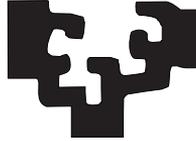


eman ta zabal zazu



**Universidad
del País Vasco**

**Euskal Herriko
Unibertsitatea**

**Escuela de Ingeniería de Bilbao
Departamento de Tecnología Electrónica**

TESIS DOCTORAL.

**Mejora de las Prestaciones de los
Convertidores de Potencia para
Máquinas de Reluctancia Conmutada
aplicadas al Vehículo Eléctrico**

Autor: David Cabezuelo Romero

**Directores: Dr. Jon Andreu Larrañaga,
Dr. Iñigo Kortabarría Iparragirre**

Bilbao, Septiembre 2020

Iratiri, etxekoei eta lagunei.

Esfuérzate en hacer que tu
libro cubra una necesidad
y que esa utilidad te mejore.
Sólo así es perfecto.

– Girolamo Cardano –

...eta neure buruaz beste...
bat egitea...
beste bat egitea.

– Anari –

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría dar las gracias al Grupo de Investigación en Electrónica Aplicada (APERT) por acoger a un profano, por la confianza mostrada y la ayuda prestada. En especial a mis directores Jon Andreu e Iñigo Kortabarría, gracias por ser el farolillo que iluminaba la lóbrega galería que a veces ha sido este camino.

Gracias a Iñigo Martínez de Alegría, Edorta Ibarra, José Ignacio Garate y Unai Ugalde, capataces del grupo, por indicarme dónde y cómo golpear al electrón para sacarle chispas.

No quisiera dejar de lado a los integrantes más esenciales de APERT, aquellos que pico y pala sacan carretas de ideas y conclusiones de la mina de conocimiento que es el laboratorio. Gracias Markel Fernández y Endika Robles por los chascarrillos y las miradas cómplices en la cantina. Y un sincero abrazo a mis compañeros de galería: Asier Matallana, Igor Villalta e Iker Aretxabaleta. Las largas conversaciones en la carreta al salir y entrar a la peonada me insuflaban fuerzas. Os deseo lo mejor.

Sin olvidarme de aquellos que, habiendo dejado la mina, no dejan de frecuentar la cantina e incluso de arrimar el hombro con algún que otro barreno, un abrazo a Iraide Lopez, Itxaso Aranzabal y Julen Gomez-Cornejo.

Quiero también mentar a Balduí Blanqué y a Pere Andrada, por mostrarme cómo se excava en Vilanova y, especialmente, enseñarme que con organización no hay electrón que se resista a un buen pico.

Durante la Tesis, a veces, la vista no alcanza más allá de la mina. Sin embargo, el Sol de fuera estimula más que cualquier candil. No puedo olvidar a mi kuadrilla: Andoni, Jokin, Dani, Alberto y Aitor. Siempre me habéis animado y apoyado, sois los mejores. Y quiero también acordarme de mis amigos de Bilbo: Trekas, Urreta, Araia, Ainara, Usue, Nerea, Miriam, María y Shukhrat. Me habéis salvado más

de lo que creéis.

Me dejo gente por el camino, pero no me olvido. Gracias a mis amigos de la infancia de Zarautz, a mis amigos de Carcabuey, a Koldo y a Ellande. Por todas esas cervezas, vinos y charcos que nos hemos tomado, y por las que quedan.

A mi familia. Mi padre y mi madre, rocas a las que siempre me he podido agarrar en tempestades y aquellos que me han mostrado su infinito cariño. No sería quien soy sin vosotros, os quiero.

Ezin ahaztu nire familia berria. Maite, Joxemi, Izaro, Teresa eta Bartolo. Eskerrik asko zuen bihotzetara egin didazuen harrera onagatik, nire parte zarete orain eta berdin sentitzen naiz ni ere.

Irati, niretzako eredu izan zara. Bihotzez, eskerrik asko.

En Bilbo, Septiembre de 2020.

Abstract

Considering the increasing regulations on emissions, fuel economy and the increasingly involved society on the necessity of protecting the environment, the Electric Vehicle (EV) is attracting a great attention of politicians, consumers and the automotive sector. Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) has been the dominant motor drive option technology for traction, due to its high power density and high efficiency. Nonetheless, this technology depends on the rare-earth supply for the permanent magnets, of which reserves are concentrated in China, and whose mining is abide by political interests beyond any economical/technological interest. Owing to this situation, the costs of rare-earth magnets have suffered an incredible rise on last years, and EVs represent a cost-sensitive market.

In this context, the choice of a rare-earth free electrical machine alternative is an important issue. This alternative must be able to satisfy the objectives of efficiency, robustness, power density, simplicity of control and costs set by the international organisations. Or, failing that, must show a potential to fulfil in the short/medium term.

Among all the considered rare earth-free machine alternatives, switched reluctance machines (SRMs) are considered the most promising candidates for the next generation of EVs. This is mainly due to features such as their simple structure, control flexibility, high efficiency, low costs and robustness. However, a system-wide look reveals another important pitfall to overcome: the large amount of magnetic energy stored in the windings, which is transferred back and forth between the DC source and the SRM through the power converter, causing considerable current peaks. This fact calls for larger DC-link capacitors than would be needed should the current behave less violently, which increases the volume and cost of the converters.

Faced with this problem, it is convenient to investigate solutions that minimize

the structure of the converter. In this thesis, solutions that are aimed at reducing the size of the capacitor without having to make structural changes to the SRM power converter are provided. For this purpose, an exhaustive analysis of the state of the SRM technology is carried out in order to determine the options of converter topology, control/modulation and capacitor technology that offers the best performance.

Based on the analysis carried out, a novel modulation technique, which forces the exchange of energy between phases while decreasing the energy transfer between the DC bus and the SRM, is proposed, developed and tested. This enhanced modulation scheme has been named Synchronized Switching Modulation (SSM).

The reduction in current achieved on the DC bus has two direct consequences on the capacitor. On the one hand, it allows to reduce its size, thus reducing the costs and volume of the capacitors to be integrated in the DC bus. On the other hand, this current reduction results in less thermal stress, which increases the service life of the capacitors. This second aspect is also analysed in this thesis into a study on lifetime models, accumulated damage models and reliability. Completing, thus, the analysis of the developed SSM algorithm.

The results obtained by the SSM algorithm are positive. It shows an average improvement in the DC bus current of the power converter by up to 16 %, allowing a reduction of 20.8 % in the required capacitance considering the worst operating point, and an increase in efficiency of up to 6 %. This reduction in the current is also enough to achieve a 13.83 % of lifetime increasing of the DC bus capacitor.

Having a reliable life model is both very important and complicated. However, the real operation of an EV is dynamic and the effect of applying the SSM depends on many other factors (EV model, application of the EV, driving cycle, capacitor model, etc.). In this context, finally, a methodology is also proposed to predict the lifetime of a capacitor from the current load it delivers, i.e. the set of operational points (or driving cycle) in which the electric drive is working.

Resumen

Con unas normativas sobre emisión y consumo energético cada vez más restrictivas y una conciencia social cada vez más implicada en la necesidad de proteger el medio ambiente, los vehículos eléctricos (EVs) están atrayendo cada vez más la atención del sector de la automoción, político y de los consumidores. Los motores síncronos de imanes permanentes (PMSMs), debido a su gran densidad de potencia y eficiencia, han sido la tecnología de tracción dominante desde la década de los años 90. No obstante, estos motores son fabricados a partir de tierras raras. Las reservas de estos recursos son limitadas y su extracción provoca un gran impacto medioambiental. Por otra parte, los costes de los imanes basados en tierras raras han sufrido un incremento significativo en los últimos años. En este sentido, hay que constatar que el de los EVs es un mercado muy sensible con respecto a los costes.

En este contexto, la elección de una alternativa de máquina eléctrica libre de tierras raras es una cuestión importante. Esta alternativa debe ser capaz de satisfacer los objetivos de eficiencia, robustez, densidad de potencia, simplicidad de control y costes establecidos por los distintos organismos internacionales. O en su defecto, mostrar un potencial para cumplir a corto/medio plazo.

De entre todas las alternativas de máquinas libres de tierras raras, las máquinas de reluctancia conmutada (SRMs) son consideradas las candidatas más prometedoras para la próxima generación de EVs. Ésto es debido, principalmente, a que poseen características tales como una estructura simple, flexibilidad de control, alta eficiencia, bajos costes y robustez para funcionar en condiciones de fallo. Sin embargo, a causa del intercambio de grandes cantidades de energía magnética entre los devanados y la fuente de energía, es necesario incorporar grandes condensadores en el bus DC. Como consecuencia, se produce un aumento tanto del volumen como de los costes de los convertidores de potencia empleados.

Ante este problema, es conveniente investigar soluciones que aborden o que mini-

micen la estructura del convertidor. En esta tesis se aportan soluciones que van encaminadas a reducir el tamaño del condensador sin tener que acometer cambios estructurales en el convertidor de potencia de la SRM. Para ello, se realiza un análisis exhaustivo del estado de la tecnología SRM para, de esta forma, determinar la opción de topología de convertidor, control/modulación y tecnología de condensador que mejores prestaciones ofrece.

A partir del análisis realizado, en esta tesis se presenta y valida un novedoso algoritmo de modulación para resolver la problemática de las altas corrientes en el bus DC del convertidor SRM. A dicho planteamiento se le ha denominado Modulación de Conmutación Sincronizada (*Synchronized Switching Modulation*, SSM), el cual se vale de un fenómeno de intercambio de energía entre fases para disminuir la dependencia del bus DC.

La reducción en la corriente lograda en el bus DC tiene dos consecuencias directas en el condensador. Por un lado, permite disminuir su tamaño, reduciendo, así, los costes y el volumen de los condensadores a incorporar en el bus de continua. Por otro lado, dicha reducción de corriente redundará en un menor estrés térmico, lo cual aumenta la vida útil de los condensadores. Este segundo aspecto es analizado también en la presente tesis al realizarse un estudio sobre modelos de vida útil, modelos de daño acumulado y fiabilidad en los condensadores que conforman el convertidor SRM. Completando, de esta forma, el análisis del algoritmo SSM desarrollado.

Los resultados obtenidos por el algoritmo SSM son positivos. Éste muestra una mejora en la corriente del bus DC del convertidor de potencia de hasta un 16 %, permitiendo una reducción del 20.8 % de la capacidad mínima requerida en el punto de operación más adverso, y un incremento de la eficiencia de hasta un 6 %. Asimismo, esa reducción en la corriente es suficiente para lograr un aumento del 13.83 % de la vida útil del condensador del bus de continua.

Disponer de un modelo de vida útil fiable es, a la vez, muy importante y complicado. Sin embargo, el funcionamiento real de un EV es dinámico y el efecto de aplicar el algoritmo SSM depende de muchos otros factores (modelo de EV, aplicación de éste, ciclo de conducción, modelo de condensadores, etc.). Por todo esto, finalmente, en la presente tesis se define una metodología para predecir la vida útil de un condensador del bus de continua de un convertidor SRM a partir de la corriente que la atraviesa, es decir, a partir del conjunto de puntos operacionales (o ciclo de conducción) en el que está trabajando el tren de tracción del EV.

