas realizadas por los usuarios. Además, los valores obtenidos en las distintas partes del habitáculo son muy bajos, inferiores a 1 μT , lo cual está más en la línea de lo afirmado por Toyota, si bien es cierto que estos valores podrían ser superiores a los de un vehículo convencional. Finalmente, el estudio recomienda emplear algún tipo de elevación en los asientos traseros (punto en el que el campo es más fuerte), especialmente para niños en viajes largos.

Un año más tarde, Schmid *et al.* publicaron dos estudios con medidas tomadas en un VE y en un autobús híbrido bajo condiciones de conducción dinámica [42, 43]. A partir de 2010 y hasta la fecha, al menos tres equipos de investigación han trabajado y publicado artículos científicos sobre este tema de forma más o menos regular: el Dr. Alastair R. Ruddle (MIRA Limited) y sus colaboradores [24, 44, 45], la Dr. M. N. Halgamuge (University of Melbourne) y su equipo [39, 46], y más modestamente el autor de este documento y sus directores de tesis [1-3]. La mayoría de estos trabajos se basan en medidas en el interior de vehículos reales, mientras que otros emplean simulaciones numéricas. Dentro del primer grupo son especialmente relevantes [45] y [46], trabajos publicados ambos en 2015, y que presentan resultados correspondientes a 11 vehículos convencionales y eléctricos (incluyendo vehículos con pila de combustible) y 10 vehículos convencionales e híbridos, respectivamente. Las medidas de [45] han sido realizadas tanto en laboratorio como en carretera, y han sido comparadas con los niveles de referencia propuestos por la ICNIRP, obteniéndose que la máxima exposición – que tiene lugar en la zona de los pies durante las aceleraciones – supone un 20% del nivel correspondiente. Complementariamente, [2, 3, 24, 44] emplean simulaciones numéricas mediante el método de los elementos finitos para analizar la amenaza que supone el campo magnético y para evaluar la eficacia de ciertas medidas paliativas, como la localización de los equipos o el apantallamiento magnético.

3. Metodología para la evaluación del campo magnético creado por los distintos componentes del tren de tracción de un vehículo eléctrico. Aplicación al inversor y a las baterías.

3.1. Motivación.

Como aportación original de esta tesis, se ha desarrollado una metodología que permite estimar el campo creado por un dispositivo cualquiera del tren de tracción de un VE. El procedimiento propuesto se basa en la realización de simulaciones mediante el método de los elementos finitos, por lo que no se requieren ensayos experimentales. Al mismo tiempo, los resultados son lo suficientemente precisos como para emplearlos en el proceso iterativo de diseño de un VE.

Esta propuesta surgió para intentar responder a una futura necesidad de los diseñadores de vehículos. La metodología desarrollada busca proporcionar información sobre el campo generado por el tren de tracción cuando éste está siendo diseñado, de forma que puedan realizarse modificaciones antes de finalizarlo y pasar a la etapa de prototipado. Consecuentemente, la metodología no podía basarse en ensayos experimentales de ningún tipo, puesto que para su realización se requiere que el VE haya alcanzado al menos esta fase de prototipo, momento en el que los cambios en el diseño conllevan un importante sobrecoste y retraso en el proceso. Al disponer de una metodología de naturaleza predictiva, es posible tomar decisiones directamente en la fase de diseño, optimizando así el proceso. Por ejemplo, en el caso de que se estime que un cierto componente generará un campo considerable, es posible modificar la localización del mismo con respecto a los pasajeros o emplear apantallamiento magnético para mantener los niveles de campo razonablemente bajos.

En cualquier caso, el procedimiento propuesto no debe sustituir a la realización de medidas de campo electromagnético en el habitáculo del VE una vez finalizado el proceso de diseño y fabricados los prototipos. No sería prudente que un fabricante pusiese en el mercado un modelo de vehículo sin antes haber comprobado que los valores de campo están por debajo de los límites recomendados por la ICNIRP, que son los empleados por la Comisión Europea y por otros organismos equivalentes para la elaboración de normativa respecto a radiaciones no ionizantes. Hasta que nuevos hallazgos científicos permitan dilucidar de forma concluyente hasta qué punto los campos electromagnéticos son perjudiciales para el ser humano, es responsabilidad del fabricante del VE analizar este punto, no sólo mediante la evaluación del campo generado por cada uno de sus modelos de vehículo sino también considerando la exposición a campos por parte de los pasajeros a la hora de diseñarlos.

Volviendo a las razones que motivaron este estudio, más allá de proporcionar una herramienta estimativa, resulta interesante conocer las características del campo magnético generado por cada dispositivo individual del tren de tracción para comprender mejor el problema de las EMR en VEs. Dada la escasez de estudios previos, la información publicada en la literatura científica respecto al tema de los campos magnéticos y la salud de los pasajeros en VEs es muy escasa. Una de las aspiraciones de esta tesis ha sido contribuir al avance del conocimiento en este aspecto.

Finalmente, es importante destacar que la metodología desarrollada se centra en los dispositivos de potencia del tren de tracción – baterías convertidores electrónicos, máquinas eléctricas – dejando de lado las conexiones entre ellos. Esta decisión no se basa en una estimación de que la mayoría del campo procede de los dispositivos y no de las conexiones, sino en la dificultad que supone modelar los primeros con respecto a las segundas. Debe tenerse en cuenta que para evaluar el campo magnético creado por un conjunto tridimensional de cables de formas geométricas más o menos complicadas es posible recurrir a formulaciones analíticas. La solución no es tan obvia en el caso de una batería o de un convertidor electrónico; de ahí el interés de esta investigación.

3.2. Alcance. Justificación de la elección de las baterías y el inversor. Localización relativa de los dispositivos de potencia respecto a los asientos de los pasajeros.

Dentro de esta tesis, la metodología propuesta ha sido aplicada al inversor y a las baterías de un VE. Las razones para elegir estos dos elementos fueron las siguientes:

- 1) Todos los VEs, sean del tipo que sean, tienen al menos un inversor de potencia o equivalente. De la misma forma, todos los VE, salvo quizás los de pila de combustible, tienen un pack de baterías de tracción.
- 2) El inversor supone el elemento más complejo de analizar, debido a que genera campos eléctricos y magnéticos de múltiples frecuencias con sus correspondientes familias de armónicos. Dicho de otra forma, en un inversor existe una pluralidad de lazos de corriente, por cada uno de los cuales circula una corriente de frecuencia distinta. Así, es posible identificar tres tipos de corrientes (tres frecuencias fundamentales) a efectos de campo magnético: la corriente de continua a la entrada del inversor, la corriente de alterna a la salida, y la corriente pulsada de alta frecuencia en los semiconductores de potencia. Además, estas frecuencias y sus armónicos se transmiten luego a otros elementos, tales como los cables de potencia o la máquina eléctrica, por lo que la operación del inversor tiene importantes consecuencias desde el punto de vista de la EMR⁷.
- 3) En cuanto a las baterías, no presentan esta dificultad de múltiples lazos de corriente. De hecho, existe un único lazo de corriente en cada módulo, si bien es cierto que este lazo es muy complejo de modelar, puesto que requiere analizar cómo se distribuye la corriente en el interior de una celda, tal y como se describe en la sección 3.3. Por otro lado, la complejidad de estimar el campo generado por un pack de baterías radica en que éste está configurado por varios módulos, siendo cada uno de ellos un generador de campo magnético. La dificultad no está en el campo que genera cada módulo – el campo creado por cada módulo es igual al creado por cada uno de los otros – sino en la distribución de estos módulos con respecto a los pasajeros y las consecuencias que esto tiene a efectos del campo total al que estos están sometidos. Es la distribución en el espacio de los distintos módulos, que es distinta en cada modelo de VE, la que hace que unos módulos contribuyan más que otros a la EMR a la que están expuestos los pasajeros.
- 4) Además, tanto el inversor como las baterías – sobre todo estas últimas – suelen colocarse relativamente cerca del habitáculo de los pasajeros, con la consecuente pérdida de atenuación del campo que proporciona la distancia (como ya se vio en la sección 2.2). En este sentido, una de las ventajas de la tendencia actual de integrar el inversor con la máquina eléctrica, dando lugar a soluciones más compactas y encapsuladas, tiene como ventaja añadida el alejamiento del inversor con respecto a los pasajeros.

Es importante destacar aquí que no se han incluido dentro de este estudio las máquinas eléctricas – que también están presentes en todos los VEs – por dos motivos principalmente. El primero es que una máquina eléctrica cuenta con un apantallamiento magnético inherente a su propia construcción física, ya sea el yugo del estator en las máquinas rotativas convencionales,

⁷ Muchos VEs tienen más de un convertidor electrónico de potencia. Por ejemplo, varias topologías de las propuestas en el Capítulo 2 incluyen al menos un DC-DC para adaptar la tensión de las baterías a la del bus de continua, o para gestionar de forma óptima un SAE híbrido (baterías + supercondensadores, habitualmente). Otros modelos incluyen un convertidor específico para la recarga de las baterías. Finalmente, cada VE cuenta con al menos un convertidor electrónico de servicios auxiliares (climatización, sistemas de refrigeración, etc.), que aunque de menos potencia que los anteriores también es un generador de campos electromagnéticos. La metodología propuesta es aplicable a todos ellos.

Figura 4.4. Localización de los elementos del tren de potencia en un Mitsubishi i-MiEV. Las baterías (en azul) y los convertidores electrónicos (en naranja y en verde) se encuentran muy cerca de los asientos traseros, mientras que la máquina eléctrica (en rojo) no tanto.

el yugo del rotor en las máquinas de rotor externo, o ambos yugos en las máquinas de flujo axial. Además, la propia carcasa de la máquina, que habitualmente está fabricada de aluminio fundido – material no magnético pero buen conductor eléctrico – contribuye a apantallar parcialmente los campos generados (véase la sección 3.6 para más información acerca de apantallamiento electromagnético). A modo de ejemplo, la Figura 4.5 muestra el campo magnético generado por el motor de un Toyota Prius de segunda generación, en función de la distancia a la superficie del motor, cuando opera a plena corriente (250 A_{RMS}). Este resultado se obtuvo mediante una simulación por elementos finitos, de forma similar a la metodología presentada en esta sección. Como puede verse en la figura, a 30 cm del motor el campo apenas supera los 2 μ T (valor de pico) en el peor de los casos.

Figura 4.5. Atenuación con la distancia del campo magnético B (valores de pico) creado por el motor de un Toyota Prius de segunda generación cuando funciona a plena potencia (50 kW).

El segundo motivo es la localización de la máquina eléctrica con respecto a los pasajeros. En VEs con un único motor, éste suele situarse cerca del eje de las ruedas de tracción, lo cual lo aleja del habitáculo y consecuentemente de los pasajeros, disminuyendo así la contribución de la máquina eléctrica al campo al que estos están sometidos. La situación es aún más favorable en el caso de dos o cuatro motores en rueda – tendencia con poca fuerza en la actualidad dentro de la industria automovilística – puesto que dicha configuración implica alejarlos aún más de los pasajeros.

Figura 4.6. Localización de los elementos del tren de potencia en un BMW i3. De nuevo, las baterías están situadas justo bajo los asientos delanteros y traseros. El inversor es el segundo elemento más próximo a los asientos traseros. Por último, el motor está algo más alejado. Imagen original cortesía de BMW.

Como ilustran la Figura 4.4 y la Figura 4.6, los asientos traseros suelen ser los más expuestos a campos magnéticos, puesto que están más próximos a los elementos del tren de potencia del vehículo. Esta afirmación es correcta para VEs y VHs con tracción trasera, en los cuales tanto el motor como el inversor están situados en la parte de atrás del automóvil. Sin embargo, en el caso de tracción delantera, es lógico que el fabricante tienda a desplazar estos dos elementos a la parte de delante del vehículo, tal y como muestra la Figura 4.7.

Figura 4.7. Foto del Nissan LEAF, VE de tracción delantera. Tanto la electrónica de potencia como el motor eléctrico se encuentran en la parte delantera del vehículo, configuración ventajosa desde el punto de vista de la exposición a campos magnéticos de los pasajeros. Imagen cortesía de Nissan.

Esta configuración de tracción delantera tiene consecuencias desde el punto de vista de la exposición a campos de los pasajeros:

- 1) Por un lado, la tracción delantera acerca los equipos de potencia al asiento del conductor, que es obviamente el más utilizado.
- 2) Análogamente, aleja los equipos de los asientos traseros, que es donde se sientan los bebés y los niños (salvo los recién nacidos, que suelen viajar en el asiento del copiloto), población que podría ser más sensible a campos electromagnéticos (no hay estudios concluyentes que lo demuestren).
- 3) Por último, la tracción delantera aumenta las distancias mínimas entre pasajeros y equipos de potencia, puesto que permite alejar más estos equipos de los asientos delanteros de lo que la tracción trasera los aleja de los traseros, tal y como ilustra la Figura 4.8. Por cuestiones aerodinámicas, un automóvil siempre tendrá los asientos delanteros situados lo más hacia atrás posible, para conseguir un perfil aerodinámico optimizado. Esto implica que habrá más sitio disponible en la parte delantera, y

consecuentemente mayor posibilidad de alejar los equipos de potencia de los asientos.

Figura 4.8. Bocetos del Mitsubishi iMiEV (izquierda) y del Nissan LEAF (derecha), mostrando la localización de los asientos y de las baterías. En ambos VEs, los asientos traseros están más cerca del eje trasero de lo que los asientos delanteros lo están del eje delantero.

A título informativo, la Tabla 4.1 indica el tipo de tracción empleada en algunos modelos comerciales de VEs y VHs.

3.3. Estimación del campo generado por un dispositivo individual mediante el método de los elementos finitos. Aplicación al inversor y a las baterías.