Laburpena

Ibilgailu elektrikoek (EVek) geroz eta gehiago ari dira automobilgintza sektorearen, politikaren eta gizartearen atentzioa erakartzen. Hau horrela da, alde batetik, gas emisioen eta kontsumo energetikoaren gaineko arautegiak geroz eta zorrotzagoak direlako, eta bestetik, ingurumena babesteko gizartea inplidatua goa dagoelako. Iman iraunkorrek motor sinkronoak potentzia eta eraginkortasun handia dutenez, trakzio-teknologia nagusia izan da 90eko hamarkadaz geroztik. Dena den, motor horiek lur arraroen imanekin egiten dira, erreserba oso mugatu-ko elementuak izanda eta gainera hauen erauzketak ingurumen-inpaktu handia eraginez. Bestalde, lur arraroen imanen kostuek hazkunde nabarmena izan dute azken urteetan, eta kostuen gorabeherek inpaktu handia dute EVen merkatuan.

Honen ondorioz, garrantzitsua da lur arrarorik gabeko makina elektriko bat aukeratzea. Aukera horrek gai izan behar du nazioarteko erakundeek ezarritako eraginkortasun, sendotasun, potentzia-dentsitate, kontrol-sinpletasun eta kostu-helburuak betetzeko. Edo, bestela, epe labur/ertainera betetzeko potentziala erakutsi.

Kontuan hartutako lur arrarorik gabeko makina elektrikoaren alternatiba guztien artean, erreluktantzia kommutatuko makinak (SRMak) dira EVen hurrengo belaunaldirako hautagairik onenak. Horren arrazoi nagusiak dira egitura sinplea, kontrol-malgutasuna, efizientzia handia, kostu txikiak eta hutsegite-baldintzetan funtzionatzeko gaitasuna. Hala ere, harilen eta energia-iturriaren artean energia magnetiko kantitate handiak trukatzearen ondorioz, DC busak kondentsadore handiak behar ditu. Ondorioz, potentzia-bihurgailuaren bolumena eta kostuak nabarmen handitzen dira.

Arazo horren aurrean, komenigarria da bihurgailuaren egitura txikitzen duten soluzioak ikertzea. Tesi honetan, SRMaren potentzia-bihurgailuan egitura-aldaketarik egin gabe kondentsadorearen tamaina txikitzera bideratutako soluzioak aurkezten dira. Horretarako, SRM teknologiaren egungo egoera aztertuko

da, horretarako prestazio onenak eskaintzen dituen bihurgailuaren topologi, kontrol/modulazio eta kondentsadore teknologiaren aukerak zehaztuko dira.

Horren ondoren, DC buseko korrante altuen arazoa konpontzeko eta kondentsadore handiaren erabilera saihesteko, modulazio-algoritmo berri bat proposatzen, garatzen eta balioztatzen da. Garatutako modulazioa faseen arteko energia trukatuta fenomenoaz baliatzen da DC busarekiko menpekotasuna gutxitzeko, eta honi Kommutazio Sinkronizatuko Modulazioa (*Synchronized Switching Modulation*, SSM) izendatu zaio.

DC busean lortutako korrante murrizketak bi ondorio zuzen ditu kondentsadorean. Batetik, tamaina txikitzeko aukera ematen du, eta, hala, korrante zuzeneko busean sartu beharreko kondentsadoreen kostuak eta bolumena murrizten ditu. Bestetik, estres termiko txikiagoa eragiten du, eta horrek kondentsadoreen bizitza erabilgarria luzatzen du. Bigarren alderdi hori ere aztertzen da, halaber, bizi-iraupena ereduak, metatutako kaltearen ereduak eta fidagarritasuna analizatzen direnean. Horrela, garatutako SSM algoritmoaren analisia osatzen da.

SSM algoritmoaren bidez lortutako emaitzak positiboak dira. Honek potentzia-bihurgailuaren DC busaren korrantearen % 16ko hobekuntza erakusten du, operazio-puntu okerreanean behar den gutxieneko kapazitatea % 20,8 murrizteko aukera emanez, eta efizientzia % 6ra arte handitzen du. Halaber, korrantearen murrizketa hori nahikoa da korrante zuzeneko buseko kondentsadorearen bizitza erabilgarriaren % 13,83 gehio lortzeko.

Bizi-iraupen eredu fidagarri bat edukitzea oso garrantzitsua eta konplexua da aldi berean. Era berean, EV baten benetako funtzionamendua dinamikoa da, eta SS-Ma aplikatzearen eragina beste faktore askoren menpe dago (EV eredu, horren aplikazioa, gidatze-zikloa, kondentsadore eredu, etab.). Guzti honengatik, azkenik, tesi honetan kondentsadore baten bizi-iraupena aurreikusteko metodologia bat definitzen da honek jasaten duen korrante-kargatik abiatuta, hau da, eragin-gailuaren funtzionamendu puntu operazionalen multzotik (edo gidatze-ziklotik) abiatuta.

Contenido

Lista de Figuras

Lista de Tablas

Parte I

Introducción y tecnología del vehículo eléctrico

Capítulo 1

Introducción

1.1 Contexto de la tesis

El trabajo de investigación que ha dado como resultado la presente tesis doctoral se ha desarrollado en el Grupo de Investigación en Electrónica Aplicada APERT (Applied Electronics Reseach Team) del departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad del País Vasco/Euskal Herriko Unibertsitatea (UPV/EHU). Las actividades de investigación de este grupo se enmarcan, principalmente, en las siguientes líneas:

- **Circuitos reconfigurables y sistemas en un único chip (*System on Chop, SoC*):** esta línea está orientada al estudio y al desarrollo de sistemas digitales optimizados para lógica reconfigurable. Para ello, la investigación se centra en en el uso de FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*) de próxima generación de alta capacidad para integrar sistemas digitales en un solo circuito, así como en el uso de su capacidad de reconfiguración: diseño orientado a la síntesis, arquitecturas y núcleos de interconexión, mejora de los niveles de seguridad (*safety*) y técnicas de tolerancia a fallos (SEUs). Además, hay una línea de investigación en los circuitos digitales de comunicación para la industria 4.0.
- **Circuitos de control y potencia para convertidores de energía:** esta línea de investigación está orientada al diseño y estudio de convertidores de potencia para la generación, conversión, almacenamiento y transmisión de energía eléctrica. Actualmente, el grupo está trabajando en las siguientes líneas de investigación:

- **Vehículo Eléctrico:** esta línea de investigación estudia y desarrolla mejoras en la eficiencia, el control y los sistemas de refrigeración de los inversores y convertidores de energía, así como en nuevos sistemas de tracción de los vehículos eléctricos.
- **Electrónica de potencia para aceleradores de partículas:** esta línea de investigación analiza las fuentes de alimentación y su control aplicado a los aceleradores de partículas destinados a la investigación científica y a las aplicaciones médicas.

Esta tesis se encuadra dentro de la segunda línea de investigación, es decir, la de circuitos de control y potencia para convertidores de energía. Y más concretamente, integrada dentro de la investigación de nuevas tecnologías del tren de potencia de los vehículos eléctricos. El trabajo realizado en esta tesis ha servido, a su vez, para dotar de contenido en los siguientes proyectos de investigación:

- **Sistema de propulsión para coche eléctrico híbrido basado en pila de combustible, batería y supercondensadores (ELECTRICAR-P).**

Referencia:	DPI2014-53685-C2-2-R				
Entidad financiadora:	Ministerio de Economía y Competitividad (Programa Estatal de I+D+i Orientada a los Retos de la Sociedad)				
Entidades participantes:	Universidad del País Vasco (UPV/EHU), Universidad Carlos Tercero de Madrid (UC3M)				
Duración, desde:	Enero 2015	hasta:	Junio 2018	Cuantía:	96800 €
Investigador responsable:	Jon Andreu Larrañaga			Número de investigadores:	12

Este proyecto coordinado integra las capacidades de dos equipos de investigación de la Universidad Carlos III de Madrid y la Universidad del País Vasco. El proyecto aborda el sistema de propulsión, el almacenamiento y la gestión de la energía (*powertrain*) de los vehículos eléctricos híbridos (*Hybrid Electric Vehicles*, HEVs) basados en células de combustible, baterías y supercondensadores. En el subproyecto del Grupo APERT, la investigación se centra en el sistema de propulsión del vehículo, formado principalmente por el inversor y el motor, incluyendo el sistema de refrigeración. Los objetivos principales son: a) desarrollar una técnica de modulación híbrida basada en una combinación de modulación vectorial y cancelación armónica junto su aplicación en una plataforma en tiempo real; b) diseño, fabricación y validación de un inversor de rendimiento optimizado, basado en la paralelización de IGBTs discretos de nuevos materiales semiconductores (SiC y

GaN); c) desarrollo de una plataforma/demostrador de investigación flexible que facilite el estudio del sistema de tracción completo ante distintas especificaciones del vehículo.

- **Key technologies for New Concepts of Urban Electric Transport (KT4eTRANS), programa ELKARTEK.**

Referencia:	KK-2015/00047 y KK-2016/00061				
Entidad financiadora:	Eusko Jaurlaritz/Gobierno Vasco (ELKARTEK)				
Entidades participantes:	IRIZAR-CREATIO (líder del consorcio), CEIT, CIDETEC, TECNALIA y APERT (UPV/EHU)				
Duración, desde:	Septiembre 2015	hasta:	Diciembre 2017	Cuantía:	71264 €
Investigador responsable:	Jon Andreu Larrañaga			Número de investigadores:	16

El objetivo de este proyecto es explorar nuevos conceptos para la movilidad urbana electrificada, concibiendo nuevos vehículos de transporte urbano basados en las futuras necesidades de movilidad y servicios para la red de *Smart City*. Se hace hincapié en las siguientes tecnologías: recarga ultra rápida y la infraestructura necesaria para integrarla en la red eléctrica, tecnologías de almacenamiento de energía de nueva generación para el entorno interurbano, electrónica incorporada para el tren de tracción, así como mantenimiento predictivo. El objetivo particular del equipo de investigación del Grupo APERT es maximizar la densidad energética del sistema de propulsión, desarrollando nuevas y óptimas soluciones de refrigeración para la etapa de potencia.

- **Diseño de un Inversor para Motor de Reluctancia Síncrona en Aplicaciones de Automoción (VENUS).**

Referencia:	Art. 83 LOU				
Entidad financiadora:	Fagor Electrónica				
Entidades participantes:	Universidad del País Vasco (UPV/EHU)				
Duración, desde:	Junio 2015	hasta:	Febrero 2016	Cuantía:	50000 €
Investigador responsable:	Jon Andreu Larrañaga			Número de investigadores:	7

El objetivo de este proyecto es realizar el diseño de un convertidor de potencia trifásico para su utilización en el control de un motor de reluctancia síncrona a partir de la tensión continua proporcionada por un conjunto de baterías. El circuito electrónico está formado por módulos de potencia con configuración SRM, los sistemas de disparo y disipación de potencia necesarios. La aplicación en la que se utilizará el diseño citado es la del vehículo eléctrico.

A continuación, se introducirá el tema tratado en la presente tesis. Después, se presentarán los objetivos de la tesis y, finalmente, se describirá la estructura del documento.

1.2 Introducción a la tesis

El uso de la energía eléctrica para la propulsión de vehículos no es nada nuevo, en la primera mitad del siglo XIX ya se habían inventado las principales tecnologías de vehículos a motor: motor a vapor, motor de combustión interna y motor eléctrico. Antes de comenzar el siglo XX (en el año 1897) llegaron a Nueva York, de la mano de una compañía de taxis, las primeras flotas de vehículos eléctricos con baterías (*Battery Electric Vehicles*, BEVs), siendo el eléctrico el vehículo preferido de la época [?].

Con la idea de aprovechar las ventajas de cada tecnología de vehículo, se optó por unir las tecnologías de motor de combustión interna y de motor eléctrico, formando, así, un vehículo eléctrico híbrido (*Hybrid Electric Vehicle*, HEV). En 1900 y 1903 se desarrollaron la “configuración en serie” y la “configuración paralelo” de manos de Ferdinand Porsche y Henri Pieper, respectivamente. Ambas arquitecturas de vehículo híbrido siguen usándose hoy día, lo cual demuestra lo avanzada que estaba la tecnología de aquella época. No obstante, tanto la gradual bajada del precio del petróleo como el gran número de baterías que requerían los EVs para viajes largos, hicieron que la venta de éstos fuera disminuyendo en las primeras décadas del siglo XX.

Desde entonces, se dieron varias coyunturas que derivaron en la racionalización o escasez del petróleo (Segunda Guerra Mundial, embargo de 1973, crisis de 1979, Guerra del Golfo, etc.). Todos estos hechos, hicieron repuntar el interés hacia los vehículos eléctricos. Sin embargo, no han sido estas crisis sino la presión social la que ha ido empujando a las administraciones hacia controles de contaminación y leyes más restrictivas (como por ejemplo, el programa *Air Pollution Control Act* de 1955, el *Clean Air Act* de 1970 o el *Zero Emission Vehicle Mandate* de 1998) y a la industria automovilística hacia vehículos más respetuosos con el medio

ambiente [?].

El transporte es uno de los sectores que más contribuye a las emisiones de gas de efecto invernadero, produciendo aproximadamente el 28% del total [?], de los cuales, el 75% de las emisiones se deben al transporte por carretera [? ?]. En la segunda mitad del siglo XX, la protección ambiental se convirtió en una de las principales preocupaciones de los agentes sociales y políticos, así como de la comunidad científica. Actualmente, las emisiones de gas invernadero, la escasez de combustibles fósiles y la volatilidad de su precio o la alta contaminación en las ciudades están acelerando el desarrollo de sistemas de energía más eficientes, sostenibles y renovables [?].

La opción mejor posicionada para sustituir masivamente a los automóviles tradicionales, con motores de combustión interna, del mercado a medio y largo plazo es el vehículo eléctrico, más concretamente el BEV [?]. En este contexto, y atendiendo al escenario del *IEA Energy Technology Perspective BLUE Map*, los vehículos eléctricos (tanto BEVs como vehículos eléctricos híbrido enchufables (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle*, PHEV)) contribuirán a reducir las emisiones de CO₂ producidas por los vehículos ligeros en, aproximadamente, un 30% para el año 2050 [?]. En consecuencia, se espera que las ventas de PHEVs y BEVs alcancen los 100 millones de unidades en 2050 (ver figura ??) [?]. Según la base de datos de ventas mundiales de EVs [?], la flota mundial de PHEVs y BEVs alcanzó alrededor de 5.4 millones de unidades en 2018, lo que representa un aumento del 64% con respecto a 2017. Según la misma base de datos, y a falta de datos oficiales, en 2019 el crecimiento habría sido de un 52% alcanzándose una flota mundial de PHEVs y BEVs de 8.5 millones. Y en 2020 se alcanzaría la notable cifra de 20 millones de unidades a nivel global [?]. Por lo tanto y hasta la fecha, estos datos y previsiones recientes coinciden con la predicción de la evolución de la flota a largo plazo que se presenta en la figura ?? [?].

Asimismo, para alcanzar los objetivos del *IEA Energy Technology Perspective BLUE Map*, es obligatoria la total electrificación del transporte antes de 2050. La penetración de las tecnologías de EV dependerá de varios factores, como las tecnologías de los proveedores, las ofertas y promociones de los minoristas, las especificaciones de los vehículos, las infraestructuras de recarga, la demanda de los consumidores y las políticas gubernamentales, entre otros [?]. En este sentido, las políticas gubernamentales influyen directamente en todas las demás [?]; de hecho, muchos países están implementando regulaciones de emisiones restrictivas, tanto de gases de efecto invernadero como de partículas en suspensión, para promover los PHEVs y los BEVs. Por ejemplo, la norma de emisiones Euro 6 es obligatoria en la Unión Europea desde 2014 [? ?].

Por otro lado, los programas nacionales e internacionales como Horizonte 2020 [?

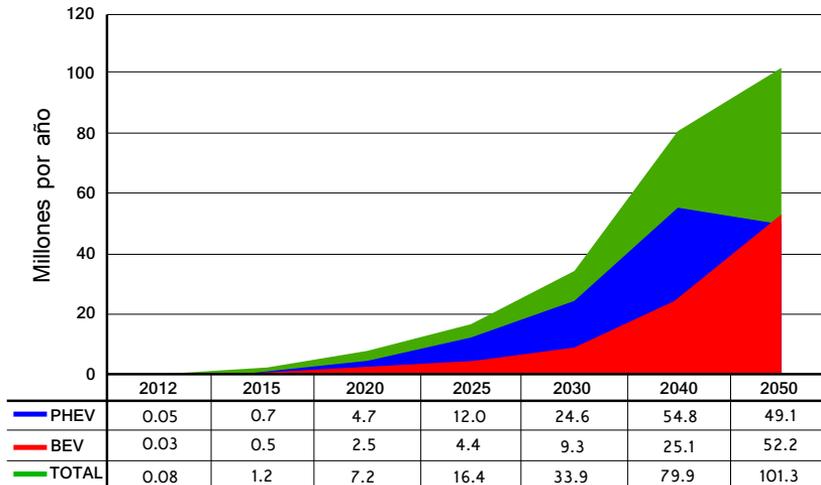


Figura 1.1: Ventas mundiales, en millones por año, de BEVs y HEVs previstas por el escenario BLUE Map [?].

[?], u organizaciones como el *United States Council for Automotive Research* (USCAR) [? ?], el Departamento de Energía de los Estados Unidos (*U.S. Department of Energy*, DOE) [? ?] o la *United Nations Economic and Social Commission for Asia and the Pacific* (UN ESCAP) [?] establecen objetivos cualitativos y cuantitativos para la próxima generación de PHEVs/BEVs. Estos objetivos tecnológicos son estrictos (en comparación con los datos de 2010-2012), y se pueden resumir en los siguientes puntos [?]:

1. Un aumento de la densidad de potencia de la etapa de conversión de potencia de alrededor del 50 % (de 8.7 kW/l a 13.4 kW/l).
2. Reducción de las pérdidas de los convertidores de potencia (pérdidas de conducción y de conmutación) en un 50 %.
3. Reducciones significativas de costes en la electrónica de potencia del sistema de tracción (de 30 \$/kW a 8 \$/kW).
4. Simplificación de los sistemas de gestión térmica mediante el uso de refrigerantes a bordo, minimizando, en la medida de lo posible, el uso de componentes adicionales.
5. Reducción del tamaño y del peso de todo el sistema de tracción en un 35 % y un 40 %, respectivamente. 1.1 kW/kg y 2.6 kW/l hasta 1.4 kW/kg y 4.0 kW/l).

6. Desarrollo de tecnologías de convertidores de potencia con una potencia específica de más de 14.1 kW/kg y eficiencias superiores al 98% junto a una reducción significativa de costes de hasta 3.3 \$/kW.

Pese a los avances acometidos, las actuales tecnologías de mercado no pueden alcanzar estas cifras. Como consecuencia, los principales elementos de la etapa de potencia que se integrarán en los futuros EVs (baterías, convertidor de potencia, máquina eléctrica, etc.) se enfrentarán a una serie de retos que deberán ser superados. Así, se hace evidente que los temas de investigación en este campo son amplios.

Poniendo el foco sobre la tracción del EV, las máquinas síncronas de imanes permanentes (*Permanen Magnet Synchronous Machine*, PMSM) han sido la tecnología dominante desde la década de los años 90, debido, principalmente, a su gran densidad de potencia y eficiencia [? ? ?]. No obstante, esta tecnología depende del suministro de tierras raras para los imanes permanentes (*Permanent Magnets*, PMs), cuyas reservas están concentradas casi en su totalidad en China, y cuya explotación está sujeta a intereses políticos mas allá de los puramente económicos/tecnológicos. Debido a esto, los costes de PMs han sufrido un incremento significativo en los últimos años, siendo el de los EVs un mercado muy sensible a los costes. En este sentido, se están realizando importantes esfuerzos para reducir la dependencia del sector automovilístico hacia las PMSMs [? ?].

Teniendo todo esto en cuenta, en esta tesis, se realiza inicialmente una revisión de las principales alternativas de máquinas libres de tierras raras. En el análisis se tienen en cuenta aspectos relevantes como la eficiencia, la robustez, la densidad de potencia, la simplicidad de control y los costes. Las alternativas tecnológicas que la literatura científica está considerando son: la máquina de reluctancia síncrona (*Synchronous Reluctance Machine*, Syn-RM) pura o asistida por PMs (*PM assisted Synchronous Reluctance Machine*, PM assisted Syn-RM) de ferritas, la máquina de inducción (*Induction Machine*, IM) y la máquina de reluctancia conmutada (*Schitted Reluctance Machine*, SRM). Ninguna de estas alternativas alcanza la densidad de potencia de las PMSMs, sin embargo, son tecnologías con un gran potencial pero, por lo general, lejos de su estado máximo de maduración y en las que se está investigando mucho para su mejora.

Tal y como se ha indicado, las tecnologías de SRM, Syn-RM y PM assisted Syn-RM no tiene una maduración equiparable a las PMSMs o IMs. No obstante, la mejora de la tecnología de SRM se está dando a pasos agigantados debido al interés que despierta. Un reflejo es la gran cantidad de trabajos de investigación y patentes (ver tabla ??) que se publican. El sector de la automoción, colaborando estrechamente junto al sector académico, ha reaccionado impulsando el desarrollo de las SRMs tanto para EVs como para otras aplicaciones industriales. Analizan-

Tabla 1.1: Relación de patentes sobre SRM desarrolladas en los últimos años.