La metodología desarrollada consiste en construir un modelo de simulación 3D del dispositivo a analizar para posteriormente calcular el campo magnético generado por el mismo mediante un programa de simulación basado en el método de los elementos finitos (FEM, de *Finite Element Method*). Concretamente, en esta tesis se ha empleado ANSYS Maxwell®, si bien cualquier otro software de capacidades similares es igualmente válido. Esta metodología no se aplica exactamente de la misma forma a cada componente del tren de tracción, sino que deben tenerse en cuenta consideraciones particulares en función de diversos factores, como se verá a continuación. Obviamente, la metodología propuesta requiere la construcción de un modelo 3D por cada dispositivo que se desee analizar. El hecho de necesitar un modelo específico supone una desventaja en términos de tiempo de desarrollo, a cambio de mayor precisión en los resultados en comparación con otros métodos más sencillos, como por ejemplo métodos analíticos.

Dentro de esta tesis se ha aplicado esta metodología a dos elementos de potencia concretos: un inversor trifásico y una batería de NiMH; la Tabla 4.3 contienen las especificaciones más relevantes de ambos dispositivos, cuyos niveles de potencia se corresponden con los de un vehículo urbano de pequeña potencia, tipo Mitsubishi iMiEV. Los resultados obtenidos han sido contrastados mediante ensayos de laboratorio para validar la metodología propuesta.

Tabla 4.3. Especificaciones técnicas del inversor y de la batería analizados en este capítulo.

Inversor		Batería (modulo)	
Marca	Semikron	Marca	SAFT
Modelo	SKS 60F B6CI 35 V12	Modelo	NHE 10-100
Tipo	Inversor trifásico	Tipo	Batería NiMH
V_{DC}	900 V _{DC} máx.	Tensión	12 V _{DC}
V_{RMS}	400 V _{RMS}	Capacidad	100 Ah @ C/3
I_{RMS}	60 A _{RMS}	Energía	1.2 kWh
Pot.	42 kW	I_{max}	100 A
f_{sw}	1 - 20 kHz	Masa	18.6 kg

3.3.1. Geometría y materiales.

Con objeto de alcanzar un buen compromiso entre precisión y eficiencia, es recomendable incluir en el modelo solamente los elementos más relevantes de cada dispositivo. Bajo la hipótesis de campos magnéticos cuasiestacionarios – véase la sección 2.1 – los únicos elementos generadores de campo magnético son las corrientes que circulan por los distintos conductores que conforman cada dispositivo. Así, en el caso de un inversor trifásico, los elementos a modelar son los siguientes:

- 1) Los dos cables de entrada (DC), provenientes de las baterías y conectados a los semiconductores de potencia, representados en rojo y en negro en la Figura 4.9 y en la Figura 4.10.
- 2) Los semiconductores de potencia – IGBTs con diodos en antiparalelo en este caso concreto – responsables de la conversión de tensiones. Transforman la tensión DC del bus de continua en tensiones conmutadas que, aplicadas a una carga inductiva, dan lugar a tres corrientes sinusoidales de frecuencia controlable. Estos semiconductores están representados en amarillo en la Figura 4.9 y en la Figura 4.10.
- 3) Los tres cables de salida (AC), que conectan el inversor y la máquina eléctrica, representados en verde, azul y naranja en dichas figuras.
- 4) La envolvente exterior del inversor, construida en un material metálico de 1 mm de espesor. Esta envolvente, representada con líneas grises en la Figura 4.9 y en la Figura 4.10, actúa como una pantalla electromagnética, mitigando el campo generado por el inversor. La efectividad de dicho apantallamiento depende de las propiedades concretas del material y del espesor, como se verá más adelante.
- 5) Los condensadores que constituyen el bus de continua del convertidor, mostrados en color gris en las figuras siguientes, fueron añadidos al modelo sólo para complementar su representación gráfica.

Figura 4.9. Topología del inversor trifásico analizado (colores según la descripción del texto). Tanto los cables de DC como los de AC están puenteados para cerrar los lazos de corriente.

El modelo descrito implica una serie de simplificaciones de naturaleza geométrica con respecto al inversor real. Por ejemplo, los cables fueron reproducidos con sección cuadrada para reducir el número de elementos finitos necesarios para modelarlos. Sin embargo, sí se respetaron las formas de los cables del inversor real, mostradas en la Figura 4.11, si bien de forma aproximada ya que las cocas de los cables reales fueron representadas mediante quiebros de 90°.

Figura 4.10. Captura del modelo 3D desarrollado para la estimación del campo generado por el inversor anterior (colores según la descripción del texto). Los bucles formados por los tres cables de alterna se deben a la presencia de sensores de corriente en el interior de la cara Y+.

Figura 4.11. Fotografía del inversor real.

Para la aplicación del método de los elementos finitos (FEM), el modelo debía contar con un número natural de circuitos cerrados. En otras palabras, no se permitían fuentes ni sumideros de corriente. Esta limitación obligó a crear un circuito independiente por cada lazo de corriente presente en el inversor real: dos lazos de DC, tres lazos de AC, y doce para los semiconductores. Para convertir estos lazos en circuitos cerrados fue necesario añadir dos puentes al modelo, uno de DC y otro trifásico de AC, mostrados en la Figura 4.9 y en la Figura 4.10. Dado que estas conexiones no estaban presentes en el inversor real, se añadió una pantalla magnética perfecta alrededor de estos puentes para reducir todo lo posible su contribución al campo magnético. Estas pantallas están coloreadas de color marrón en dichas figuras.

Los semiconductores de potencia fueron modelados como cables circulares de 1 cm de diámetro, siendo la distancia entre un IGBT y su correspondiente diodo en antiparalelo igual a 2 cm, mientras que 7 cm separan a los semiconductores TOP de los BOTTOM. Este conjunto de cables circulares están situados en el centro del inversor, a más de 9 cm del lateral más cercano.

En el caso de las baterías, el procedimiento de elaboración del modelo es idéntico conceptualmente, pero muy diferente en la práctica. Los elementos a modelar son los siguientes:

- 1) Las celdas en el interior de la batería (10 en este caso), cada una representada en la Figura 4.12 mediante un paralelepípedo azul con dos terminales superiores de color rojo y negro, respectivamente.
- 2) Dos cilindros verticales que prolongan dichos terminales hacia abajo, también en rojo y en negro. El propósito de estos cilindros, que no están presentes en la batería real, es emular la distribución de corriente en el interior de cada celda, como se verá más adelante.

Figura 4.12. Captura del modelo 3D desarrollado para la estimación del campo generado por un módulo de la batería analizada (colores según la descripción del texto). El lector encontrará una foto de la batería real en la Figura 4.25b de la página 182.

- 3) Las pletinas metálicas que conectan en serie unas celdas con otras, coloreadas en verde en la Figura 4.12.
- 4) Un cable externo de 25 mm² y color amarillo que cortocircuita a la batería. La forma de este cable debe ser lo más parecida posible a la del cable real empleado en los ensayos de laboratorio, como se verá en la sección 3.4.
- 5) En este caso, a diferencia de lo que ocurría con el inversor, la envolvente exterior de la batería no tiene propiedades electromagnéticas de ningún tipo, por lo que se incluyó en la representación gráfica del modelo sólo con fines ilustrativos.

Como se mencionó en la sección 3.2, cada módulo de baterías tiene un único lazo de corriente: comenzando en el cable externo, la corriente entra por el terminal negativo de la celda de la izquierda, atraviesa el electrolito y sale por el terminal positivo, para continuar a través de la pletina hacia la siguiente celda. Este circuito continúa hasta alcanzar la última celda, cuyo terminal positivo está conectado al cable externo que cierra el circuito.

El lazo de corriente descrito supone una importante simplificación respecto a lo que ocurre en realidad en una batería, tal y como se describirá a continuación. En la batería de NiMH real, se puede considerar que la corriente fluye tal y como ilustra la Figura 4.13a para el modo descarga⁸: La corriente entra a cada celda por el terminal negativo, fluye a través del colector correspondiente y atraviesa los electrodos negativos (en color salmón), compuestos en este caso particular por iones de hidrógeno almacenados en una estructura de hidruro metálico. Desde ahí,

⁸ Llegados a este punto, es importante aclarar que este trabajo no pretende describir con precisión las corrientes reales que tienen lugar en el interior de una batería. Como es bien sabido [47], el electrolito es un conductor iónico que proporciona el medio para la transferencia de carga, y consecuentemente debe tener buena conductividad iónica pero sin ser un conductor eléctrico, puesto que esto causaría cortocircuitos internos. En el interior de una batería, los amperios de corriente surgen como un flujo de átomos, tanto positivos como negativos, entre el ánodo y el cátodo. Por el contrario, en el circuito externo esta corriente consiste en un flujo de electrones.

Esta tesis se centra en los efectos de esas corrientes en términos de campos magnéticos, en puntos lo suficientemente alejados de la batería como para justificar las simplificaciones adoptadas, de forma que no se tiene en cuenta la verdadera naturaleza de dichas corrientes. Consecuentemente, en todo el capítulo se ha adoptado el criterio convencional de corriente (flujo de cargas positivas desde el positivo + hacia el negativo -).

Figura 4.13. Flujos de corriente (modo descarga) en el interior de tres celdas consecutivas de la batería de NiMH, vistas en planta. La figura (a) muestra los flujos reales (la celda de la izquierda muestra las corrientes en la dirección del eje Y, la celda del centro en la dirección del eje X, y la celda de la derecha en ambas direcciones), mientras que la figura (b) muestra los flujos simplificados (se desprecian las corrientes en la dirección del eje Y).

la corriente fluye a través del electrolito para alcanzar el electrodo positivo (de color azul), que son placas de hidróxido de níquel.

Modelar todos estos elementos, incluyendo un número suficientemente representativo de electrodos / placas por celda – habiendo diez celdas por batería – resulta computacionalmente prohibitivo en un modelo 3D de elementos finitos. El propósito de la metodología desarrollada es facilitar la estimación del campo generado por cada elemento del tren de tracción dentro del proceso de diseño del VE, para lo cual el modelo debía ser rápido tanto de elaborar como de simular. Consecuentemente, fue necesario efectuar simplificaciones en base a las siguientes consideraciones:

- 1) La distancia Y que la corriente recorre en la dirección del eje Y – la separación entre dos electrodos consecutivos – es muy inferior a la distancia X recorrida en la dirección del eje X – la longitud de los electrodos.
- 2) La distancia Y es despreciable frente a la distancia entre la batería y los pasajeros.
- 3) Dentro de cada celda, la corriente fluye en ambos sentidos en la dirección del eje Y, por lo que el campo creado por las corrientes que van en un sentido se cancela con el campo creado por las de sentido opuesto en puntos suficientemente alejados de la batería.

Así, es posible simplificar el modelo de forma que las placas de los electrodos sean reemplazadas por un conductor sólido, tal y como muestra la Figura 4.13b. Este conductor, que llamaremos electrolito emulado, está representado en color azul en la Figura 4.12.

Para obligar a la corriente a circular a través de toda la sección vertical de cada celda, es necesario alargar los terminales en la dirección del eje Z, en sentido negativo, tal y como muestra la Figura 4.12. En caso contrario, la corriente fluiría directamente desde un terminal hacia el otro, como se ilustra en la Figura 4.14a, sin circular por la mayoría del electrolito emulado, con lo que la distribución de corriente dentro de cada celda sería poco realista. En este sentido, es igualmente importante asignarle a los materiales de los terminales y del electrolito propiedades adecuadas. Concretamente, la relación entre la conductividad eléctrica del material de los terminales σ_T [S/m] y la del material del electrolito emulado σ_E debe garantizar que la distribución

de corriente sea homogénea a lo largo de toda la altura de la celda, como se muestra en la Figura 4.14c.

Figura 4.14. Densidad de corriente a través de una celda de la batería: (a) en ausencia de terminales prolongados, (b) con terminales prolongados pero una relación σ_T / σ_E inadecuada, y (c) con σ_T / σ_E adecuada.

En el modelo desarrollado en esta tesis, los terminales y sus prolongaciones fueron modelados con cobre ($\sigma_T = 58 \cdot 10^6$ S/m), mientras que para el electrolito emulado se empleó un fluido de $\sigma_E = \sigma_T / 10^6 = 58$ S/m. Este valor de conductividad es muy similar al de un electrolito real, que para el caso de baterías de NiMH es típicamente una disolución de KOH (22%, 1.2 g/cm³) conteniendo LiOH en concentraciones de 8-20 g/l, y cuya conductividad eléctrica está en el rango 10-50 S/m [48]. En cuanto al resto de materiales empleados tanto en el modelo del inversor trifásico como en el modelo de la batería, la siguiente tabla resume sus propiedades principales:

Tabla 4.4. Materiales empleados en los modelos descritos.

	Elemento	Material	Conductividad (MS/m)	Permeabilidad relativa
Inversor	Cables	Cobre	58	0.999991
	Envolvente	Acero	2	Curva BH
	Condensadores	Polietileno	0	1
	Semiconductores	Cobre	58	0.999991
	Carcasas IGBTs	Polietileno	0	1
	Pantallas puentes	Acero magnético	2	Curva BH
Batería	Cables	Cobre	58	0.999991
	Pletinas y terminales	Cobre	58	0.999991
	Electrolito	Ficticio	58e-6	1
	Envolvente	Polietileno	0	1

3.3.2. Mallado y condiciones de contorno.

Por tratarse de modelos en tres dimensiones, es deseable optimizar la malla todo lo posible para así minimizar las exigencias computacionales de las simulaciones. En muchos análisis 3D, una forma de optimizar la malla es reducir al máximo la región del problema, puesto que a menor volumen, menor número de elementos. Por ejemplo, cuando se realiza un análisis tridimensional de una máquina eléctrica, es habitual definir el contorno de la región muy cerca de la superficie exterior del estator, de manera que el volumen total no sea mucho mayor que el volumen de la máquina. Además, dado que en este tipo de análisis no es relevante lo que ocurre fuera de la máquina, el mallado de la región suele realizarse mediante elementos de gran tamaño.