	EV	Ind.	Corporaciones	Máquina	Convertidor	Control	Aplic.
ABB	-	[? ? ? ? ?]	[? ?]	[? ?]	-	-	[? ?]
Caterpillar Inc.	[? ? ? ? ? ? ? ? ?]	-	[? ?]	[? ?]	[? ?]	[? ? ? ? ? ? ?]	-
Denso Corp.	[? ? ? ? ?]	-	[? ? ?]	[? ? ?]	-	[? ?]	-
Emerson Electric Co.	[?]	-	[?]	[?]	-	[?]	-
Ford	[? ? ? ? ?]	-	-	-	-	[? ? ?]	[? ? ?]
General Motors	[? ? ? ? ? ? ? ? ?]	-	[? ? ? ?]	[? ? ? ?]	[?]	[? ? ? ? ?]	[? ? ?]
Hamilton Sundstrand	[? ? ? ? ? ?]	-	[? ? ?]	[? ?]	-	-	[? ? ?]
Honda Motor	[? ? ? ? ?]	-	[?]	[?]	-	-	[? ? ?]
Hyundai Autron	[? ? ? ? ?]	-	-	-	[?]	[? ? ? ? ?]	-
Johnson Controls	-	-	[? ? ? ? ? ? ? ? ?]	-	[?]	[? ?]	[? ? ? ? ? ? ?]
Komatsu Ltd	[? ? ? ? ? ?]	-	-	-	-	[? ? ?]	[? ? ?]
Mitsubishi Electric	-	[? ? ?]	[? ?]	[? ?]	-	-	[? ? ?]
Nidec Motor	[? ? ? ? ?]	-	[?]	[?]	[?]	[? ?]	[? ?]
Rolls-Royce	-	[? ? ? ?]	[? ? ? ?]	[? ? ? ?]	-	-	[? ?]
Software Motor	[? ? ? ? ? ? ?]	-	[? ? ? ?]	[? ? ? ?]	-	[? ? ?]	-
Toyota Motor	[? ? ? ? ? ? ? ? ? ?]	-	[? ? ? ?]	[? ? ? ?]	[?]	[? ? ? ? ? ? ?]	[? ?]
Yamaha Motor	[? ? ? ? ?]	-	[?]	[?]	-	[?]	[? ?]
Academia							
Aalborg Universitet	[?]	-	[?]	[?]	-	-	-
Huazhong Univ. of Sci. and Tech.	[?]	-	[?]	[?]	[?]	-	-
Jiangsu University	[?]	-	[?]	[?]	[?]	-	-
McMaster University	[? ? ? ? ? ? ? ?]	-	[? ? ? ? ? ? ?]	[? ? ? ? ? ? ?]	-	-	-
Newcastle University	[? ?]	-	-	-	[?]	[?]	-
Tech. Univ. of Cluj-Napoca	[?]	-	-	-	-	[?]	-
The Univ. of Texas System	[?]	-	-	-	-	[? ? ? ?]	-
Tokyo University of Science	[? ? ? ? ? ? ? ? ? ?]	-	[?]	[?]	[?]	[? ? ? ? ? ? ?]	[? ?]
Universiteit Gent	[?]	-	-	-	-	-	-
University of Akron	[? ? ? ? ? ? ? ? ?]	-	[?]	[?]	[?]	[? ? ? ? ? ? ?]	[?]
University of Maryland	[? ? ? ? ? ? ? ? ?]	-	[? ?]	[? ?]	-	[? ? ? ? ? ? ? ?]	[? ?]
University of Michigan	[?]	-	[?]	[?]	-	[?]	-

do la relación de las patentes de la tabla ?? pueden sacarse ciertas conclusiones: la mayoría de empresas automovilísticas interesadas en las SRMs son asiáticas (Honda, Hyundai, Toyota y Yamaha), existe un cierto interés entre empresas de maquinaria pesada y de minería (Caterpillar y Komatsu), existen tres grandes centros de investigación académicos (McMaster University, Tokyo University of Science y University of Akron) que abordan la tecnología SRM como una línea de investigación y hay dos principales grupos de colaboración entre academia y empresa (Toyota junto a la Tokyo University of Science, y General Motors junto a la University of Akron) que aúnan esfuerzos por el avance de la tecnología SRM.

En este contexto, las contribuciones a esta tesis se centran en la tecnología de SRM. Al analizar los principios de funcionamiento de la SRM, se puede deducir lo siguiente: cada fase, al ser eléctricamente independiente y tener períodos de funcionamiento en solitario, debe ser capaz de aportar la potencia máxima requerida de forma individual, derivando ésto en mayores corrientes por fase. En las aplicaciones de los EVs la potencia de la SRM puede superar fácilmente los 50 kW con una tensión de batería de entre 400-600 V, las corrientes que se manejan en estas condiciones son grandes y sin un condensador que las amortigüe el funcionamiento puede llegar a ser peligroso.

La manera más común de hacer frente al problema de altas corrientes en el bus DC es escogiendo grandes condensadores [?]. Sin embargo, de esta forma se aumentan considerablemente tanto el volumen como los costes de los convertidores de potencia usados. Todo ésto, lleva a que no se cumplan las premisas buscadas por los organismos internacionales previamente mencionados. Antes de tratar de solucionar este problema, se analizan las tecnologías de condensador con el objetivo de determinar la mejor opción para aplicación de EV con tecnología de SRM.

Existen tres principales familias de tecnología de condensadores empleados en el bus DC de los convertidores de potencia [? ?]: condensadores electrolíticos de aluminio (*Aluminum Electrolytic Capacitors*, Al-Caps), condensadores cerámicos multicapa (*Multi-Layer Ceramic Capacitors*, MLC-Caps) y condensadores de película (*Film Capacitor*, F-Caps). La tecnología de F-Cap es la que muestra un mejor equilibrio de características (densidad de energía, rendimiento, coste, fiabilidad, capacidad de autocuración, etc.) y, por tanto, el estudio realizado en esta tesis se centra en esta familia.

Para dar solución a la problemática de las altas corrientes en el bus DC y el consiguiente aumento del condensador para amortiguarlas, en la presente tesis se propone un novedoso algoritmo de modulación. A dicho algoritmo se le ha denominado **Modulación de Conmutación Sincronizada** (*Synchronized Switching Modulation*, SSM), el cual potencia el intercambio de energía magnética entre

fases durante el período de solape, disminuyendo al mismo tiempo la energía transferida ante el bus DC y la SRM. Al mismo tiempo, derivado del algoritmo SSM se ha desarrollado un segundo planteamiento denominado **Modulación de Conmutación Sincronizada Premagnetizada** (*Premagnetized Synchronized Switching Modulation*, P-SSM), con el objetivo de mejorar las carencias que presenta la SSM manteniendo, a su vez, las mejoras.

La reducción en la corriente soportada por el bus DC tiene dos consecuencias directas en el condensado. Por un lado, permite disminuir el tamaño reduciendo los costes y el volumen del tren de tracción. Por otro lado, supone un menor estrés térmico, lo que aumenta la vida útil del condensador [?]. Este segundo aspecto se analiza en más detalle a través de un estudio sobre modelos de vida útil, modelos de daño acumulado y fiabilidad. Disponer de un modelo de vida útil fiable es, a la vez, muy importante y complicado. Sin embargo, el funcionamiento de un EV es dinámico y el efecto de aplicar el algoritmo SSM depende de muchos otros factores (modelo de EV, aplicación de éste, ciclo de conducción, modelo de condensador, etc.).

En este contexto, en la presente tesis se define una metodología para predecir la vida útil de un condensador integrado en el tren de tracción de un EV basado en la tecnología SRM a partir de la carga de corriente que soporta, es decir, del conjunto de puntos operacionales (o ciclo de conducción) en el que está trabajando el accionamiento. El proceso debe incorporar simulaciones multifísicas para determinar el estrés térmico derivado de las corrientes, siendo estas simulaciones muy complejas de realizar en condiciones dinámicas. Es por esto que en esta tesis se consideran métodos para simplificar la carga computacional y hacer, así, que sea fácilmente aplicable.

1.3 Objetivos

Teniendo en cuenta las perspectivas de implantación que presentan los vehículos eléctricos, así como los esfuerzos que se están realizando en el desarrollo de esta tecnología tanto por parte de la academia como de la industria, la presente tesis persigue los siguientes objetivos:

1. Estudiar el estado actual de las principales alternativas de máquinas eléctricas libres de tierras raras que la literatura reciente está considerando. Así como una comparación de éstas acentuando los puntos fuertes y débiles respecto a las características más relevantes para las aplicaciones de EVs.
2. Analizar el estado actual de la tecnología de máquina de reluctancia conmutada con el propósito de diseñar y desarrollar una plataforma experimental

flexible que facilite el estudio de la máquina. En este sentido, se deberá determinar la opción de topología de convertidor, control/modulación y tecnología de condensador que mejores prestaciones ofrezca.

3. Proponer, desarrollar y validar un algoritmo de modulación que permita reducir la corriente del bus DC en un convertidor de potencia basado en la tecnología SRM. Esta estrategia deberá ser de aplicación general, es decir, debe poder ser adaptada de manera sencilla sobre diferentes controles de corriente.
4. Desarrollar una metodología para predecir la vida útil de un condensador a partir de la carga de corriente que soporta, es decir, del conjunto de puntos operacionales (o ciclo de conducción) sobre el que está trabajando el accionamiento. Esta metodología deberá ser de fácil aplicación y con una carga computacional relativamente baja.

1.4 Estructura del documento

La presente tesis consta de ocho capítulos y dos anexos. Además de este capítulo introductorio, el contenido del documento está dividido de la siguiente forma:

Capítulo 2 Contexto histórico y actual del vehículo eléctrico.

En este capítulo, se estudia el estado actual del EV en el mercado global, así como las principales topologías de BEV y HEV. Con este fin, y queriendo contextualizar la actualidad, se resume la historia del EV desde sus comienzos en el siglo XIX hasta los acontecimientos a partir del nuevo milenio. En este sentido, es importante exponer los objetivos tecnológicos con respecto al EV que los distintos organismos y agencias internacionales establecen. Estos objetivos son indispensables para alcanzar las unidades vendidas necesarias con el fin de reducir el efecto que las emisiones de gases de efecto invernadero están teniendo en el fenómeno de calentamiento global.

Capítulo 3 Máquinas eléctricas para el vehículo eléctrico.

En este capítulo, se presenta un estudio sobre las máquinas eléctricas empleadas y futuribles en los EVs. La tecnología actual más empleada, debido a sus excelentes características, es la de PMSM. Sin embargo, ésta emplea tierras raras en su construcción. Con el fin de contextualizar más la necesidad de sustitución de la tecnología, se realiza previamente un estudio de las problemáticas económicas, geopolíticas y ecológicas que conlleva el empleo de tierras raras. Se realiza también un análisis de máquinas eléctricas libres de tierras raras, en el que se hace énfasis de los puntos fuertes y débiles

que cada una de estas aportan. En este contexto, la tesis propone el uso de las SRMs. Esta decisión se apoya en que es la alternativa que presenta un mejor equilibrio de características con una tolerancia a fallos y robustez inherentes, que la diferencias y alzan frente a las demás tecnologías, junto a una eficiencia considerablemente alta y unos costes de producción bajos.