Sin embargo, cuando se emplea un modelo 3D para la estimación del campo generado por un dispositivo, es importante que la región de simulación sea considerablemente más grande que el dispositivo en cuestión. El motivo es que sobre las superficies exteriores de dicha región se define para el campo magnético H la condición de contorno de Neumann homogénea⁹, la cual fuerza a que el campo H sea tangencial en el contorno y a que dicha componente tangencial sea nula, confinando por tanto el campo magnético al interior de la región de simulación. Consecuentemente, es importante situar el contorno de la región a suficiente distancia de las fuentes de campo para evitar una “sobre-restricción” (perturbación) de la solución. En el caso concreto de la estimación del campo magnético generado por un dispositivo, la condición de contorno de Neumann obliga a definir una región con dimensiones un orden de magnitud mayores que las del dispositivo analizado, lo cual supone una complicación a la hora de minimizar el número de elementos que conforman la malla (dado el gran volumen de la región). Al mismo tiempo, tampoco es conveniente definir una malla muy grosera para dicha región, puesto que en este caso es precisamente en el exterior del dispositivo donde se desea calcular el campo.

Para solventar estos inconvenientes, se propone una combinación de dos soluciones, ambas mostradas en la Figura 4.15. La primera consiste en emplear una región asimétrica, extendida en una o varias direcciones. Las direcciones en las que se prolonga la región son las correspondientes a los ejes en los cuales se desea cuantificar el campo. De esta forma, se consigue un buen compromiso entre el volumen total de la región y la sobre-restricción impuesta por la condición de contorno de Neumann. La segunda solución consiste en definir zonas volumétricas especiales alrededor de los ejes a estudiar, para refinar la malla en dichas zonas sin afectar a la malla del resto de la región. Esta segunda medida permite optimizar el número total de elementos sin perjudicar sensiblemente a la precisión de los resultados.

Figura 4.15. Región asimétrica y zonas volumétricas en torno a los ejes Y+ y Z+ del inversor. La primera permite reducir el volumen total del problema, mientras que las segundas permiten reducir el número de elementos en los que se divide dicho volumen.

En cuanto a la malla utilizada, tanto para el inversor como para la batería se empleó el algoritmo de mallado adaptativo desarrollado por Ansoft [49]. Este algoritmo puede aplicarse en simulaciones de tipo magnetostático para refinar la malla iterativamente, de forma que se reduce el tamaño de los elementos en aquellas zonas en las cuales el error de la solución calculada es más alto, optimizándose así la malla de forma automática. Este error puede definirse de varias formas en función del problema concreto. En este caso se utilizó el rotacional del campo magnético $\nabla \times H$ para calcular la densidad de corriente J según la ley de Ampère (ecuación 4.6), para posteriormente restarle a esa J todas las corrientes de entrada y calcular así un residuo de corriente. Para el caso de una solución perfecta, este residuo debería ser nulo.

⁹ La condición de contorno de Neumann (o condición de contorno secundaria) especifica el valor de la derivada de la solución en el contorno del dominio en la que se aplica. Se habla de condición de Neumann homogénea cuando dicha derivada es nula.

Consecuentemente, en cada iteración el algoritmo refina la malla en las zonas de mayor residuo hasta alcanzar un criterio de convergencia, definido como una tolerancia.

Por precaución, en todos los casos se comprobó que tanto las dimensiones de la región como la finura de la malla son suficientemente adecuadas para garantizar que los resultados obtenidos son “*region-invariant*” y “*mesh-invariant*”. Esto significa que los resultados no varían sustancialmente si se hace más grande la región o si se hace más fina la malla.

3.3.3. Excitaciones y tipo de simulación.

Se efectuaron dos tipos de simulaciones distintas: Una primera, de tipo magnetostático, para optimizar las dimensiones de la región y la malla, tal y como se ha explicado en el punto anterior. Y una segunda, de tipo transitorio¹⁰, para calcular la evolución en el tiempo del campo B en distintos puntos de los ejes X, Y y Z de ambos dispositivos. Las simulaciones transitorias se ejecutaron siempre para casos de régimen permanente (es decir, que se usaron excitaciones periódicas, como se verá más adelante). El motivo de emplear simulaciones transitorias no era por tanto analizar el campo magnético en un transitorio entre dos puntos de funcionamiento, sino calcular la evolución en el tiempo del campo en régimen permanente.

Respecto a las excitaciones de los distintos circuitos, los dos dispositivos analizados son muy diferentes en este aspecto. Como ya se adelantó en la sección 3.2, es en este punto en el que la metodología propuesta varía considerablemente del caso de las baterías al caso del inversor. En cada batería existe un único lazo de corriente, si bien de forma muy compleja, compuesto por el cable externo, las pletinas, las celdas y sus terminales. En todas las simulaciones se definió la corriente que circula por dicho circuito como sigue:

$$i(t) = I_{DC} + I_{AC} \cdot \text{triangle}(t, T_{SW}), \quad (4.18)$$

siendo $\text{triangle}(t, T_{SW})$ una onda triangular de amplitud unitaria y periodo

$$T_{SW} = 1/f_{SW}, \quad (4.19)$$

con f_{SW} la frecuencia de conmutación del convertidor electrónico al que se conectan las baterías. Este perfil de corriente se muestra en la Figura 4.16, junto con la corriente real medida en los ensayos de laboratorio que se presentarán en la sección 3.4.

Figura 4.16. Perfil de corriente parametrizado (para el caso de la batería) empleado en las simulaciones (azul) y corriente real medida en el laboratorio (rojo).

En cuanto al inversor, inicialmente se consideraron las siguientes excitaciones (si bien posteriormente se simplificaron algunas de ellas, como se verá más adelante):

- 1) Fuente de corriente continua en los cables de entrada (hasta 116 A_{DC}).
- 2) Fuente de corriente sinusoidal de baja frecuencia en los cables de alterna (hasta 192 A_{RMS}, 100 Hz).

¹⁰ En este caso “transitorio” significa que las variables evolucionan en el tiempo, y no necesariamente la ausencia de régimen permanente.

- 3) Fuente de corriente pulsada de alta frecuencia en los semiconductores de potencia (hasta 136 A_{RMS}, 5.4 kHz).

Dos consideraciones respecto a estas excitaciones: La primera, los valores eficaces empleados se corresponden con un grado de carga del 160%, puesto que la máxima corriente del inversor es de 120 A_{RMS}. La segunda, se ha despreciado el rizado de las corrientes de entrada y de salida, al contrario que con la batería. Estas dos consideraciones serán comentadas con más detalle más adelante, en la evaluación de los resultados.

3.3.4. Resultados de simulación.

Se realizaron cuatro simulaciones preliminares con el inversor, tres de ellas con una única excitación (de las tres listadas en el punto anterior) y la cuarta con todas ellas al mismo tiempo, que es como el inversor opera normalmente. Con estas simulaciones preliminares se pretendía cuantificar la contribución individual de cada una de las tres componentes de frecuencia (denominadas en lo sucesivo DC, AC y HF, esta última de “high frequency”) al campo magnético B a lo largo de cuatro de los ejes del inversor, concretamente X-, Y+, Y- y Z+ (ejes según el sistema de coordenadas definido en la Figura 4.10).

La Figura 4.17 muestra la evolución, a lo largo de un periodo eléctrico, del módulo $|B|$ del campo magnético a 20 cm de la tapa superior del inversor (eje Z+) y de uno de los laterales (eje Y-). La contribución del campo DC al total es del orden del 10% en el primer caso y del 20% en el segundo, hecho que se justifica por la proximidad que hay entre ambos cables de continua, lo cual conlleva que los campos generados por cada uno de ellos se cancelen mutuamente. En cuanto al campo causado por los semiconductores, en ambos casos resulta completamente despreciable frente a las otras dos contribuciones. De hecho, el campo HF está por debajo de 1 μT a tan sólo 5 cm del inversor, y es prácticamente nulo a 20 cm. Este resultado es completamente esperable, puesto que los semiconductores de potencia han sido modelados mediante lazos de corriente de dimensiones muy pequeñas, al contrario de lo que ocurre con el resto de componentes. Además, al estar situados en el centro de la parte inferior del inversor, los semiconductores están más alejados de sus caras externas, y por lo tanto de los puntos de interés.

Figura 4.17. Resultados FEM mostrando la evolución en el tiempo del módulo de la densidad de flujo magnético, desglosado por contribuciones, a 20 cm de la cara a) Z+; y b) Y- del inversor trifásico, para un grado de carga del 160%.

Sin embargo, es importante recordar que a efectos bioelectromagnéticos, no basta con considerar la magnitud de cada contribución, sino que es necesario comparar dichas magnitudes con los niveles de referencia establecidos por la ICNIRP. La Tabla 4.5 muestra los resultados obtenidos para el eje Z+ en porcentaje con respecto a los límites correspondientes para público general. Las cifras reflejan que la componente de AC sigue siendo claramente predominante

frente a las otras dos, si bien es cierto que la componente HF es la segunda más relevante, resultando completamente despreciable la de DC.

Tabla 4.5. Campo magnético B a 20 cm del inversor (eje Z+) generado por cada una de las contribuciones, para un grado de carga del 160%.

	DC	AC	HF
Resultados simulación (RMS)	1.69 μT	16 μT	0.37 μT
Niveles ICNIRP	200 mT	200 μT	27 μT
Resultados simulación (%)	≈ 0	8 %	1.4 %

A la vista de estos resultados preliminares, en lo sucesivo se considerará únicamente la contribución de la componente AC al campo magnético total. Esta decisión permite simplificar considerablemente el modelo 3D, puesto que la mayoría de los elementos enumerados en la página 169 pueden ser eliminados del mismo, quedándose el modelo reducido a tres cables de alterna, tal y como muestra la Figura 4.18. Esta simplificación tiene importantes ventajas desde el punto de vista computacional y de los consecuentes tiempos de simulación.

Figura 4.18. Captura del modelo 3D simplificado para la estimación del campo generado por el inversor. Los elementos eliminados se representan en *wireframe*.

Este modelo simplificado fue empleado en una segunda ronda de simulaciones cuyo objetivo era analizar qué ejes son los más relevantes a efectos bioelectromagnéticos. Este análisis resulta interesante por varios motivos: El primero, porque permite obtener un mapa más completo de los campos magnéticos generados por el inversor. El segundo, porque los resultados podrían ayudar a reducir el campo al que están expuestos los pasajeros, simplemente mediante un cambio en la orientación del inversor dentro del vehículo. Cuatro ejes fueron considerados: X-, Y+, Y- y Z+; el eje X+ fue descartado porque es por el que salen los cables de potencia, que son elementos generadores de campo pero no pertenecientes al inversor, mientras que el eje Z- fue descartado porque el disipador y las turbinas de refrigeración están situadas en la parte inferior del convertidor, lo cual implica que las distancias entre los elementos generadores de campo y la tapa inferior son mayores que en el resto de casos. La Figura 4.19 muestra los resultados de esta segunda simulación.

Figura 4.19. Resultados FEM mostrando la evolución en el tiempo del módulo de la inducción magnética, para cuatro ejes distintos, a 20 cm del inversor trifásico (grado de carga del 160%). Las anotaciones indican el valor RMS para cada curva.

Para el caso concreto del inversor analizado en este estudio, las direcciones más críticas son la Y^+ y la Z^+ , resultado que parece coherente con la distribución espacial de los cables en el interior del inversor (véase la Figura 4.10 y la Figura 4.11). Las nada despreciables diferencias de campo entre unos ejes y otros refuerza la utilidad de este tipo de análisis, puesto que aporta información al fabricante respecto a la orientación del inversor con respecto a los pasajeros. Por ejemplo, si este inversor en concreto se instalara en un VE de forma que el asiento más cercano estuviese en la dirección de los ejes Y^+ y Z^+ (la peor orientación posible), el campo al que estaría expuesto el pasajero sería aproximadamente el doble que si el inversor se orientara en la dirección de los ejes Y^- y Z^- (es decir, con el inversor girado 180°).

Finalmente, se realizó una tercera tanda de simulaciones, esta vez considerando únicamente los dos ejes más relevantes, Y^+ y Z^+ , para determinar la atenuación del campo con la distancia al inversor. Esta información, que complementa a la de la determinación de los ejes más críticos, también resulta de interés al diseñador del VE, puesto que facilita la toma de decisiones respecto a la localización del inversor. En esta ocasión, los valores de corriente empleados fueron los correspondientes a los del ensayo de laboratorio descrito en la siguiente sección. Los resultados, mostrados en la Figura 4.20, serán comparados con medidas realizadas en laboratorio para validar el modelo.

Figura 4.20. Resultados FEM mostrando la atenuación del campo B con la distancia, para dos valores de corriente distintos, correspondientes a los ejes Y^+ y Z^+ del inversor trifásico.

En cuanto a la batería, no se efectuaron simulaciones preliminares por dos motivos. El primero, porque sólo existe un elemento generador de campo magnético – un único lazo de

corriente – lo cual hace innecesario analizar la importancia relativa de las distintas contribuciones para así simplificar el modelo en consecuencia, tal y como se hizo con el inversor. El segundo, porque la batería es aproximadamente simétrica respecto a los planos verticales XZ e YZ, lo cual implica que los resultados para los ejes X+ y X- serán muy similares, al igual que para los ejes Y+ e Y-. Además, por la distribución de los elementos en el interior de la batería (véase la Figura 4.12), parece razonable suponer que el eje Z+ sea más relevante a efectos de campo magnético que su opuesto Z-.

Consecuentemente, se realizó una única tanda de simulaciones con el modelo de la batería para calcular la atenuación del campo magnético con la distancia en los ejes X-, Y+ y Z+ (ejes según el sistema de coordenadas definido en la Figura 4.12). Estas simulaciones se ejecutaron con los valores de corriente indicados en la Tabla 4.6, siendo los valores de rizado que en ella aparecen los correspondientes a los ensayos de laboratorio. Es importante recordar aquí que este rizado es muy dependiente del convertidor al que se conectan las baterías – topología, enlaces inductivos y capacitivos, estrategia de conmutación, etc. – por lo que deberá ser evaluado para cada caso particular.

Tabla 4.6. Casos simulados con la batería.

Frecuencia f_{sw} (kHz)	Rizado I_{AC} (A)	Corriente I_{DC} (A)
1	18.68	± 50 y ± 100
2	9.41	± 50 y ± 100
5	4.10	± 50 y ± 100

De nuevo, estos resultados, mostrados en la Figura 4.21 (campo AC) y en la Figura 4.22 (campo DC) para los dos ejes más significativos, serán comparados con medidas experimentales en la siguiente sección, si bien sólo los correspondientes a 1 y 2 kHz por limitaciones en el rango de medida de los equipos empleados.

Figura 4.21. Resultados FEM mostrando la atenuación de la inducción magnética B (valores RMS) con la distancia, para tres frecuencias de conmutación diferentes, correspondientes a los ejes X+ y Z+ de la batería de NiMH.

Figura 4.22. Resultados FEM mostrando la atenuación del campo B (valores DC) con la distancia, para dos valores de corriente distintos, correspondientes a los ejes $X+$ y $Z+$ de la batería de NiMH.

3.4. Validación de los resultados mediante medidas experimentales.

3.4.1. Descripción de las bancadas de ensayo.

Se realizaron medidas experimentales del campo magnético generado tanto por el inversor como por la batería con el objetivo de validar los resultados obtenidos mediante los correspondientes modelos de elementos finitos. Dos magnitudes fueron medidas en todos los casos: el campo magnético estático (DC) y el campo magnético variable (AC). Los equipos empleados para estos ensayos fueron el gaussímetro F.W. Bell 5170 y el medidor de campo variable Combinova MFM10 [50]. Ambos dispositivos habían sido previamente calibrados por un laboratorio autorizado.

Figura 4.23. Equipos de medida de campo magnético: (a) F.W. Bell 5170 (DC); y (b) Combinova MFM10 (AC).

Las bancadas de laboratorio desarrolladas para la realización de estos ensayos se muestran de forma esquemática en la Figura 4.24. En el caso del inversor, se empleó una fuente de tensión alterna – un autotransformador tipo variac – y un rectificador para alimentar la etapa de continua del convertidor, mientras que en el lado de alterna se conectó una carga RL trifásica. Para la batería, sin embargo, se utilizó la instalación de caracterización de sistemas de almacenamiento presentada en [51] por el autor de esta tesis, si bien por conveniencia del lector se incluye aquí un breve resumen de su descripción: La bancada consta de cuatro baterías de NiMH, estando una de ellas separada físicamente del resto para así aislarla desde el punto de vista electromagnético. Estas cuatro baterías están conectadas en serie a un convertidor DC-DC, cuya topología es la de un convertidor elevador-reductor bidireccional con tres ramas en paralelo (para el cual se empleó un puente trifásico de seis IGBTs con diodos en antiparalelo). Este convertidor es responsable de controlar la corriente de carga/descarga de las baterías independientemente de la tensión de la etapa de continua a la que se conecta. La topología descrita es *interleaved* (véase el Capítulo 2), pero para los ensayos de campo magnético no se

empleó una estrategia de conmutación con *interleaving* para así compensar los elevados valores de las inductancias y operar con un rizado de corriente más realista.

Figura 4.24. Esquemas de las bancadas de laboratorio empleadas en los ensayos del campo magnético generados por (a) el inversor; y (b) la batería. En el segundo se muestra sólo una parte de la instalación.

En ambos casos, las bancadas se controlaron mediante una plataforma dSPACE®, responsable de la adquisición de medias analógicas (tensiones, corrientes y temperaturas) y de la generación de las órdenes de conmutación para los IGBTs. Respecto a las estrategias de control y a las técnicas de conmutación, en el caso del inversor se aplicó un control de tensión en bucle abierto con PWM trifásico, mientras que para las baterías se optó por un control de corriente en bucle cerrado con PWM sin *interleaving*, y con las correspondientes protecciones de sobrecarga, sobredescarga y sobrecorriente.

La Figura 4.25 muestra dos fotografías del inversor y de la batería durante las medidas del campo magnético de alterna. En ambos casos, la colocación de todos los elementos de potencia se realizó intentando minimizar la influencia de dispositivos externos (fluorescentes, otros equipos de potencia, etc.). Especialmente delicado resulta la perturbación introducida por los propios cables del inversor y de la batería. En ambos casos se adoptaron tres medidas para intentar paliar este efecto: La primera, estos cables se colocaron lo más juntos posible, de forma que su contribución al campo total fuese pequeña. La segunda, las medidas se efectuaron siempre en los ejes más alejados del eje correspondiente a dichos cables (del eje X+ en ambos casos). Y la tercera, los cables se colocaron con formas más o menos sencillas de reproducir en los modelos 3D, para así poder incorporarlos a los modelos y aumentar la similitud entre las simulaciones y los ensayos.

Tabla 4.7. Casos ensayados con el inversor y con la batería.

Inversor			Batería		
Distancia	Frecuencia	Corriente I_{AC}	Distancia	Frec. conmut.	Corriente I_{DC}
De 10 a 30 cm	100 Hz	39 y 58 A _{RMS}	Hasta 40 cm	1 y 2 kHz	± 50 y ± 100 A

Figura 4.25. Fotografías (a) del inversor; y (b) de la batería durante los ensayos de campo magnético de alterna.

3.4.2. Procedimiento de medida.

Tanto para el inversor como para la batería el procedimiento de ensayo fue muy similar. Se realizaron medidas de campo magnético estático (DC) y variable (AC) en varios ejes de cada dispositivo (Y+ y Z+ para el inversor; X-, Y- y Z+ para la batería), empezando siempre a 10 cm de la superficie exterior y realizando incrementos de 5 o 10 cm hasta que el campo B medido fuese igual o menor a $2 \mu\text{T}$. Las medidas se tomaron siempre en régimen permanente pero bajo distintos puntos de operación – corriente AC en el caso del inversor; corriente DC y frecuencia de conmutación en el caso de la batería. La Tabla 4.7 resume todos los casos ensayados.

Para mejorar la precisión de las medidas, los medidores de campo fueron empleados con trípodes. Cada medida se adquirió tres veces para reducir el error asociado a la colocación relativa del equipo de medida respecto al inversor o a la batería, de forma que los resultados finales se calcularon mediante la media aritmética de esas tres medidas (salvo en casos puntuales, en los cuales una de las medidas fue descartada por su alta desviación típica). Un pequeño *offset* fue restado tanto de las medidas de DC como de las de AC para compensar el campo magnético residual (ambiental), incluyendo el campo magnético terrestre en el caso del campo DC. Análogamente, se aplicó un factor de calibración dependiente de la posición en las medidas de AC para compensar tanto el promediado espacial debido al tamaño de las bobinas del Combinoba MFM10 como el acoplamiento reducido que existe cuando se mide una fuente de campo local¹¹. La obtención de estos factores correctores conllevó la realización de ensayos preliminares en el Laboratorio de Medidas Magnéticas de la Universidad Politécnica de Madrid.

¹¹ Las tres bobinas del Combinoba MFM10, compuestas por 400 vueltas de hilo conductor, miden aproximadamente 11.3 cm de diámetro, por lo que no resultan adecuadas para medir fuentes de campo muy próximas, debido a que en estas situaciones la densidad de flujo magnético que atraviesa cada bobina no es homogénea. El error introducido por este fenómeno puede ser compensado mediante los factores de calibración mencionados. Para más información acerca del principio de funcionamiento del equipo de medida, consultar [50].

Figura 4.26. Ensayo para la obtención de los coeficientes correctores del MFM10.

Con respecto a los resultados de las medidas AC incluidos en este documento, de aquí en adelante, y salvo que se especifique lo contrario, se supondrá que se trata del valor RMS del campo total promedio (una vez descontado el campo residual), calculado como sigue:

$$B_{RMS} = \sqrt{\sum_{n=1}^{1024} \frac{B_{x,n}^2 + B_{y,n}^2 + B_{z,n}^2}{1024}} \quad (4.20)$$

donde $B_{x,n}$, $B_{y,n}$, $B_{z,n}$ son los valores instantáneos de la densidad de flujo magnético, medidos en tres ejes cartesianos, y muestreados con una frecuencia tal que se capturan un total de $2^{10}=1024$ muestras por cada periodo fundamental.

3.4.3. Resultados. Comparativa entre simulación y ensayos.

Los valores de campo magnético estático (DC) obtenidos para el inversor fueron un orden de magnitud inferiores al campo magnético terrestre – entre 30 y 60 μT – y por lo tanto no son preocupantes desde el punto de vista de la salud de los pasajeros. Esta conclusión es coherente con los resultados de simulación presentados en la Figura 4.17. Respecto a las medidas de campo variable (AC), la Figura 4.27 muestra los valores obtenidos junto con los resultados de simulación correspondientes.

Figura 4.27. Resultados FEM y medidas experimentales para dos valores de corriente distintos, correspondientes a los ejes Y+ y Z+ del inversor trifásico.

La concordancia entre las simulaciones y los ensayos es buena en términos absolutos, puesto que la mayor desviación está por debajo de 1 μT . En términos relativos, el error máximo

es del 25%, lo cual no es en absoluto preocupante dado que la metodología propuesta pretende proporcionar una herramienta para la estimación del campo magnético en el interior de un VE, donde errores de hasta el 100% son perfectamente asumibles para valores de campo tan pequeños (por ejemplo, el nivel de referencia recomendado por la ICNIRP para campos de 100 Hz, que son los que genera el inversor en este ensayo, es de 200 μT , por lo que errores menores que 1 μT son fácilmente asumibles). Además, es importante tener en cuenta que hay mucha más incertidumbre asociada a la idoneidad de esos niveles de referencia que a los resultados de simulación.

En cualquier caso, a efectos de validar la metodología propuesta, las medidas obtenidas corroboran que es posible estimar el campo generado por un inversor u otro convertidor electrónico de potencia mediante un modelo de elementos finitos en tres dimensiones como el descrito en la sección 3.3, modelo que solamente tiene en cuenta el número, la forma y la distribución espacial de los cables y lazos de corriente dentro del inversor.

Respecto a la batería, la Figura 4.28 (página siguiente) muestra los resultados de los ensayos de campo AC en función de la frecuencia de conmutación y de campo DC en función de la corriente I_{DC} para los tres ejes analizados, junto con los resultados de las simulaciones correspondientes.

Una vez más, la concordancia entre simulaciones y los ensayos es suficientemente buena, siendo las mayores desviaciones de 19 μT y 1.2 μT para campos DC y AC, respectivamente (recuérdese que los niveles de referencia de la ICNIRP para campos estáticos y para campos de 1 y 2 kHz, que son los que genera la batería en este ensayo, son de 400 mT, 80 μT y 40 μT , respectivamente). La coherencia de los resultados para el campo AC es comparable a la obtenida para el caso del inversor (Figura 4.27). Sin embargo, las desviaciones son significativamente mayores para el campo DC, especialmente a 10 cm de la batería. Este resultado no sorprende por dos motivos: El primero, la precisión del equipo de medida de DC es inferior a la del medidor de AC; el segundo, la desviación típica obtenida en las medidas de campo DC mostraban una dispersión mucho mayor. En cualquier caso, esa desviación máxima de 19 μT es completamente despreciable comparada con el nivel de referencia ICNIRP correspondiente, que es de 400 mT.

Figura 4.28. Resultados FEM y medidas experimentales para dos valores de corriente y tres frecuencias de conmutación diferentes, para los ejes X+, Y+ y Z+ de la batería de NiMH. Los gráficos de la izquierda son los correspondientes a campos AC, y los de la derecha a campos DC.

Consecuentemente, y a efectos de validar la metodología propuesta, las medidas obtenidas corroboran que es posible estimar el campo generado por una batería mediante un modelo de elementos finitos en tres dimensiones como el descrito en la sección 3.3.

3.5. Evaluación de los resultados obtenidos para el inversor.

3.5.1. Máximos valores de campo magnético alcanzables. Comparación con los niveles de referencia de la ICNIRP.

Una vez validados los modelos de simulación, es posible utilizarlos para estimar los campos magnéticos generados por el inversor y por una batería en condiciones de funcionamiento menos favorables. Para el inversor, esto significa corrientes mayores e incluso frecuencias mayores (supongamos por ejemplo que en un cierto VE la frecuencia de alimentación de la máquina eléctrica alcanza los 300 Hz cuando ésta gira a máxima velocidad). Para la batería, significa corrientes mayores y frecuencias de conmutación más perjudiciales¹² desde el punto de vista bioelectromagnético (a mayor frecuencia de conmutación, menor rizado de la corriente, por lo que el campo resultante será de menor intensidad pero de mayor frecuencia).

En el caso del inversor de potencia, y suponiendo que sólo haya uno en el VE en cuestión (lo cual ocurrirá siempre que sólo haya una máquina eléctrica), el análisis del campo AC se reduce a considerar el peor caso, que será el de máxima corriente y máxima frecuencia. Este punto de funcionamiento es relativamente improbable en un VE, puesto que supone que tanto la velocidad como el par son iguales a sus valores máximos (un ejemplo de esta situación sería un frenado regenerativo brusco en autovía). Para el inversor analizado en esta tesis, la corriente máxima alcanzable es de 120 A_{RMS} (no en régimen permanente sino durante transitorios del orden de segundos, y sólo para frecuencias de conmutación de hasta 7 kHz). La Figura 4.29 muestra los resultados de simulación para dicha corriente junto con los ya presentados en la sección 3.3.4.

Figura 4.29. Resultados FEM mostrando la atenuación del campo B con la distancia, para tres valores de corriente distintos, correspondientes a los ejes Y+ y Z+ del inversor trifásico.