Capítulo 4 **Accionamientos de la máquina de reluctancia conmutada.**

En este capítulo, se profundiza en los fundamentos teóricos de funcionamiento de las SRMs con el fin de una mejor comprensión de esta tecnología. Este análisis se inicia con la implementación de un modelo matemático, así como las claves de diseño estructural, pasando por el ciclo de conversión de energía. Todo este análisis permite a su vez comprender los requerimientos de funcionamiento de las topologías de convertidor de potencia para la tecnología SRM. Tras la exposición de las topologías de convertidor se realiza un estudio con el fin de determinar la mejor opción y, posteriormente, validarla en una plataforma experimental. Del mismo modo, se realiza un estudio de los distintos esquemas de control y modulación aplicables en las SRMs.

Capítulo 5 **Tecnología de condensadores para aplicación de vehículo eléctrico.**

En este capítulo, se contextualizan y exponen los aspectos de diseño generales del bus DC y se comparan las tres principales tecnologías de condensador. Todo esto desde un punto de vista de la aplicación del vehículo eléctrico con tecnología de SRM. Los condensadores que mejores prestaciones ofrecen para esta aplicación son los F-Caps, y es por esto que, a continuación, se presentan, clasifican y comparan las diferentes tecnologías que componen esta familia. Finalmente, se exponen los modelos de vida útil, daño acumulado y fiabilidad de los condensadores.

Capítulo 6 **Algoritmos de modulación de conmutación sincronizada.**

En este capítulo, se presenta una de las aportaciones principales de esta tesis. Esto es, se proponen dos algoritmos de modulación para SRMs que potencian el intercambio de energía magnética entre fases durante el período de solape, disminuyendo al mismo tiempo la energía transferida entre el bus DC y la SRM. La finalidad es desarrollar un algoritmo de modulación universal que pueda ser adaptado de manera sencilla sobre diferentes controles de corriente. Es decir, que no sea dependiente de un método de control específico, siendo el único requisito de aplicación que el fenómeno de la SRM en el que se basa el algoritmo sea explotable. Al primer algoritmo de modulación se le ha denominado modulación de conmutación sincronizada (Synchronized Switching Modulation, SSM), mientras que al segundo

modulación de conmutación sincronizada premagnetizada (Premagnetized Synchronized Switching Modulation, P-SSM). Siendo el segundo desarrollado con el objetivo de mejorar las carencias que presenta la SSM manteniendo, a su vez, las mejoras.

Capítulo 7 **Metodología para el estudio de la fiabilidad de un condensador.**

En este capítulo, se presentan dos contribuciones. En primer lugar, una de las aportaciones principales de esta tesis consistente en el desarrollo de una metodología para predecir la vida útil de un condensador a partir de la corriente que lo atraviesa, es decir, del conjunto de puntos operacionales (o ciclo de conducción) sobre el que está trabajando el accionamiento. Esta metodología simplifica las simulaciones electrotérmicas a realizar aprovechando la gran inercia térmica que presentan los condensadores, lo que hace que sea fácil de implementar y con un coste computacional relativamente bajo. Por otro lado, la metodología propuesta se emplea para completar el análisis, desde el punto de vista de la vida útil, de la SSM desarrollada en el capítulo ??.

Capítulo 8 **Conclusiones.**

En este capítulo, se presentan las conclusiones extraídas del presente documento, así como las principales aportaciones de la misma. A su vez, se describen las publicaciones derivadas del presente trabajo y se enumeran varias líneas de investigación propuestas por el autor para dar continuidad al trabajo abordado en la presente tesis.

Anexo A **Topologías adicionales de convertidor para SRM.**

En este anexo, se detallan las topologías del convertidor de SRM descartadas en el capítulo ??, debido a que actualmente no cumplen los requisitos necesarios para la aplicación de EV. Algunas de estas topologías están siendo activamente estudiadas para mejorar sus aspectos y hacerlas válidas para los EVs, es por ésto que deben de tenerse en cuenta a largo plazo.

Anexo B **Parametrización de un condensador de película.**

En este anexo, se expone una recopilación de parámetros relevantes para la comprensión y el modelado de la tecnología de condensadores analizadas en el capítulo ??, los F-Caps. El objetivo de este anexo es el de servir como apoyo para el lector cuando se encuentre en el capítulo ?? en caso de no estar previamente familiarizado con este tipo de elementos reactivos, dado que es un tema que apenas se ha contextualizado en la presente tesis.

Capítulo 2

Contexto histórico y actual del vehículo eléctrico

2.1 Introducción

Los vehículos eléctricos (*Electric Vehicle*, EV) están atrayendo una creciente atención del sector automotriz, político y de los consumidores. Esto es debido, entre otras cosas, a la existencia de unas normativas sobre emisión y consumo energético cada vez más restrictivas y una conciencia social cada vez más implicada en la necesidad de proteger el medio ambiente. En este contexto, aunque los vehículos de motor de combustión interna (MCI) hayan sido la tecnología predominante durante gran parte del siglo XX y sigan siéndolo aún hoy día, la electrificación de los vehículos es una realidad, tal y como se verá a lo largo de este capítulo [? ?].

A comienzos del presente milenio fueron los vehículos eléctricos híbridos (*Hybrid Electric Vehicle*, HEV) los que experimentaron un importante crecimiento de producción y venta. Sin embargo, desde la década de 2010 son los vehículos eléctricos conectados a baterías (*Battery Electric Vehicle*, BEV) los que están experimentando una verdadera tendencia al alza, dejando al HEV y al vehículo eléctrico de pila de combustible (*Fuel Cell Electric Vehicle*, FCEV) en un segundo y lejano tercer plano, respectivamente [?].

Dada la importancia de estas tecnologías de EV, y su constante desarrollo, este capítulo tiene como objetivo realizar una revisión del contexto histórico y actual de las mismas. Para ello, se comienza contextualizando la situación actual del

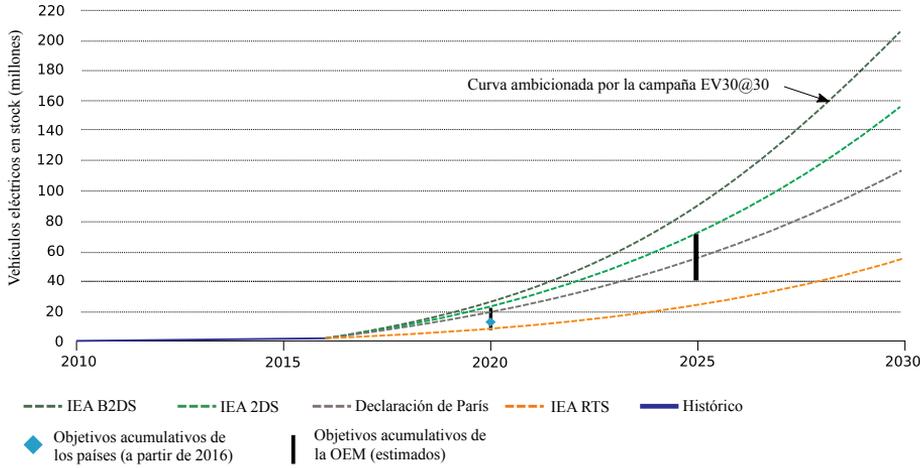


Figura 2.1: Escenarios de despliegue de la flota de EVs hasta 2030 previstos por los agentes pertinentes [?].

EV y la prevista según algunas agencias y organismos internacionales de prestigio. A continuación, se hace un breve repaso a la historia del vehículo eléctrico. Tras ello, se analizan las topologías vehiculares existentes a día de hoy junto a algunas propuestas futuribles. Por último, se estudian las tendencias del mercado en relación al número de modelos que los diferentes fabricantes automovilísticos prevén sacar al mercado en los próximos años.

2.2 Contexto actual y objetivos tecnológicos del vehículo eléctrico

Según proyecciones de la Agencia Internacional de la Energía (*International Energy Agency*, IEA) se espera que las emisiones de gases de efecto invernadero se dupliquen en 2050 con respecto a los niveles de 2005, a menos que se adopten inmediatamente medidas drásticas en materia de políticas climáticas [?]. Dado que el sector del transporte representa alrededor del 23 % de las emisiones de gases de efecto invernadero [?], se considera la electrificación del transporte una de las principales soluciones para reducir los niveles de éstos en la atmósfera y frenar el cambio climático [?]. En este contexto, y atendiendo al escenario del *IEA Energy Technology Perspective BLUE Map*, los vehículos eléctricos (tanto BEVs como vehículos eléctricos híbrido enchufables (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle*, PHEV)) contribuirán a reducir las emisiones de CO₂ producidas por los vehícu-

los ligeros en, aproximadamente, un 30 % para el año 2050 [?]. En consecuencia, se espera que las ventas de vehículos PHEV y BEV alcancen los 50 millones de unidades en 2050 (ver figura ??) [?]. Según la base de datos de ventas mundiales de EVs [?], la flota mundial de PHEV/BEV alcanzó alrededor de 5.4 millones de unidades en 2018, lo que representa un aumento del 64 % con respecto a 2017. Según la misma base de datos, y a falta de datos oficiales, en 2019 el crecimiento habría sido de un 52 % alcanzándose una flota mundial de PHEV/BEV de 8.5 millones. Y en 2020 se alcanzaría la notable cifra de 20 millones de unidades a nivel global [?]. Por lo tanto y hasta la fecha, estos datos y previsiones recientes coinciden con la predicción de la evolución de la flota a largo plazo que se presenta en la figura ?? [?].

Para alcanzar los objetivos del *IEA Energy Technology Perspective BLUE Map*, es obligatoria la total electrificación del transporte antes de 2050. La penetración de las tecnologías de EV dependerá de varios factores, como las tecnologías de los proveedores, las ofertas y promociones de los minoristas, las especificaciones de los vehículos, las infraestructuras de recarga, la demanda de los consumidores y las políticas gubernamentales, entre otros [?]. En este sentido, las políticas gubernamentales influyen directamente en todas las demás [?]; de hecho, muchos países están implementando regulaciones de emisiones restrictivas, tanto de gases de efecto invernadero como de partículas en suspensión, para promover las PHEVs y las BEVs. Por ejemplo, la norma de emisiones Euro 6 es obligatoria en la Unión Europea desde 2014 [? ?].

Programas nacionales e internacionales como Horizonte 2020 [? ?], u organizaciones como el *United States Council for Automotive Research* (USCAR) [? ?], el Departamento de Energía de los Estados Unidos (*U.S. Department of Energy*, DOE) [? ?] o la *United Nations Economic and Social Commission for Asia and the Pacific* (UN ESCAP) [?] establecen objetivos cualitativos y cuantitativos para la próxima generación de PHEVs/BEVs. Estos objetivos tecnológicos son estrictos (en comparación con los datos de 2010-2012), y se pueden resumir en los siguientes puntos [?]:

1. Un aumento de la densidad de potencia de la etapa de conversión de potencia de alrededor del 50 % (de 8.7 kW/l a 13.4 kW/l).
2. Reducción de las pérdidas de los convertidores de potencia (pérdidas de conducción y de conmutación) en un 50 %.
3. Reducciones significativas de costes en la electrónica de potencia del sistema de tracción (de 30 \$/kW a 8 \$/kW).
4. Simplificación de los sistemas de gestión térmica mediante el uso de refrigerantes a bordo, minimizando, en la medida de lo posible, el uso de

componentes adicionales.