Aunque estos resultados son sólo para la componente AC (recuérdese que el inversor generaba campos de tres tipos: DC, AC y HF, tal y como se describió en la sección 3.3.3), esta simulación de extrapolación de resultados fue realizada con el modelo completo, y no con el simplificado, para así evaluar las otras dos componentes. Por coherencia, la frecuencia de la componente HF debería haber sido incrementada hasta los 10 kHz que permite el inversor a 120 A (o incluso hasta los 20 kHz), para de esta forma considerar también el punto de funcionamiento más perjudicial. Sin embargo, el límite recomendado para campos de entre 3 kHz y 100 kHz es constante e igual a 27 μT, por lo que la frecuencia de conmutación original (5.4 kHz) ya es la

¹² La palabra “perjudicial” se emplea aquí como sinónimo de “puntos de funcionamiento más cercanos a los niveles de referencia propuestos por la ICNIRP”. En ningún momento hace referencia a que exista realmente un perjuicio contra la salud humana. Este comentario es aplicable al resto del capítulo.

correspondiente al peor caso posible (a diferencia de la batería, en el análisis del inversor no se tuvieron en cuenta los armónicos de corriente).

La Figura 4.30 compara los valores de campo generados por el inversor con los niveles de referencia propuestos por la ICNIRP para público general. Todos los valores de campo están dados para una distancia de 20 cm. Se ha considerado el eje más desfavorable para cada contribución (DC, AC y HF) en el cálculo de los puntos de operación más perjudiciales desde el punto de vista bioelectromagnético. Estos tres puntos, uno por cada componente, se indican con un símbolo “+” en la figura. Los rectángulos sombreados representan el rango de funcionamiento del inversor, en términos de campo magnético generado (frecuencia vs campo B).

Figura 4.30. Comparación entre los resultados FEM y los niveles de referencia ICNIRP para público general (valores RMS) a una distancia de 20 cm del inversor. Las zonas sombreadas indican los rangos de funcionamiento, y los símbolos “+” los puntos de funcionamiento más cercanos a los niveles ICNIRP.

La Figura 4.31 muestra esos puntos de funcionamiento más desfavorables, en términos relativos con respecto a los niveles ICNIRP, para los ejes Y+ y Z+.

Figura 4.31. Resultados FEM para el caso más perjudicial, en porcentaje con respecto a los niveles ICNIRP para público general, a una distancia de 20 cm del inversor.

Estos resultados resultan bastante tranquilizadores, puesto que incluso considerando el peor caso posible – pasajero a tan sólo 20 cm del inversor, orientación del inversor de forma que su eje más perjudicial apunta directamente al pasajero, y valores de corriente y frecuencia máximos – el campo generado por el inversor no alcanza el 5% de los niveles propuestos por la ICNIRP. Sin embargo, tal y como se expondrá en la sección de conclusiones, es importante tener en cuenta las siguientes consideraciones: Por un lado, estos valores son los correspondientes a este inversor en concreto, cuya potencia no es particularmente alta y cuyo diseño (distribución de elementos, proximidad de cables similares, apantallamiento) podría ser considerado bastante bueno desde el punto de vista de la generación de campos magnéticos. Por otro lado, son muchos los elementos del tren de tracción de un VE que contribuyen a la generación del ambiente electromagnético en el habitáculo, y por lo tanto no es suficiente con evaluar las contribuciones individuales de cada uno de estos dispositivos. Por último, las medidas experimentales realizadas no tienen en cuenta componentes de alta frecuencia (por encima de

2 kHz), que a pesar de haber sido descartadas en base al análisis por elementos finitos, es necesario reconocer que en esta tesis no se ha demostrado experimentalmente que efectivamente su contribución sea despreciable (véase la sección 6 para más información).

Respecto a la batería, realizar un análisis equivalente al del inversor no tiene tanto sentido, porque un VE nunca tendrá una única batería, sino un pack completo. Dado que esto complica el estudio a realizar – puesto que requiere no sólo el cálculo de los máximos valores de campo generado por un módulo individual, sino también la extrapolación de dichos resultados a un pack completo de baterías – se ha optado por dedicarle un apartado completo al estudio del pack, que el lector podrá encontrar en la sección 3.7.

En esta sección el análisis se centra exclusivamente en un módulo individual. De nuevo, se considerará que la distancia entre la batería y el pasajero más cercano es de tan sólo 20 cm, lo cual es posible solamente si la batería está situada justo debajo del asiento correspondiente a dicho pasajero. Análogamente, sólo se tendrá en cuenta el eje más desfavorable, el Z+. En cuanto a las condiciones de operación más perjudiciales, este caso no es tan evidente como el del inversor por lo siguiente: En la componente AC del inversor, la frecuencia y la corriente AC son variables independientes, por lo que el punto de funcionamiento más nocivo es el de máxima corriente y máxima frecuencia. En la batería, sin embargo, el rizado de la corriente depende de la frecuencia de conmutación, lo cual implica que la amplitud y la frecuencia de la componente AC están íntimamente relacionadas, de forma que aumentar la segunda disminuye la primera¹³. La relación concreta entre el rizado y la frecuencia de conmutación depende de otras características del accionamiento – topología, elementos inductivos y capacitivos, relación de tensiones, etc. A modo de ejemplo, la Figura 4.32a muestra esta relación para la bancada de laboratorio empleada en los ensayos de la batería (y que ya fue descrita brevemente en el apartado 3.4.1). No se han considerado frecuencias de conmutación menores de 500 Hz porque es muy poco habitual que un convertidor de potencia conectado a unas baterías de un VE opere por debajo de dicho valor [52].

Figura 4.32. (a) Rizado de corriente I_{AC} , en función de la frecuencia de conmutación, correspondiente a la bancada de laboratorio utilizada en los ensayos. Los valores de rizado indicados son valores promedio entre los de carga y los de descarga. (b) Campo B (valores RMS) en función de dicho rizado (eje Z+, 20 cm).

Consecuentemente, para dilucidar qué punto de operación es el más perjudicial con respecto a la componente AC del campo generado por una batería es necesario:

- 1) Conocer la relación entre la frecuencia de conmutación y el rizado (Figura 4.32a). La expresión analítica obtenida mediante una herramienta de ajuste de curvas es la siguiente (I_{AC} en valores pico-media, tal y como se emplea en la ecuación (4.18); f_{sw} en kHz):

¹³ En realidad esto también es cierto para el inversor. Sin embargo, en el caso del inversor no se tuvieron en cuenta los armónicos de corriente, ya que el estudio se centró en el análisis de los distintos lazos de corriente (DC, AC y HF).

$$I_{AC}(f_{SW}) = a \cdot x^b = \frac{18.61}{f_{SW}^{0.9517}} \quad (4.21)$$

- 2) Conocer la relación entre dicho rizado y el campo generado a 20 cm. Esta información está contenida en los resultados de simulación incluidos en la Figura 4.21 para 1, 2 y 5 kHz. Esta relación es aproximadamente lineal, como cabía esperar dadas las distancias y las longitudes de ondas involucradas (modelo cuasiestático; véase apartado 2.1), tal y como muestra la Figura 4.32b, por lo que puede ser aproximada como sigue:

$$|B(z = 20 \text{ cm}, I_{AC})|_{AC,Z^+} = c \cdot x = 0.2463 \cdot I_{AC} \quad (4.22)$$

- 3) Conocer la relación entre el campo generado y los límites recomendados por la ICNIRP (Figura 4.3). En el rango de 0.5 a 20 kHz, estos límites son:

$$B_{max} = \begin{cases} \frac{80000}{f}, & f \leq 3 \text{ kHz} \\ 27 \mu T, & f \geq 3 \text{ kHz} \end{cases} \quad (4.23)$$

A partir de las ecuaciones (4.21), (4.22) y (4.23) es posible determinar el punto de operación más perjudicial simplemente mediante el cálculo del campo B, en términos relativos a los niveles ICNIRP, para cada frecuencia de conmutación en el rango estudiado. La Figura 4.33 muestra este resultado, que naturalmente no superará nunca los 3 kHz, puesto que los niveles ICNIRP a partir de dicha frecuencia son constantes hasta los 100 kHz.

Figura 4.33. Campo B (valores en % con respecto a los niveles ICNIRP) en función de la frecuencia de conmutación.

Este resultado es el correspondiente al campo AC generado por el rizado de la corriente de la batería. Respecto al campo DC, el punto de operación más perjudicial será aquel en el que la corriente sea la más alta. En un accionamiento de tracción, esta situación se corresponde con transitorios de fuerte aceleración, o incluso de frenado regenerativo¹⁴. En muchos modelos comerciales de VEs, la corriente de las baterías alcanza valores máximos de entre 150 y 400 A (véase la Tabla 4.1), y tasas de descarga de hasta 4C son más que habituales [53] (de hecho, en el Capítulo 2 se analizaron casos con picos de hasta 6C-10C). Para la batería de NiMH objeto de esta tesis, se empleó un valor máximo de 300 A, que es el correspondiente a 3C. Con esa corriente, el campo generado por la batería a 20 cm en el eje Z+ es de 105.9 μT, valor que no sólo queda muy por debajo del nivel ICNIRP para público general (400 mT) sino que incluso es inferior al límite recomendado para público especialmente sensible (500 μT).

Una reflexión importante respecto al campo DC, aplicable no sólo a la batería sino a cualquier elemento de potencia de un VE, es la siguiente: Dado que en una aplicación de tracción el accionamiento eléctrico está sometido a continuos transitorios – aceleraciones y frenados regenerativos – no es estrictamente cierto que el campo magnético creado por la corriente de

¹⁴ Habitualmente, las mayores corrientes de batería se alcanzan para situaciones de aceleración agresiva, y no de frenado agresivo. Esto se debe a dos motivos: las resistencias al avance del vehículo y el rendimiento global del sistema de tracción (véase el apartado 4.3 para más información).

continua de la batería sea un campo estático (es decir, invariante en el tiempo). Dado que los picos de corriente que se producen en un VE pueden tener duraciones tan cortas como 1 segundo o incluso menos [54], resulta más adecuado analizar el campo generado por esta corriente “continua” como una exposición no sinusoidal de múltiples frecuencias, tal y como se detalló en el apartado 2.3, ecuaciones (4.16) y (4.17). Aunque este aspecto queda fuera del alcance de esta tesis – puesto que el análisis realizado sólo considera régimen permanente – los rectángulos correspondientes a las componentes DC de la Figura 4.30 y de la Figura 4.34 se extienden hasta frecuencias en torno a 1 Hz para ilustrar este hecho¹⁵. Otra consideración importante en cuanto a transitorios de campo es que debe evitarse el “time-averaging” [20], refiriéndose con esto al promediado de los valores de campo a lo largo de un cierto periodo de tiempo (lo cual conlleva que el valor promedio resultante sea menor que los valores de pico alcanzados en los transitorios). Esta consideración sí que fue incluida en los resultados.

Finalmente, la Figura 4.34 (análoga a la Figura 4.30 para el inversor) compara los valores de campo a 20 cm de la batería con los límites recomendados por la ICNIRP para público general. Nótese que en esta ocasión el rango de funcionamiento correspondiente al campo AC (rizado de la corriente) tiene una representación trapezoidal en ejes logarítmicos, siendo el punto más perjudicial el más cercano a la curva de valores máximos recomendados por la ICNIRP. Esta figura se incluye aquí sólo a efectos ilustrativos, ya que el análisis que tiene verdadero sentido es el de un pack completo de baterías, como se ha mencionado previamente.

Figura 4.34. Comparación entre los resultados FEM y los niveles ICNIRP para público general (valores RMS) a una distancia de 20 cm de la batería. Las zonas sombreadas indican los rangos de funcionamiento de la batería, y los símbolos “+” los puntos de funcionamiento más cercanos a los niveles ICNIRP.

Los resultados obtenidos para la batería (Figura 4.33 y Figura 4.34) sugieren que la elección de la frecuencia de conmutación tiene consecuencias importantes sobre la exposición a campos magnéticos por parte de los pasajeros debido a las propias baterías, al convertidor DC-DC y a los cables que los conectan. Dada la relación no lineal entre la frecuencia de conmutación y el campo magnético, y también la relación no lineal entre la frecuencia de este último y los niveles ICNIRP, es claro que algunos valores de frecuencia de conmutación serán más ventajosos que otros. Y dado que el valor de dicha frecuencia determina el espectro armónico de la corriente de baterías, es necesario recurrir a la metodología para exposiciones multifrecuencia mencionada en el apartado 2.3. Esta conclusión es extrapolable al inversor, a la máquina eléctrica que alimenta y a los cables que los conectan.

3.5.2. Comparación con exposiciones habituales a campos magnéticos.

Es interesante comparar los valores de campo obtenidos para el inversor y para la batería con aquellos a los que el público general ya se encuentra expuesto habitualmente en sus casas

¹⁵ Esto equivale a considerar que las componentes de DC varían sinusoidalmente en régimen permanente con una frecuencia de 1 Hz.

o en sus lugares de trabajo. En los hogares europeos, los campos magnéticos de potencia tienen un valor medio de aproximadamente $0.07 \mu\text{T}$ (50 Hz), mientras que en EEUU esta cifra se eleva hasta los $0.11 \mu\text{T}$ (60 Hz) [12]. Estos valores son al menos un orden de magnitud inferiores a los habituales en un VE convencional. Concretamente, un automóvil que dispusiera de un inversor o una batería como los considerados en esta tesis a 20 cm de uno de los pasajeros generaría campos del orden de 1 a $10 \mu\text{T}$ solamente con la contribución de dicho elemento.

Sin embargo, en la proximidad de ciertos electrodomésticos, tales como los microondas, los valores de campo alcanzan fácilmente varias decenas de μT , cifras comparables a las de un vehículo. No obstante, existe una diferencia muy significativa entre ambas situaciones, y es el tiempo que dura la exposición a dichos campos: mientras que el caso del microondas se trata de unos pocos minutos al día, en el caso del VE la duración puede ser de hasta dos horas, si bien es cierto que los máximos valores de campo se alcanzan sólo durante ciertos transitorios de aceleración/frenado de unos pocos segundos de duración cada uno.

3.6. Apantallamiento magnético del inversor.

Este apartado está dedicado a analizar la influencia que la envolvente del inversor tiene sobre el campo magnético generado por él mismo. Por envolvente se entenderá el armazón exterior de material metálico y espesor constante que rodea a todos los elementos que constituyen el inversor. Esta envolvente actuará como una pantalla magnética para campos de baja frecuencia siempre y cuando esté hecha de un material de permeabilidad relativa significativa ($\mu_r \gg 1$). Para más información acerca de apantallamiento magnético en general, véase la sección 5 de este capítulo.

Con respecto al inversor, se consideraron tres alternativas para analizar el potencial de reducción del campo magnético que puede lograrse mediante apantallamiento:

- 1) Envolvente de plástico, de aluminio o de cualquier otro material no ferromagnético ($\mu_r \approx 1$).
- 2) Envolvente de acero o similar ($\mu_r = 100$ en la zona lineal). Este es el material del que está hecha la envolvente real, y el que fue empleado en todos los resultados presentados hasta este punto.
- 3) Envolvente de material específico para apantallamiento magnético ($\mu_r = 2000$ en la zona lineal).

En todos los casos se supuso que el material de la envolvente es isométrico, por lo que es posible definir la relación entre el campo magnético $\mathbf{H}$ y la densidad de flujo magnético $\mathbf{B}$ sin necesidad de recurrir a tensores:

$$\mathbf{B} = f(\mathbf{H}) = \mu(H) \cdot \mathbf{H} \quad (4.24)$$

Finalmente, se consideró que el espesor de la envolvente es constante e igual a 1 mm, valor correspondiente al inversor real. Los resultados de estas simulaciones, mostrados en Figura 4.35, reflejan que el material de la envolvente tiene una influencia considerable en el campo magnético generado por el inversor en sus inmediaciones. Así, los valores de campo alcanzados sin ningún tipo de apantallamiento son aproximadamente el doble que los correspondientes a la envolvente real, mientras que empleando una envolvente de material ferromagnético de alta permeabilidad se podría conseguir una reducción adicional del 25%, y todo esto sin aumentar el espesor de la envolvente, y consecuentemente sin incrementar el volumen y sin variar considerablemente el peso del inversor.

Figura 4.35. Resultados FEM para 120 A_{RMS} mostrando la influencia de la envolvente en función de su capacidad de apantallamiento magnético, correspondientes a los ejes Y+ y Z+ del inversor trifásico.

3.7. Extrapolación de los resultados a un pack completo de baterías.

3.7.1. Formulación analítica.

A pesar de su relativa simplicidad, el modelo de simulación 3D empleado para el cálculo del campo generado por una batería es exigente computacionalmente. Lo suficiente como para descartar la aplicación de la misma metodología a un pack completo de baterías, que habitualmente estará compuesto por entre 20 y 100 módulos (dependiendo de la tecnología concreta de batería y de los niveles de tensión y potencia en el VE en cuestión). Por consiguiente, y como paso previo a la estimación del campo generado por un pack de baterías, es conveniente recurrir a un modelo mucho más sencillo, de naturaleza analítica, elaborado a partir de los resultados obtenidos para un único módulo. Este modelo será especialmente interesante en aquellos casos en los que exista linealidad entre el campo B y las variables de las que depende.

En el análisis realizado en esta tesis se han empleado expresiones analíticas en forma de funciones exponenciales recíprocas:

$$|B(z)|_{z+} = \frac{K}{z^P} \quad (4.25)$$

siendo K y P constantes, y estando B en microteslas y z en metros. La Tabla 4.8 contiene los valores de dichos coeficientes para las cinco curvas analizadas, todas ellas correspondientes al eje Z+ de la batería (el más perjudicial). Análogamente, la Figura 4.36 muestra la bondad de los ajustes logrados mediante dichas aproximaciones analíticas.

Tabla 4.8. Coeficientes correspondientes al eje Z+ de la batería.

Corriente I_{dc} (A)	Frecuencia f_{sw} (kHz)	K	P
50	-	1.816	1.416
100	-	3.599	1.420
-	1	0.4798	1.417
-	2	0.1963	1.416
-	5	0.1217	1.420

Figura 4.36. Resultados FEM y sus respectivas aproximaciones analíticas para: (a) el campo DC; y (b) el campo AC, ambos correspondientes al eje Z^+ de la batería.

Nótese que el exponente P tiene aproximadamente el mismo valor en los cinco casos considerados, lo cual significa que el campo magnético se atenúa con la distancia al mismo ritmo en todos ellos, independientemente de la corriente y de la frecuencia de conmutación. Respecto al coeficiente K , su valor es directamente proporcional a la corriente I_{DC} en los casos de campo DC, mientras que para el campo AC la relación entre la frecuencia de conmutación y el coeficiente K es la correspondiente a la curva de la Figura 4.32a, que muestra la relación entre la frecuencia de conmutación y el rizado de la corriente I_{AC} . Todos estos resultados son completamente lógicos y esperables –la geometría y los materiales del convertidor son exactamente los mismos en todas las simulaciones– y para el caso del campo DC permiten generalizar aún más el modelo analítico, obteniéndose:

$$|B(z, I_{DC})|_{DC, Z^+} = \frac{0.03615 \cdot I_{DC}}{z^{1.418}} \quad (4.26)$$

Análogamente, conocida la relación entre la frecuencia de conmutación y el rizado de la corriente I_{AC} – ecuación (4.21) – y conocida también la relación entre dicho rizado y el campo B –la ecuación (4.22) indica que dicha relación es aproximadamente lineal– es posible generalizar también el campo AC generado por la batería en su eje Z^+ :

$$|B(z, I_{AC})|_{AC, Z^+} = \frac{K \cdot I_{AC}}{z^{1.418}} \quad (4.27)$$

$$\left. \begin{aligned} (4.21): |B(z = 20 \text{ cm}, I_{AC})|_{AC, Z^+} &= \frac{K \cdot I_{AC}}{z^{1.418}} \\ (4.15): |B(z = 20 \text{ cm}, I_{AC})|_{AC, Z^+} &= 0.2463 \cdot I_{AC} \end{aligned} \right\} \Rightarrow K = 0.2463 \cdot 0.2^{1.418} = 0.0251 \quad (4.28)$$

Luego:

$$|B(z, I_{AC})|_{AC, Z^+} = \frac{0.0251 \cdot I_{AC}}{z^{1.418}} \quad (4.29)$$

siendo:

$$I_{AC}(f_{sw}) = \frac{18.61}{f_{sw}^{0.9517}} \quad (4.21)$$

3.7.2. Estimación del campo generado por un pack de 28 baterías.

Una vez obtenidas las expresiones analíticas correspondientes al eje Z^+ de la batería de NiMH, es posible estimar el campo generado por un pack completo. Para la realización de este

análisis se ha considerado un VE ficticio de dimensiones realistas, mostrado en la Figura 4.37, cuyo pack consta de 28 módulos conectados en serie para proporcionar una tensión nominal total igual a 336 V_{DC} y una energía de 34 kWh. Cada uno de estos módulos se modela conforme a la formulación analítica presentada en el apartado anterior, considerando que todos ellos apuntan con su eje Z+ al pasajero más próximo (hipótesis conservadora, ya que el eje Z+ es el más perjudicial), y estando la distancia entre cada módulo y dicho pasajero calculada en función de la geometría del VE.

Dada la proximidad de la fuente de campo, es claro que el campo no será homogéneo en todo el espacio ocupado por el pasajero más próximo – que por cierto es aquel que va sentado en el centro del asiento trasero. Consecuentemente, se ha optado por evaluar el máximo valor de campo alcanzado en dicho espacio, lo cual resulta en una evaluación muy prudente de la exposición al que está sometido el pasajero (de nuevo, hipótesis conservadora). Concretamente, el campo se calculará en dos puntos específicos, que son los indicados en la Figura 4.37: el de la zona de los pies y el de la zona inmediatamente por encima del asiento.

Figura 4.37. Pack de 28 baterías de NiMH y su localización relativa con respecto a los pasajeros en un VE de dimensiones convencionales.

Para calcular el campo total a partir del campo generado por cada módulo se aplicará el principio de superposición, de forma que las contribuciones individuales se suman algebraicamente:

$$|\mathbf{B}| \leq \sum_{n=1}^{28} |\mathbf{B}_n| \quad (4.30)$$

Dada la naturaleza vectorial del campo magnético $\mathbf{B}$, la expresión anterior proporciona una cota superior del campo total (de nuevo, hipótesis conservadora).

Bajo todas estas hipótesis simplificadoras, que han sido resumidas en Tabla 4.9 por conveniencia del lector, se ha calculado el campo magnético en los dos puntos anteriormente definidos. Los resultados se muestran en la Figura 4.38 para el punto más perjudicial, el de la zona inmediatamente por encima del asiento trasero.

Tabla 4.9. Listado resumen de hipótesis adoptadas en el análisis del campo generado por un pack de baterías.

Hipótesis	Descripción	Tipo
Aproximación analítica	Se han empleado expresiones analíticas, derivadas de las simulaciones, para calcular el campo generado por una batería	Aproximación
Localización baterías	El pack de baterías y el pasajero se han situado lo más cerca posible el uno del otro	Conservadora
Superposición	Al aplicar superposición a una magnitud vectorial se está calculando una cota superior del campo máximo	Conservadora
Promediado espacial	Se consideran los máximos valores de campo alcanzados en el espacio ocupado por el cuerpo del pasajero	Muy conservadora
Promediado temporal	El análisis ha sido realizado con los valores de pico alcanzables durante transitorios de aceleración/frenado	Conservadora
Exposición no sinusoidal	Se han despreciado los armónicos del campo magnético B	Aproximación

Figura 4.38. Comparación entre los resultados analíticos para un pack de 28 baterías y los niveles de referencia ICNIRP para público general (valores RMS). Las zonas sombreadas indican los rangos de funcionamiento de la batería, y los símbolos “+” los puntos de funcionamiento más cercanos a los niveles ICNIRP.

La figura anterior muestra que el pack completo de baterías genera un campo que, si bien incluso en el peor de los casos queda por debajo de los niveles de referencia propuestos por la ICNIRP, se aproxima bastante a dichos niveles. Además, para el caso concreto de los dispositivos analizados en esta tesis, se tiene que el campo generado por las baterías está más cerca de superar los niveles ICNIRP que el correspondiente al inversor. Estas conclusiones son coherentes con los hallazgos realizados en [24, 45], que apuntan a que el principal generador de campo magnético en el interior de un VE es la corriente de baterías durante los transitorios de conducción.

En cualquier caso, los resultados obtenidos para el pack de baterías, sin llegar a ser preocupantes, no son tampoco excesivamente tranquilizadores. Aunque es cierto que se han introducido aproximaciones conservadoras para la evaluación de la exposición electromagnética, es igualmente cierto que no se han considerado ni los transitorios ni el efecto aditivo de los armónicos de corriente (exposición multifrecuencia). Y por supuesto, faltaría por añadir el campo generado por el resto de dispositivos de potencia. Consecuentemente, parece razonable concluir que, dependiendo de ciertos parámetros de diseño, es posible que se superen los niveles de referencia propuestos por la ICNIRP en determinados modelos de VEs y bajo determinadas condiciones de operación. Como se debatirá en la sección 6, los resultados obtenidos sugieren que una evaluación experimental del ambiente electromagnético a bordo de cada modelo de VE es probablemente inevitable, puesto que es la única forma de garantizar que el VE en cuestión es seguro desde el punto de vista bioelectromagnético.

4. Consideraciones adicionales.

4.1. Consideraciones acerca de otras fuentes de campo magnético en el VE y acerca de exposiciones a múltiples frecuencias.

En esta tesis se ha afrontado la evaluación del campo magnético con un enfoque individual – campo generado por un dispositivo específico – puesto que se ha querido analizar la problemática desde el punto de vista de un diseñador de VEs, que necesita conocer qué dispositivos generan más campo magnético, de qué variables de diseño depende dicho campo, y cómo minimizar la exposición a la que estarán sometidos los pasajeros. Sin embargo, el campo en el habitáculo de un VE debe evaluarse de forma global, considerando todas las contribuciones simultáneamente, para determinar si resulta seguro desde el punto de vista bioelectromagnético. Dada la naturaleza vectorial del campo, la contribución total podría ser mayor o menor que la mayor de las contribuciones individuales, lo cual dificulta la extrapolación de resultados y la estimación del campo magnético total al que estarán sometidos los pasajeros. Realizar mediciones de campo magnético en un prototipo antes de fabricarlo en serie y comercializarlo parece la solución más convincente, y que en un futuro dicha tarea sea una obligación del fabricante parece probable, dados los antecedentes en otras industrias tales como la de los electrodomésticos.

Además, tal y como se ha comentado en varias ocasiones a lo largo del capítulo, una exposición a campos no sinusoidales o a campos de varias frecuencias requiere una evaluación global que tenga en cuenta el efecto aditivo de las distintas componentes armónicas. Es decir, no basta con considerar la contribución de todos los generadores de campo, sino que es necesario añadir también la contribución de todos los armónicos correspondientes.

4.2. Consideraciones acerca de otros factores que afectan a la exposición.

Hay otros factores, además de los generadores de campo mencionados en el punto anterior, que afectan al campo magnético en el interior de un VE. Por ejemplo, una de las principales fuentes de EMR en vehículos convencionales está causada por la magnetización permanente de los neumáticos radiales (con correas de acero en su interior), cuya velocidad de rotación determina la frecuencia fundamental del campo magnético correspondiente (habitualmente hasta 15-20 Hz) [45, 46]. Adicionalmente, aspectos constructivos del vehículo tales como la forma, material y espesor de la carrocería pueden tener un impacto significativo en los niveles de campo al actuar como apantallamiento electromagnético [44].

4.3. Consideraciones acerca de la carga rápida.

Este capítulo se ha centrado en la evaluación del ambiente magnético a bordo de un VE en aquellas situaciones en las que los pasajeros están sentados en su interior, lo cual quiere decir que los instantes de mayores niveles de campo suceden durante las aceleraciones. Los picos de potencia correspondientes a frenados regenerativos profundos son en general más pequeños por dos motivos: El primero, la naturaleza pasiva de dos de las resistencias al movimiento de un vehículo de carretera (rodadura y aerodinámica [55, 56]; véase la sección 3.4 del Capítulo 2) implica que sólo una fracción de la energía invertida en acelerar el vehículo es recuperable. El segundo, que la eficiencia energética global del tren de tracción conlleva mayores potencias eléctricas durante la tracción que durante el frenado.