5. Reducción del tamaño y del peso de todo el sistema de tracción en un 35 % y un 40 %, respectivamente. 1.1 kW/kg y 2.6 kW/l hasta 1.4 kW/kg y 4.0 kW/l).
6. Desarrollo de tecnologías de convertidores de potencia con una potencia específica de más de 14.1 kW/kg y eficiencias superiores al 98 % junto a una reducción significativa de costes de hasta 3.3 \$/kW.

Como consecuencia de estos objetivos específicos, los principales elementos de la etapa de potencia que se integrarán en los futuros EVs (baterías, convertidor de potencia, máquina eléctrica, etc.) se enfrentarán a una serie de retos que deberán ser superados.

2.3 Historia del vehículo eléctrico

En la presente sección se comentan los hitos más destacables de la evolución del vehículo de tracción, empezando desde los tirados por caballos para terminar en los vehículos actuales. Al mismo tiempo, se exponen las distintas tecnologías y la competencia de mercado que ha habido entre vehículos contemporáneos, haciendo hincapié siempre en el vehículo eléctrico.

Los inicios del vehículo eléctrico se remontan al siglo XIX. Por lo que puede decirse que no es una tecnología de reciente desarrollo. Hasta el siglo XX los caballos fueron la principal fuerza tractora para trabajos en los que se necesitaba emplear gran fuerza: transporte de todo tipo de materias, trabajos de carga, accionamiento de maquinaria industrial, transporte de personas, etc. Sin embargo, debido al gran crecimiento demográfico de las ciudades, consecuencia de la industrialización, la concentración de caballos aumentaba a la par de las consecuencias que esto conllevaba: ruido causado por los cascos de los caballos y ruedas de los carros, accidentes de tráfico en zonas resbaladizas y la polución derivada de las heces [?].

Uno de los primeros pasos para la sustitución de los caballos en el transporte, se dio en el año 1769 de manos del inventor francés Nicolas-Joseph Cugnot con su “Fardier à vapeur” [?]. Utilizó una máquina de vapor para tirar de un carro de artillería. Unos años más tarde, en 1789, Oliver Evans patentó el primer vehículo de carretera de vapor de EE. UU. [?]. Y en 1801, Richard Trevithick montó la primera carretilla de vapor [? ?].

Los motores de combustión interna tuvieron también sus inicios durante los primeros años del siglo XIX. Así, en 1807 el suizo François Isaac de Rivaz construyó



(a) Motor eléctrico de corriente continua.

(b) Vehículo a pequeña escala.

Figura 2.2: Motor y vehículo eléctricos de Jedlik [? ?].

el primer motor de combustión interna usando hidrógeno y el oxígeno del aire como combustible [?]. Sin embargo, éste no resultó útil, ya que no producía la suficiente fuerza mecánica. Unos años más tarde, en 1826, Samuel Morey patentó el primer motor práctico de combustión interna. Instaló su motor en una carretilla, y logró alcanzar una velocidad de 15 km/h usando alcohol etílico como combustible [?].

Durante esos mismos años hubo muchas investigaciones en torno al electromagnetismo, siendo difícil determinar quién fue el inventor del vehículo eléctrico. En este contexto, uno de los primeros pasos lo dio el húngaro Ányos István Jedlik en 1828 [? ?]. Éste inventó un revolucionario motor de corriente continua (ver figura ??) y montó un vehículo a pequeña escala (ver figura ??). Su motor de corriente continua tenía los elementos básicos de los motores de hoy en día: estátor, rotor y conmutador.

Durante el transcurso de los siguientes años, se desarrollaron vehículos similares por parte de otros inventores. Por ejemplo, entre los años 1832-1839 (no puede saberse el año exacto), el escocés Robert Anderson inventó un vagón eléctrico. En 1834 Thomas Davenport montó el primer motor de corriente continua de EE. UU. y lo usó en un vagón sobre raíl, todo a pequeña escala. En 1837, el profesor neerlandés Sibrandus Stratingh junto a su ayudante, Christopher Becker, hicieron un revolucionario automóvil montando un motor, alimentado mediante una batería no recargable, sobre un vagón; este vehículo fue llamado “Electromagnetic car” (ver figura ??), esto es, coche electromagnético. El mismo año, en 1837, Robert Davidson, inventó la locomotora eléctrica [? ?].



Figura 2.3: El “Electromagnetic car” de Stratingh y Becker [? ?].

Así pues, durante la primera mitad del siglo XIX ya se habían inventado las principales tecnologías de vehículos a motor: motor a vapor, motor de combustión interna y motor eléctrico. De ahí en adelante, estas tres tecnologías fueron poco a poco desarrolladas e implementadas en distintos tipos de vehículos.

Por su parte, en el año 1851 el norteamericano John Kenrick Fisher desarrolló para la compañía American Steam Carriage un vehículo capaz de alcanzar los 24 km/h. Mientras, en Europa, el italiano Virginio Bordino desarrolló en 1854 otro vehículo accionado por vapor al que denominó “Bordino”, el cual alcanzaba únicamente 8 km/h.

Volviendo a los motores de combustión interna, en 1858 el belga Jean Joseph Etienne Lenoir desarrolló un motor mucho más eficaz empleando gas de hulla en lugar de alcohol [?]. Unos años más tarde, en 1867, el alemán Nikolaus August Otto inventó el motor de combustión interna de cuatro tiempos, teniendo un gran éxito en el mercado. Al alemán Gottlieb Wilhelm Daimler se le ocurrió poner el motor Otto a un vehículo que, junto al carburador desarrollado por Wilhelm Maybach, fue empleado en las primeras motocicletas de carretera [?]. No obstante, el primer automóvil práctico que llegó al mercado llegó de la mano de Karl Friedrich Benz en el año 1885: un vehículo de tres ruedas accionado por un motor de un único cilindro que funcionaba con gasolina [?].

En la década de 1860, los progresivos avances realizados en torno a una dinamo por Werner Siemens (1856 y 1864), Antonio Macinotti (1860) y Zénobe Gramme

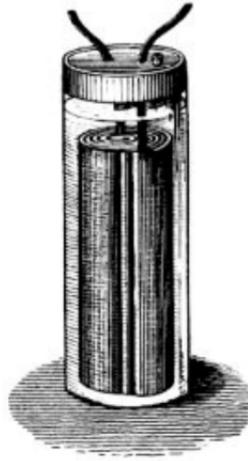


Figura 2.4: Ilustración de la batería recargable de Planté.

(1869) culminaron en el desarrollo de los primeros generadores mecánicos viables [?].

Estos avances en generación eléctrica impulsaron la investigación en torno a las baterías. Así, en el año 1859 el físico francés Raymond Gaston Planté, inventó la batería de plomo-ácido recargable, mejorándola posteriormente en 1865 (ver figura ??). En 1881 Camille Alphonse Faure desarrolló importantes mejoras en las baterías de plomo-ácido, pero aún necesitaban disponer de más capacidad para ser prácticas en vehículos eléctricos.

Aun así, los avances de la época (tecnología de motores de corriente continua madura junto a las primeras baterías recargables) y la demanda existente en las ciudades por un medio de transporte más limpio fueron impulso suficiente para el desarrollo de los primeros vehículos eléctricos comerciales.

Ya en el año 1897, llegaron a Nueva York de la mano de una compañía de taxis las primeras flotas de vehículos eléctricos. La primera compañía que comercializó estos coches a gran escala fue Pope Manufacturing Company, con los taxis llamados “Electrobat” (ver figura ??). Dos años más tarde, la empresa London Electric Cab Company ofreció el mismo servicio con los coches diseñados por Walter C. Bersey (ver figura ??).

A principios del siglo XX, el uso de los vehículos eléctricos hizo que el de los carros tirados a caballo disminuyera considerablemente, evitando, así, los pro-



(a) Taxi "Electrobat".



(b) Taxi diseñado por Bersey.

Figura 2.5: Primeros taxis eléctricos en 1897 [?].

blemas causados por éstos (acumulación de excrementos, olores, enfermedades, etc.). Sin embargo, la de vehículo eléctrico no era la única tecnología del mercado, es más, la producción de vehículos mostraba la siguiente distribución [?]: 1681 de máquinas de vapor, 1575 eléctricos y 936 de gasolina (datos de 1900). Sin embargo, según una encuesta realizada en el National Automobile Show de Nueva York, el automóvil preferido en esa época era el eléctrico, seguido de cerca por el de máquina de vapor [?].

Con respecto a las baterías, durante el transcurso de esos mismos años se realizaron mejoras muy importantes. El sueco Waldemar Junger inventó la batería de níquel-cadmio (NiCd) en el año 1899, consiguiendo una capacidad mayor que las de plomo-ácido. También experimentó aleando el cadmio con hierro, hasta el punto de usar sólo hierro; no obstante, al no ser eficaz en las cargas y descargas, desistió en ello. En esta línea, Thomas Alva Edison estuvo experimentando con la batería de níquel-hierro (NiFe) de Junger, y consiguió mejorarla patentando un prototipo en 1901. Estas baterías fueron usadas en los vehículos eléctricos de Detroit Electric (ver figura ??) y Baker Electric.

Con la idea de aprovechar las ventajas de cada tecnología de vehículo, se optó por unir las tecnologías y formar un híbrido. De esta forma nacieron los primeros vehículos híbridos. Así, en 1897, Justus Bulkley Entz diseñó un automóvil alimentado mediante motor de combustión interna y un accionamiento eléctrico. Tres años más tarde, Ferdinand Porsche sacó a la luz el Lohner-Porsche Mixte Hybrid (ver figura ??). Un motor de combustión interna accionaba un generador eléctrico desde donde se cargaban las baterías y se alimentaba la máquina eléctrica encargada de la tracción. Esta arquitectura es conocida, hoy en día, como "con-



Figura 2.6: Edison y el coche eléctrico de Detroit Electric [?].

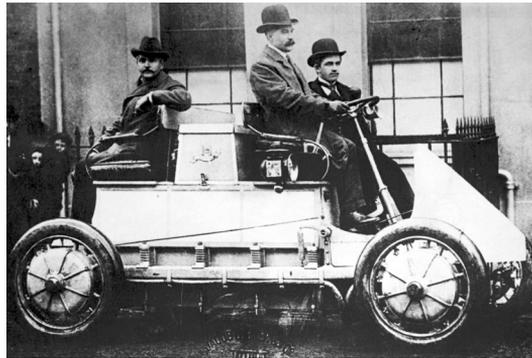


Figura 2.7: Vehículo híbrido Lohner-Porsche Mixte Hybrid [?].

figuración en serie”. A través de dicha arquitectura, se disminuía el peso total del automóvil reduciendo el número de baterías. En 1903, el francés Louis Antoine Krieger desarrolló también un vehículo híbrido. Éste contaba con un motor de combustión interna, una máquina eléctrica y dirección asistida. Henri Pieper planteó otro punto de vista en la hibridación de los coches, la “configuración en paralelo”. En estados de poca carga la batería se cargaba, y cuando el vehículo iba más cargado o cuesta arriba los dos motores (el de combustión interna y el eléctrico) ayudaban en la propulsión. Ambas arquitecturas de vehículo híbrido siguen usándose hoy día tal y como se verá en la subsección ??.