Sin embargo, existe otra situación en la que el sistema de potencia de un VE maneja corrientes muy elevadas: el proceso de carga rápida de las baterías. Hoy en día es habitual hablar de tasas de recarga de entre 2C y 4C [57], con velocidades de carga incrementadas año tras año debido al impresionante desarrollo tecnológico en el que se halla inmersa la tecnología de baterías [58] (véase el Capítulo 2 para más información). Aunque a priori podría pensarse que

no habrá pasajeros en el interior de un VE mientras se está cargando, es igualmente cierto que cuanto más rápida sea la carga, más probable es que algunos de los pasajeros permanezcan dentro del coche (un ejemplo de esto último: un par de niños esperando en los asientos traseros, que habitualmente son los más expuestos a campos magnéticos). Además, durante un proceso de carga no debe tenerse en cuenta únicamente el habitáculo del coche; la zona exterior próxima a los equipos de potencia también debe ser analizada.

Consecuentemente, en la evaluación del ambiente electromagnético a bordo y en las proximidades de un VE deben considerarse las aceleraciones y las cargas rápidas como las dos situaciones potencialmente más perjudiciales para la salud.

4.4. Consideraciones acerca de otros vehículos y otros tipos de vehículos eléctricos.

Existen muchos modelos de coches eléctricos, algunos de ellos con sistemas de tracción de potencias muy respetables. Que los resultados obtenidos para un inversor y un pack de baterías concretos – correspondientes a un vehículo urbano de pequeña potencia, tipo Mitsubishi iMieV; véase la Tabla 4.1 – resulten tranquilizadores no significa que otros vehículos de mayores potencias no puedan suponer un problema. Además, incluso dentro del mismo rango de potencia, el diseño puede variar considerablemente entre un vehículo y otro. Por ejemplo, aquellos fabricantes que opten por mayores niveles de tensión estarán mejorando el campo magnético en detrimento del campo eléctrico (sección 2.1). Otro factor de diseño, que ya fue analizado en la sección 3.2, es el del tipo de tracción del vehículo: delantera o trasera. Respecto al sistema de almacenamiento, existen multitud de posibles configuraciones y localizaciones (véanse los ejemplos de las Figura 4.1 y Figura 4.2) [59, 60], o incluso sistemas híbridos que combinan baterías y supercondensadores como los estudiados en el Capítulo 2 [61, 62].

Adicionalmente, es importante tener en cuenta que existen otros tipos de vehículos eléctricos, tales como autobuses, vehículos de competición o incluso aviones [62, 63]. El ambiente electromagnético a bordo de estos VEs podría ser muy superior al correspondiente a un automóvil eléctrico, dependiendo de los niveles de potencia y de las distancias entre los elementos del tren de potencia y los pasajeros más cercanos.

5. Recomendaciones de diseño para reducir la exposición a campos magnéticos de los pasajeros de un vehículo eléctrico.

En esta sección se proporcionan algunas recomendaciones generales de diseño para reducir el campo electromagnético generado por un VE. Estas recomendaciones, todas ellas de naturaleza puramente eléctrica, se basan en el principio ALARP (“*As Low As Reasonably Practicable*”). Es decir, que el objetivo es mantener los niveles de exposición tan bajos como sea razonablemente posible con los medios técnicos y económicos disponibles. Este criterio, muy extendido en Reino Unido, permite la implementación de estrategias de protección con un coste aceptable, y debe aplicarse preferentemente durante las primeras fases del proceso de fabricación de un VE y sus componentes.

Se han clasificado estas recomendaciones en dos grupos. El primero contiene medidas que ni implican un cambio drástico en el diseño del VE, ni un incremento del precio ni del peso:

- 1) Una norma general de diseño debe ser intentar alejar los equipos de potencia de los asientos de los pasajeros. Aunque en un vehículo el margen de maniobra para colocar los equipos es muy limitado, debe ser aprovechado por pequeño que sea. Como ya se mencionó en la sección 2.2, la tracción delantera podría resultar ventajosa respecto a la tracción trasera a estos efectos.
- 2) Complementariamente, la orientación relativa de los equipos debe ser aquella que optimice el ambiente electromagnético en el habitáculo. Como se vio en la sección

3.3, tanto el inversor como la batería analizados en esta tesis generan más campo en unas direcciones que en otras. Por ejemplo, simplemente cambiando la orientación del inversor puede reducirse a la mitad su contribución a la exposición por parte de los pasajeros (véase la Figura 4.19).

- 3) Dado que las baterías suelen situarse debajo de los asientos por motivos de estabilidad y seguridad, es interesante considerar la posibilidad de que los terminales estén en la parte inferior en lugar de en la superior. Esto permitiría alejar considerablemente los cables y los terminales de los pasajeros, además de orientar las baterías de forma que el eje de mayor campo magnético apunte al suelo en lugar de a los asientos. La viabilidad de esta propuesta depende del tipo de batería, puesto que no todas las tecnologías permiten voltear los módulos (las de electrolito sólido son unas buenas candidatas).
- 4) Incrementar los niveles de tensión del accionamiento de tracción implica reducir los niveles de corriente. Es decir, reducir el campo magnético a costa de aumentar el campo eléctrico. Dados los niveles de tensiones y corrientes habituales en la industria, esta medida será beneficiosa en la mayoría de los casos (véase la sección 2.2), pero debe ser analizada para cada vehículo en particular.
- 5) Los cables del mismo tipo deben estar tan próximos entre sí como sea posible. Los dos cables de continua uno junto al otro; los tres de alterna en disposición triangular.
- 6) Los cables deben ser tan cortos como sea posible, salvo cuando reducir su longitud implique acercarlos a los pasajeros.

Si fuesen necesarias medidas adicionales para reducir el ambiente electromagnético a bordo, las siguientes alternativas resultarían sin duda efectivas:

- 1) La tecnología de motor en rueda [64] permite reorganizar completamente la distribución de los equipos de potencia en el interior del vehículo. Esta tecnología implica instalar un motor de flujo axial y su correspondiente convertidor de potencia junto a cada una de las ruedas tractoras. El espacio ocupado habitualmente por el motor y su convertidor podría ser utilizado para instalar el sistema de almacenamiento. El resultado final de esta reorganización permitiría alcanzar un alejamiento considerable de todos los equipos de potencia respecto a los ocupantes.
- 2) Siempre es posible emplear una pantalla magnética para reducir la exposición de los pasajeros. Existen dos alternativas: apantallar un equipo en concreto para confinar el campo que genera, o apantallar el habitáculo completo para aislarlo del tren de tracción. Para lo primero se empleará una aleación ferromagnética de alta permeabilidad (Mu-metal o similar), mientras que para lo segundo sería mejor recurrir a láminas ferromagnéticas como las utilizadas para apantallar habitaciones en hospitales y laboratorios [65, 66]. Si la tecnología de la electrónica de potencia evoluciona hacia los semiconductores de carburo de silicio, y por lo tanto las frecuencias de conmutación aumentan por encima de los 100 kHz, será necesario emplear pantallas de radiofrecuencia (*RF / Faraday shielding*) de materiales de alta conductividad eléctrica (cobre habitualmente), similares a las empleadas en hornos microondas [66].

En cualquier caso, la eficacia de la pantalla magnética vendrá determinada por sus parámetros, sobre todo su espesor. Por supuesto, cuanto mayor sea éste mayor será el peso y el coste de la pantalla, por lo que debe alcanzarse un compromiso de diseño.

6. Conclusiones.

Los pasajeros de un VE podrían estar expuestos a campos magnéticos de fuerza considerable comparados con otras exposiciones más convencionales, tales como aquellas correspondientes a vehículos de combustión interna o a otras situaciones habituales (en casa, en el trabajo, en la calle...). Los VEs constituyen una aplicación singular desde el punto de vista bioelectromagnético, puesto que en ellos conviven equipos de potencia y seres humanos en un espacio muy reducido. Apenas hay precedentes de aplicaciones en las que ocurra esto.

Como parte de esta tesis se ha desarrollado una metodología para caracterizar el campo magnético generado por un equipo de potencia perteneciente al tren de tracción de un VE. Esta metodología, basada en simulaciones numéricas mediante el método de los elementos finitos, ha sido aplicada a un inversor y a un pack de baterías a modo de ejemplo, y los resultados han sido validados mediante ensayos de laboratorio. Uno de los objetivos de esta tesis es que dicha metodología fuese de carácter predictivo (es decir, que no se basase en ensayos experimentales realizados sobre un prototipo), para así contribuir al proceso de diseño de un VE desde sus primeras fases.

En cuanto a los resultados concretos, y aunque los valores de campo obtenidos son inferiores a los niveles de referencia propuestos por la ICNIRP, debe tenerse en cuenta que la EMR emitida por estos equipos ha sido evaluada de forma individual, mientras que en un VE real el campo total vendría dado por la suma de todas las contribuciones individuales. Además, existen muchos tipos de vehículos, de muchas potencias y diseños, cuyos resultados podrían ser muy diferentes.

Consecuentemente, el problema de los campos magnéticos a bordo de los VEs debe mantenerse bajo supervisión y análisis. En tanto que no se produzcan nuevos hallazgos científicos en la disciplina del bioelectromagnetismo, y en opinión del autor de esta tesis, deberían ser los fabricantes de vehículos los encargados de garantizar la seguridad de sus productos, no sólo mediante la evaluación electromagnética de sus distintos modelos sino también considerando el problema de las EMR durante el proceso de diseño. Naturalmente, en aquellos países en los que existen leyes concernientes a este tema, esta responsabilidad podría ser impuesta legalmente.

Respecto al diseño del tren de potencia, del sistema de tracción y del propio VE, se han propuesto una serie de modificaciones o recomendaciones de diseño que sin duda contribuirían a la reducción del ambiente electromagnético a bordo. Una conclusión interesante de este capítulo es que no todas las modificaciones son de tipo hardware (tracción delantera vs trasera, posicionamiento relativo de los equipos, apantallamiento magnético, etc.), sino que también el software de control del tren de potencia tiene consecuencias importantes desde el punto de vista bioelectromagnético. Por ejemplo, la elección de la técnica de modulación (histéresis, PWM, SVM, etc.) y de la frecuencia de conmutación de los convertidores electrónicos de potencia tiene consecuencias muy notables en la exposición global por parte de los pasajeros.

Por último, es importante destacar que el usuario del VE también juega un papel nada despreciable en la reducción del campo electromagnético a bordo, puesto que los hábitos de conducción tienen implicaciones directas sobre los niveles de corriente, y por lo tanto implicaciones indirectas sobre los niveles de campo. Así, estilos de conducción más agresivos conllevarán mayores niveles de exposición. Incluso si el fabricante del VE se responsabiliza de garantizar que su vehículo sea seguro bioelectromagnéticamente, y teniendo en cuenta la enorme incertidumbre existente aún en torno a las consecuencias a largo plazo de la exposición a campos electromagnéticos de intensidad moderada, ¿por qué no promocionar conductas de conducción menos agresivas, que además de ser más eficientes energéticamente son más seguras desde este punto de vista?

7. Bibliografía.

- [1] P. Concha Moreno-Torres, M. Lafoz, J. M. Lopez, and J. R. Arribas, "Measurement of the Electromagnetic Field inside a Battery Electric Vehicle," presented at the European Electric Vehicle Congress (EEVC), Brussels, Belgium, 2011.
- [2] P. Concha Moreno-Torres, J. Lourd, M. Lafoz, and J. R. Arribas, "Evaluation of the Magnetic Field Generated by the Inverter of an Electric Vehicle," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 837-844, 2013.
- [3] P. Moreno-Torres Concha, P. Velez, M. Lafoz, and J. R. Arribas, "Passenger Exposure to Magnetic Fields due to the Batteries of an Electric Vehicle," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 2015.
- [4] G. Pasaoglu, D. Fiorello, A. Martino, L. Zani, A. Zubaryeva, and C. Thiel, "Travel patterns and the potential use of electric cars – Results from a direct survey in six European countries," *Technological Forecasting and Social Change*, vol. 87, pp. 51-59, 2014.
- [5] G. Pasaoglu, A. Zubaryeva, D. Fiorello, and C. Thiel, "Analysis of European mobility surveys and their potential to support studies on the impact of electric vehicles on energy and infrastructure needs in Europe," *Technological Forecasting and Social Change*, vol. 87, pp. 41-50, 2014.
- [6] J. D. Jackson, *Classical Electrodynamics*, 3rd ed.: Wiley, 1999.
- [7] J. Larsson, "Electromagnetics from a quasistatic perspective," *American Journal of Physics*, vol. 75, pp. 230-239, 2007.
- [8] J. A. Cooper, Jr. and A. Agarwal, "SiC power-switching devices-the second electronics revolution?," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, pp. 956-968, 2002.
- [9] H. Di, J. Noppakunkajorn, and B. Sarlioglu, "Comprehensive Efficiency, Weight, and Volume Comparison of SiC- and Si-Based Bidirectional DC-DC Converters for Hybrid Electric Vehicles," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 63, pp. 3001-3010, 2014.
- [10] N. Oswald, P. Anthony, N. McNeill, and B. H. Stark, "An Experimental Investigation of the Tradeoff between Switching Losses and EMI Generation With Hard-Switched All-Si, Si-SiC, and All-SiC Device Combinations," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 2393-2407, 2014.
- [11] National Institute of Environmental Health Sciences (NIEHS), "Health Effects from Exposure to Power – Line Frequency Electric and Magnetic Fields," 1999.
- [12] World Health Organization (WHO), "Electro-magnetic fields and public health: exposure to extremely low frequency fields," Geneva, Switzerland, 2007.
- [13] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), "Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)," *Health Physics*, vol. 74, pp. 494-522, 1998.
- [14] International Agency for Research on Cancer (IARC), *Non-Ionizing Radiation, Part 1: Static and extremely low frequency electric and magnetic fields*, 3rd ed. vol. 80. Lyon, France, IARC Monographs on the Evaluation of Carcinogenic Risk to Humans, 2002.
- [15] ICNIRP, *Exposure to static and low frequency electromagnetic fields, biological effects and health consequences (0-100 kHz)*, ICNIRP, 2003.
- [16] WHO, "Environmental Health Criteria 238. Extremely low frequency (ELF) fields," Geneva, Switzerland, 2007.
- [17] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP): <http://www.icnirp.org/>.
- [18] ICNIRP, "Statement on the Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," *Health Physics*, vol. 97, pp. 257-259, 2009.
- [19] ICNIRP, "Guidelines on limits of exposure to static magnetic fields," *Health Physics*, vol. 96, pp. 504-514, 2009.
- [20] ICNIRP, "Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1 Hz – 100 kHz)," *Health Physics*, vol. 96, pp. 818-836, 2010.
- [21] 1999/519/EC, "Council Recommendation of 12th July 1999 on the limitation of exposure of the general public to electromagnetic fields (0 Hz to 300 GHz)," *Official Journal of the European Communities*, pp. 59-70, 1999.
- [22] J. J. Nelson, W. Clement, B. Martel, R. Kautz, and K. H. Nelson, "Assessment of active implantable medical device interaction in hybrid electric vehicles," in *EEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, pp. 1-6, 2008.
- [23] K. Jokela, "Restricting exposure to pulsed and broadband magnetic fields," *Health Physics*, vol. 79, pp. 373-388, 2000.
- [24] A. R. Ruddle, L. Low, and A. Vassilev, "Evaluating low frequency magnetic field exposure from traction current transients in electric vehicles," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, pp. 78-83, 2013.
- [25] K. Jokela, "Assessment of complex EMF exposure situations including inhomogeneous field distribution," *Health Physics*, vol. 92, pp. 531-540, 2007.
- [26] M. C. Di Piazza, A. Ragusa, and G. Vitale, "Effects of Common-Mode Active Filtering in Induction Motor Drives for Electric Vehicles," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 2664-2673, 2010.