Por otro lado, 1904 fue cuando Henry Martin Ford comercializó su coche de combustión interna y revolucionó el sistema de montaje con su novedoso sistema de

producción en serie, logrando bajar considerablemente el precio por cada unidad. En 1912, Charles Kettering inventó el motor de arranque eléctrico para vehículos, facilitando enormemente el arranque de los motores de combustión interna. Hasta entonces, los conductores tenían que arrancar el motor girando una manivela. Ford, a su vez, incorporó esta innovación en sus modelos de coche durante los siguientes años. Este sistema trajo el declive de los coches de máquina de vapor ampliando el mercado a las demás tecnologías.

Por otra parte, uno de los progresos más importantes en los vehículos eléctricos e híbridos fue la invención del freno regenerativo, patentado en 1908 por Charles J. Paulson. Este sistema lograba disminuir el consumo pudiendo recuperar y reutilizar una parte de la energía.

De este modo, entre los años 1900 y 1920 en el mercado de EE. UU. habían vehículos de combustión interna, eléctricos e híbridos. Sin embargo, las ventas de vehículos eléctricos fueron disminuyendo poco a poco debido, principalmente, a la gradual bajada del precio del petróleo y a que en viajes largos era necesario aumentar el número de baterías en el vehículo (aumentando también el peso y el consumo). Además, las baterías de aquella época eran caras y necesitaban ser cargadas frecuentemente. Con este panorama, la sociedad se fue inclinando por los automóviles de gasolina.

A nivel europeo, debido, principalmente, a la racionalización de la gasolina a consecuencia de la Segunda Guerra Mundial, renació el interés por los vehículos eléctricos. Por ejemplo, los fabricantes alemanes, franceses y neerlandeses construyeron vehículos eléctricos para el transporte. En Japón, a mediados del siglo XX, hubo también un repunte de interés hacia los vehículos eléctricos debido a la escasez de gasolina. Sin embargo, cuando los precios del petróleo bajaron de nuevo hasta niveles asequibles, los vehículos eléctricos se volvieron a quedar a un lado.

Aunque poco exitosos, en la década de los 60 también se dieron pequeños pasos en favor del vehículo eléctrico. Así, en Inglaterra salió al mercado el “Enfield 8000” (sólo se vendieron 106 unidades) y Ford presentó un coche eléctrico al que llamó “Comuta”. Coetáneo a éstos es el “Henney Kilowatt”, al que se le atribuye erróneamente ser el primer coche en incorporar tecnología de transistores, sin embargo, su controlador de velocidad usaba en realidad una combinación de relés y diodos conectados a las baterías. Estos tres modelos mantenían la misma tecnología de motor de corriente continua de los primeros prototipos, pero incorporando las novedades tecnológicas del momento. La competencia del mercado y el desarrollo de las tecnologías de transporte jugaban a favor de los vehículos de motor de combustión interna, por lo que, tal y como se ha indicado, no tuvieron mucho éxito.

Tabla 2.1: Características de algunos EVs comerciales.

Fabricante	Año	Vehículo	Configuración	Máquina	Potencia (kW)	Baterías	Autonomía (km)
Toyota	1997	Prius	HEV	PMSM	57	NiMH	-
Honda	1997	Insight	HEV	PMSM	60	NiMH	-
Nissan	2010	Leaf	BEV	PMSM	80	Li-Ion	199
Tesla	2011	Roadster	BEV	IM	185	Li-Ion	360
Ford	2011	Focus Electric	BEV	PMSM	107	Li-Ion	122
Honda	2008	FCX Clarity	FCEV	PMSM	100	Li-Ion	460
Toyota	2015	Mirai	FCEV	PMSM	113	NiMH	502

Debido a la presión social, a partir de 1955 en EE. UU. se comenzaron a realizar inspecciones y controles de la contaminación del aire mediante el programa “*Air Pollution Control Act*”. Y desde entonces, se legisló más para realizar inspecciones y programas de control de contaminación atmosférica, por ejemplo, la ley para el control de emisión de gases de escape y partículas en vehículos se estableció en el programa “*Clean Air Act*” de 1970 en EE. UU. Esta última ley impulsó la investigación en torno a la disminución de emisiones de gases en vehículos y, por otro lado, con la crisis del petróleo de 1973, algunos fabricantes de automóviles comenzaron a desarrollar nuevos coches eléctricos: por ejemplo el Electrosport, Citicar, Elcar 2000, EV4P y el C-360. Todos ellos, aún con tecnología de motor de corriente continua. Unos años más tarde, en 1996, la compañía General Motors lanzó al mercado su modelo EV1, éste ya con tecnología de máquina de inducción [?].

En EE. UU. se realizaron muchos más pasos significativos para limitar la emisión de gases en vehículos que, a su vez, impulsaban el desarrollo de alternativas a los vehículos con motor de combustión interna ya convencionales. Como, por ejemplo, la ley “*Zero Emission Vehicle Mandate*”. Esta ley de 1998 decía que el 2% de las ventas de automóviles debían ser de coches con emisión cero, en 2001 se subió al 5%, y en el 2003 al 10% del total [?].

Dejando a un lado la legislación y retornando al progreso tecnológico de los vehículos eléctricos, en la década de los 90 Toyota Motor Corporation empezó a desarrollar el vehículo híbrido Prius (ver figura ??) con máquina síncrona de imanes permanentes. Fue lanzado al mercado japonés en 1997 y dos años más tarde en California (ver tabla ??). El mismo año, Honda Motor Company lanzó al mercado estadounidense su vehículo híbrido Insight, también con máquina síncrona de imanes permanentes (ver figura ??) [?]. Llegados al año 2011, la mayor parte de los fabricantes de coches producían algún modelo de vehículo híbrido: Honda, GM, BMW, Ford, Mitsubishi, Toyota, Lincoln, Lexus, GMC, Hyundai, Kia, Cadillac, Porsche y Volkswagen.

La siguiente meta de la industria del automóvil fue sacar al mercado vehículos

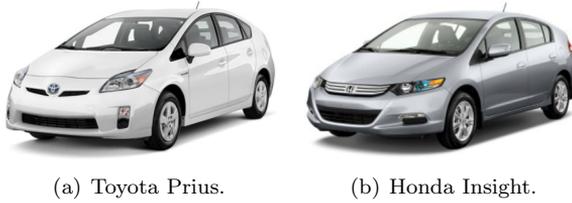


Figura 2.8: Ejemplos de HEVs.



Figura 2.9: Ejemplos de BEVs.

totalmente eléctricos. En diciembre de 2010 Nissan Motor Company lanzó al mercado su modelo de vehículo eléctrico Leaf con baterías de ion de litio (Li-Ion), 199 Km de autonomía y máquina síncrona de imanes permanentes (ver figura ??). Al siguiente año, la compañía Tesla Motors lanzó su Tesla Roadster, un vehículo eléctrico deportivo con 360 Km de autonomía y máquina de inducción (ver figura ??). Asimismo, Ford lanzó su Focus Electric en diciembre de 2011 (ver tabla ??) con una autonomía de 122 Km (ver figura ??).

En los últimos años se están realizando muchas investigaciones en torno a las baterías para utilizarlas en vehículos eléctricos, tanto para aumentar la capacidad energética como por las prestaciones de la carga y descarga de éstas. Gracias a lo cual, cada vez son más los fabricantes que quieren hacerse un hueco en el mercado del vehículo eléctrico: Fiat, Toyota, Chevrolet, Tesla, Ford, Nissan, Mitsubishi y el Mini son ejemplo de ello.

Otra fuente de energía para vehículos eléctricos son las pilas de combustible, las cuales usan hidrógeno comprimido. Aun demostrando una mejor eficiencia frente a la combustión interna, no llegan a la eficiencia de las baterías de hoy en día. Algunos de los vehículos comerciales con esta tecnología (ver tabla ??) son el FCX Clarity (ver figura ??) de Honda (2008), y el Mirai (ver figura ??) de Toyota (2015).



Figura 2.10: Ejemplos de FCEVs.

Analizando el desarrollo tecnológico y la comercialización de vehículos que los fabricantes de automóviles están realizando en los últimos años, puede decirse que la tendencia converge hacia el vehículo totalmente eléctrico (siendo la comercialización de vehículos híbridos el paso previo). Entre los vehículos con baterías y los de pilas de combustible, la mayor parte de la industria ha optado por la primera opción. Ésto es debido a que los vehículos con pilas de combustible aún tienen por delante problemas tecnológicos y de falta de infraestructura a los que hacer frente, sin tener en cuenta los costes de la tecnología y la de la producción del combustible.

Una vez expuesto el marco histórico del vehículo eléctrico, en la sección ?? se estudian con detenimiento todas las topologías vehiculares desarrolladas hasta hoy en día.

2.4 Topologías vehiculares

Una vez vista la evolución histórica relacionada con el vehículo eléctrico, a continuación, se analizan las distintas topologías vehiculares que existen hoy en día. Los vehículos convencionales se propulsan con MCIs, los cuales usan gasolina o diésel (recientemente, se ha empezado a usar gas como sustituto a la gasolina, o en combinación con ésta). Los BEVs se propulsan mediante una máquina eléctrica la cual se abastece con energía almacenada en baterías, los HEVs se propulsan combinando los dos sistemas anteriores y los FCEVs producen energía eléctrica en las pilas de combustible para propulsarse mediante una máquina eléctrica (ver figura ??) [?].