- [27] D. Hamza, M. Pahlevaninezhad, and P. K. Jain, "Implementation of a Novel Digital Active EMI Technique in a DSP-Based DC/DC Digital Controller Used in Electric Vehicle (EV)," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 3126-3137, 2013.
- [28] A. R. Ruddle and R. Armstrong, "Review of current EMC standards in relation to vehicles with electric powertrains," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, pp. 298-303, 2013.
- [29] S. Jeschke and H. Hirsch, "Investigations on the EMI of an electric vehicle traction system in dynamic operation," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe)*, pp. 420-425, 2014.
- [30] M. C. Di Piazza, M. Luna, and G. Vitale, "EMI Reduction in DC-Fed Electric Drives by Active Common-Mode Compensator," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1067-1076, 2014.
- [31] R. G. Olsen and P. S. K. Wong, "Characteristics of low frequency electric and magnetic fields in the vicinity of electric power lines," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 2046-2055, 1992.
- [32] R. G. Olsen, D. C. James, and V. L. Chartier, "The performance of reduced magnetic field power lines: theory and measurements on an operating line," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 8, pp. 1430-1442, 1993.
- [33] A. R. Memari and W. Janischewskyj, "Mitigation of magnetic field near power lines," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 1577-1586, 1996.
- [34] G. Filippopoulos and D. Tsanakas, "Analytical calculation of the magnetic field produced by electric power lines," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 1474-1482, 2005.
- [35] W. Joseph, L. Verloock, and L. Martens, "General Public Exposure by ELF Fields of 150–36/11-kV Substations in Urban Environment," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 642-649, 2009.
- [36] A. S. Safigianni and C. G. Tsompanidou, "Electric- and Magnetic-Field Measurements in an Outdoor Electric Power Substation," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 38-42, 2009.
- [37] K. H. Mild, M. Saudstrom, and A. Johnsson, "Measured 50 Hz electric and magnetic fields in Swedish and Norwegian residential buildings," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 710-714, 1996.
- [38] Y. A. Kopytenko, N. G. Ptitsyna, M. I. Tyasto, V. Ismaguilov, and G. Villosesi, "Monitoring and Analysis of Magnetic Fields Onboard Transport Systems: Waveforms and Exposure Assessment," in *7th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology*, pp. 331-333, 2007.
- [39] M. Halgamuge, C. D. Abeyrathne, and P. Mendis, "Measurement and analysis of electromagnetic fields from trams, trains, and hybrid cars," *Radiation Protection Dosimetry*, vol. 141, pp. 255-268, 2010.
- [40] N. Dapeng, Z. Feng, X. Changwei, and Q. Riqiang, "Measurement and analysis of low frequency magnetic field in multiple unit train," in *IEEE 5th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE)*, pp. 568-571, 2013.
- [41] Electromagnetic Health Organization, "EMF test of 2007 Toyota Prius hybrid," www.electromagnetichealth.org.
- [42] G. Schmid, R. Überbacher, and P. Göth, "ELF and LF magnetic field exposure in hybrid- and electric cars," presented at the Proceedings of Bioelectromagnetics Conference, Davos, Switzerland, 2009.
- [43] R. Überbacher, G. Schmid, and P. Göth, "ELF magnetic field exposure during an inner-city hybrid bus ride," presented at the Proceedings of Bioelectromagnetics Conference, Davos, Switzerland, 2009.
- [44] A. R. Ruddle and L. Low, "Impact of bodyshell on low frequency magnetic fields due to electric vehicle power cables," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, pp. 1-6, 2012.
- [45] A. Vassilev, A. Ferber, C. Wehrmann, O. Pinaud, M. Schilling, and A. R. Ruddle, "Magnetic Field Exposure Assessment in Electric Vehicles," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 35-43, 2015.
- [46] R. Hareuveny, M. Sudan, M. Halgamuge, Y. Yaffe, Y. Tzabari, D. Namir, and L. Kheifets, "Characterization of Extremely Low Frequency Magnetic Fields from Diesel, Gasoline and Hybrid Cars under Controlled Conditions," *International Journal of Environmental Research and Public Health*, vol. 12, p. 1651, 2015.
- [47] T. Reddy, *Linden's Handbook of Batteries, 4th Edition*: McGraw-Hill Education, 2010.
- [48] J. Broadhead and Han C. Kuo, "Chapter 2. Electrochemical Principles and Reactions," in *Handbook of Batteries*, D. Linden and T. B. Reddy, 3d ed.: McGraw-Hill, 2001.
- [49] Ansoft, "Specifying Solutions Settings," 2012.
- [50] Combinova AB, "Magnetic Field Meter 10 Operator's Manual."
- [51] P. Concha Moreno-Torres, P. Velez, M. Lafoz, and J. R. Arribas, "Flexible low-cost system to test batteries and ultracapacitors for electric and hybrid vehicles in real working conditions," in *World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013.
- [52] J. Larminie and J. Lowry, *Electric Vehicle Technology Explained*, 2nd ed.: John Wiley & Sons, Ltd, 2012.
- [53] C. W. Kwo Young, L. Y. Wang, and K. Strunz, "Electric Vehicle Battery Technologies," in *Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks*, R. Garcia-Valle and J. A. P. Lopes: Springer, 2012, pp. 15-56.
- [54] L. Zhihao, O. Onar, A. Khaligh, and E. Schaltz, "Design and Control of a Multiple Input DC/DC Converter for Battery/Ultra-capacitor Based Electric Vehicle Power System," in *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 591-596, 2009.
- [55] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design*, 2nd ed.: CRC Press, 2009.

- [56] E. Schaltz, "Electrical Vehicle Design and Modeling," in *Electric Vehicles - Modelling and Simulations*, 1st ed: InTech, 2011.
- [57] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 2151-2169, 2013.
- [58] M. A. Sakka, A. Benmayza, W. Bernhart, Y. Borthomieu, A. Brecher, A. Burke, A. Dallaire, *et al.*, *Lithium-Ion Batteries. Advances and Applications*: Elsevier, 2014.
- [59] B. Frieske, M. Kloetzke, and F. Mauser, "Trends in vehicle concept and key technology development for hybrid and battery electric vehicles," in *World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013.
- [60] A. Ostadi and M. Kazerani, "Optimal Sizing of the Battery Unit in a Plug-in Electric Vehicle," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 63, pp. 3077-3084, 2014.
- [61] F. Machado, J. P. F. Trovao, and C. H. Antunes, "Effectiveness of Supercapacitors in Pure Electric Vehicle Using a Hybrid Meta-Heuristic Approach," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-1, 2015.
- [62] A. Ostadi and M. Kazerani, "A Comparative Analysis of Optimal Sizing of Battery-only, Ultracapacitor-only, and Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage Systems for a City Bus," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-1, 2014.
- [63] K. Rajashekara, "Parallel between More Electric Aircraft and Electric/Hybrid Vehicle Power Conversion Technologies," *Electrification Magazine, IEEE*, vol. 2, pp. 50-60, 2014.
- [64] C. Versèle, O. Deblecker, and J. Lobry, "Multiobjective Optimal Design of an Inverter Fed Axial Flux Permanent Magnet In-Wheel Motor for Electric Vehicles," in *Electric Vehicles - Modelling and Simulations*, 1st ed: InTech, 2011.
- [65] Magnetic Shield Corporation. (2015). *All about shielding*. Available: <http://www.magnetic-shield.com/faqs-all-about-shielding.html>
- [66] S. Celozzi, R. Araneo, and G. Lovat, *Electromagnetic Shielding*: Wiley-IEEE Press, 2008.

Chapter 5

Conclusions and future work.

The work described in this document has focused on energy efficiency and magnetic field exposure in electric vehicle applications. These two aspects have been analyzed individually (system by system in the case of energy efficiency, and device by device in the case of electromagnetic radiation) while keeping a global point of view in mind. Many parts of this research were carried out thinking of the designer and the manufacturer of the vehicle; Chapters 2 and 4 are clear examples of this. In fact, that was the intention for the whole dissertation, but some topics have been more fruitful than others and therefore the result has been heterogeneous in this sense. Despite this, the document contains some information that may prove useful to electric vehicles designers and manufacturers.

Conclusions corresponding to each of the three analysis performed as part of this Thesis have already been presented at the end of each chapter, and therefore they will not be repeated here. Although those conclusions were not particularly specific, a higher level of abstraction will be reached in this last chapter in order to draw more general conclusions. However, it is the author opinion that those conclusions provided at the end of each chapter are more useful and more significant of the work performed during this Ph.D.

Designing an electric vehicle traction drive is, as many other engineering problems, a matter of compromise and optimization. When a technology is born, engineering consists in making it work. However, when a technology is being developed towards maturity, engineering is about making it better, cheaper, safer and more sustainable. And there is where electric vehicles are right now. As with many other systems, a compromise between technical performance, cost, safety and sustainability must be reached when designing an electric vehicle. In essence, designing the traction drive can be seen as an ambitious optimization problem with many variables to optimize, many objectives to reach, and also many constraints to avoid breaching. The two aspects analyzed in this thesis are actually one of the possible objectives (energy efficiency) and one probable constraint (magnetic field exposure).

Optimizing energy efficiency is not a simple task. Choosing high efficiency power devices is possible, but that is only one part of the problem. Power topologies, technical parameters such as switching frequencies, and especially control strategies have all great influence in energy efficiency, as seen in Chapters 2 and 3. Usually, optimizing energy efficiency is detrimental to another part of the system (such as battery aging; Chapter 2), and hence a compromise must be reached.

Magnetic field exposure is much easier to optimize: Small net currents, large distances between them and the passengers, and magnetic shielding when the first two are not enough. However, magnetic field exposure is not something to optimize, is something to comply with, and that compliance will be more or less demanding depending on updated scientific evidence and the resulting legislation, as discussed in Chapter 4.

In this dissertation, both energy efficiency and magnetic field exposure have been analyzed and some interesting findings have been presented in the corresponding chapters. Nevertheless, many of the contributions still have a lot of room for improvement and further development. Some of them will be personally taken by the author, but others will have to be resumed by somebody else.

Starting with Chapter 2, the analysis presented at the end of the chapter (section 4) is just the beginning of an ambitious research line. Only two topologies have been analyzed; topology 7 (at least) must be included to complete the study. Besides, only a few results have been presented, corresponding to two driving cycles, two topologies and three control strategies. The proposed methodology has potential for much more: It could further help understand hybrid energy storage systems (answering questions such as those already discussed in Chapter 2: Which topology should be chosen? How should one optimize the control strategy?), or even become part of an optimization tool to design energy storage systems for electric vehicles and similar applications. This research has just started, and the author will probably continue it in the following years.

Regarding Chapter 3, it is the author opinion that the most interesting topic subject to further research is the one presented in section 4.3, in which a variable DC-link voltage (as a function of the vehicle speed) has been proposed to reduce power losses in the drive. Another idea with some potential would be the Minimum Current Point Tracking algorithm, but as described in section 7, search-based control strategies present grave disadvantages in variable-speed drives with high dynamic requirements, and their use should be restricted to very specific drives. Finally, injection-based sensorless control is also a very promising research line towards developing industrial products, but most likely this has already been done.

Chapter 4 is the most curious of them all: It focuses on a topic that has barely been investigated, and at the same time it is the one that presents less potential for further development due to the approach that has been taken in this Ph.D. That does not mean that the research has been unfruitful, just the opposite. But once a predictive methodology such as that proposed in Chapter 4 has been developed, focus should turn to other approaches such as vehicle design, magnetic shielding, and exposure assessment. Deepening in predictive methods is of course welcome, but those aforementioned approaches are probably more urgent.

The author would like to dedicate the last paragraph of this dissertation to the following personal reflection: The research performed during this Ph.D. will probably become outdated very soon. Personally, this could be a reason for frustration, but I prefer to think positively. This fast advance could mean that we are quickly moving towards something different and exciting: electric mobility.