Otro de los aspectos a destacar cuando se comparan vehículos es la fiabilidad [?]. Y aunque es difícil proporcionar una conclusión definitiva al respecto, las arquitecturas empleadas en los BEVs, HEVs y FCEVs suelen ser mucho más complejas al incluir numerosos subsistemas, lo que disminuye la fiabilidad general

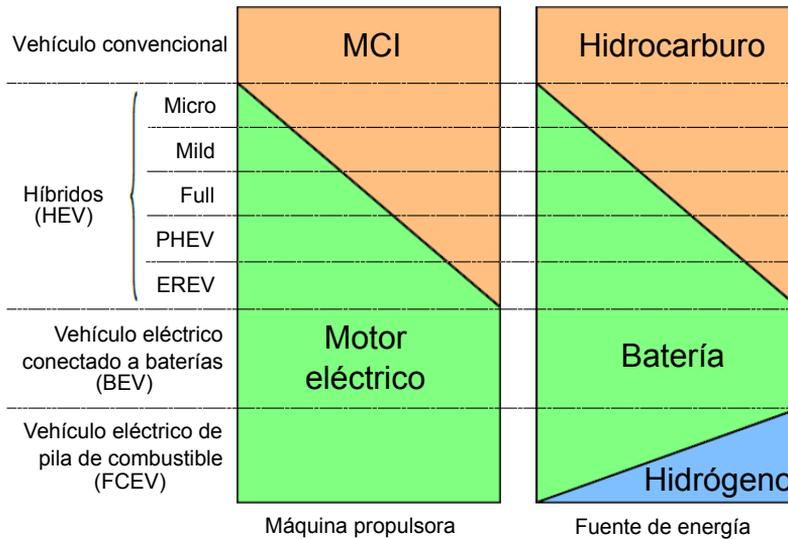


Figura 2.11: Clasificación de sistemas de propulsión [?].

del sistema comparándolos con un vehículo convencional de motor térmico. Sin embargo, el empleo de algunas arquitecturas eliminan parcial o completamente las restricciones de los motores térmicos, e incluso aumentan la tolerancia a fallos de los sistemas, permitiendo su funcionamiento parcial en caso de incidente. Debido a ello, se analizan también las diferentes arquitecturas usadas (y en desarrollo) hoy en día en dichas topologías.

En las siguientes subsecciones se analizan las particularidades de todas estas topologías junto a la arquitecturas que puedan presentar cada una.

2.4.1 Vehículo convencional

Existen dos tipos de motores de combustión interna empleados en los vehículos convencionales, su clasificación depende del ciclo termodinámico que realizan durante la transformación de energía térmica a mecánica (ver figura ??) [? ? ?]:

- Ciclo Otto: combustión a volumen constante iniciada por chispa. Funciona con gasolina líquida o gas natural vehicular.
- Ciclo Diésel: combustión a presión constante iniciada por compresión. Funciona con gasóleo líquido derivado del petróleo.

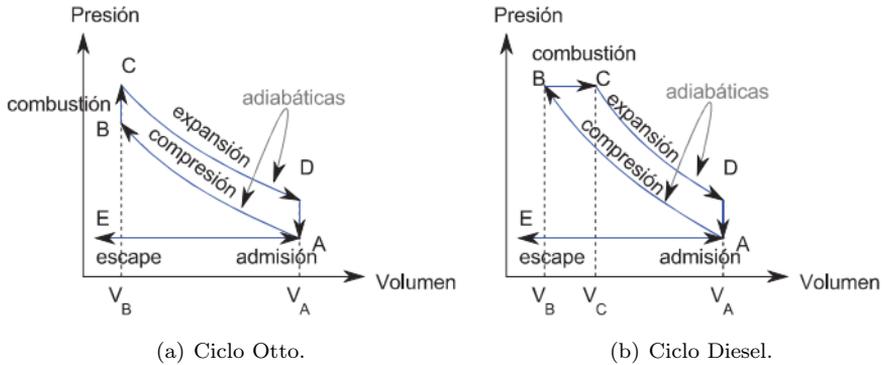


Figura 2.12: Ciclos termodinámicos habituales de los MCI [?].

Aunque ambos ciclos han ido mejorando en paralelo, el ciclo Diésel siempre ha tenido una mayor eficiencia. Esta diferencia radica en el propio ciclo termodinámico (ver figura ??). En el ciclo Otto el proceso de combustión se realiza a volumen constante, y el rendimiento depende del grado de compresión V_A/V_B , en cambio, en el ciclo Diésel el proceso de combustión se realiza, teóricamente, a presión constante, y su rendimiento depende de los grados de compresión V_A/V_B y V_C/V_B .

Ambos ciclos son ciclos termodinámicos, por tanto, su eficiencia está limitada por el máximo absoluto de Carnot:

$$\eta_{Carnot} = \frac{T_H - T_C}{T_H}, \quad (2.1)$$

donde T_H y T_C son la temperatura del foco caliente y foco frío, respectivamente. Sin embargo, el funcionamiento de éstos es sustancialmente distinto y, por definición, menos eficiente, que el de la máquina perfecta reversible. La eficiencia máxima teórica de un motor perfecto de gasolina, con relación de compresión 8:1, es de un 56.5%; mientras que en el caso de un motor perfecto de diésel, para una relación de compresión de 18:1, es de un 63.2%.

Estos rendimientos corresponden a motores ideales, mientras que los MCIs modernos se ven limitados por otra serie de factores tales como: pérdida de energía por fricción, refrigeración y bombeo, procesos de admisión y escape de la carga en pistón, aislamiento térmico, etc. Por ello, no es posible llegar al límite máximo teórico en aplicaciones reales. En este sentido, la eficiencia media de los MCIs es de un 25 % para un ciclo Otto y de un 30 % para un ciclo Diésel, entendiéndose es-

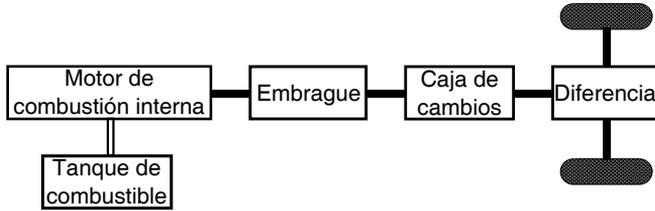


Figura 2.13: Configuración genérica de un vehículo convencional.

tas eficiencias como las del punto óptimo de trabajo (éstas se ven reducidas, más aún, debido a que el punto de trabajo en un vehículo no es siempre el óptimo).

Además, en los últimos años los vehículos con motor de gas han tenido cierto impulso en el mercado, debido, principalmente, al aumento del precio de los combustibles. Éstos funcionan con un ciclo Otto al igual que los vehículos de gasolina, por lo que, realizando unas mínimas modificaciones en los vehículos clásicos de gasolina, pueden usarse ambos combustibles indistintamente. Aparte de las ventajas económicas, debido al precio del gas, se aumenta la vida útil del motor y se reducen las emisiones de gases contaminantes.

Por otro lado, analizando la configuración de los MCI, se aprecia que éstos están basados en el conjunto compuesto por el mismo motor de tracción y la caja de cambios. El combustible se almacena en el tanque de combustible, y el embrague y el diferencial son parte del sistema de transmisión (ver figura ??).

A día de hoy, siguen siendo los vehículos más vendidos y usados, y casi a diario siguen saliendo al mercado nuevos y actualizados modelos (ver tabla ??).

2.4.2 Vehículo híbrido

Tal y como se ha visto en la sección ??, los primeros HEVs se desarrollaron con la intención de sumar sinergias entre el motor térmico y la máquina eléctrica. Éstos aprovechan, por una parte, las cualidades de los motores térmicos (autonomía y densidad de potencia) y, por otra, las ventajas de la tracción eléctrica (eficiencia y par a bajas revoluciones), formando, de este modo, un conjunto con mayor eficiencia y menor impacto ambiental que el motor térmico por sí solo. En este sentido, el objetivo principal de una hibridación con MCI es hacer trabajar al motor térmico lo más próximo a la zona de máxima eficiencia durante el mayor tiempo posible [? ? ?].

Hasta comienzo de los años 2000, existían dos configuraciones básicas para HEVs: configuración en serie y configuración en paralelo. En los últimos años, sin em-

Tabla 2.2: Vehículos comerciales clasificados según nivel de hibridación

Clasificación	Nivel de hibridación	Modelo
Convencional	0 %	Volvo V40 Audi A3
<i>Micro Hybrid</i>	< 10 %	Citröen C3 Stop&Start VW Passat BlueMotion
<i>Mild Hybrid</i>	< 25 %	Honda Civic Honda Insight
<i>Full Hybrid</i>	25 - 50 %	Toyota Prius Toyota Highlander
PHEV	> 50 %	Toyota Prius PHEV Honda Accord Plug-in
EREV	> 50 %	Chevrolet Volt BMV i3 REX
BEV	100 %	VW e-Golf Nissan e-NV200
FCEV	100 %	Hyundai ix35 FC Toyota Mirai

bargo, con el objetivo de mejorar la eficiencia energética y la economía del combustible, se han desarrollado configuraciones como la serie-paralelo o la *complex* (ver figura ?? y tabla ??) [? ? ?]. Éstas se detallan a continuación:

- 1) Configuración serie: en ésta el MCI está directamente conectado a un generador (encargado, dependiendo del momento, de recargar las baterías y/o alimentar a la máquina eléctrica), siendo la máquina eléctrica la única responsable de propulsar el vehículo (ver figura ??-①). De esta forma, el MCI puede trabajar en todo momento en su punto de mayor eficiencia y mediante el convertidor de potencia se gestiona la energía para alimentar la máquina eléctrica. Este esquema de tren de tracción hace que esta configuración presente una mayor simplicidad en la mecánica del automóvil (no requiere de caja de cambios, ni de otros componentes mecánicos asociados al tren de potencia de un vehículo con MCI). Por otro lado, aunque se trata de una configuración muy eficiente (el vehículo funciona siempre en modo eléctrico, y el MCI en su punto de mayor eficiencia), la necesidad de una batería de suficiente capacidad dificulta utilizar este sistema [?].

Tabla 2.3: Vehículos comerciales de configuración HEV.

Configuración	Modelo	Año	Potencia (kW)	Autonomía (km)
Serie	Opel Ampera	2012	111	500
Paralelo	Toyota Prius	2009	101	1150
Serie-Paralelo	BYD F3DM	2008	126	430
<i>Complex</i>	Cadillac Escalade	2008	282	-
TtR	Peugeot 3008	2012	149	1500

Esta arquitectura de HEV presenta seis modos de funcionamiento diferentes dependiendo de la combinación de flujos de energía entre componentes [?]. Hoy en día, pueden encontrarse multitud de vehículos con esta configuración, también llamada *Extended Range Electric Vehicle* (EREV) [?].

- 2) Configuración paralelo: fue la primera en desarrollarse e implementarse en modelos comerciales. Emplea la tracción eléctrica, fundamentalmente, para mejorar la eficiencia energética del motor de gasolina, lo cual se consigue utilizando el MCI en los regímenes de giro en los que tiene un mayor rendimiento (ver figura ??-(2)). Gracias al sistema de transmisión planetaria el vehículo puede estar propulsado mediante el MCI, la máquina eléctrica, o ambos al mismo tiempo. Aunque generalmente la tracción eléctrica sólo se utiliza al cambiar las condiciones de conducción (al iniciar el movimiento y almacenar energía durante el frenado, y para absorber potencia del MCI cuando ésta es superior a la necesaria en la tracción del vehículo [? ?]). Comparándolo con la configuración en serie, la configuración en paralelo no necesita el generador para la carga de las baterías, y con un tamaño menor de motor térmico y máquina eléctrica se consigue el mismo rendimiento del sistema. [?]. Como contraposición, el sistema se vuelve más complejo debido a la necesidad del sistema planetario de transmisión. Al igual que la configuración serie, ésta arquitectura de HEV tiene seis modos de funcionamiento diferentes [? ?].
- 3) Configuración serie-paralelo: esta configuración combina las características de la serie y la paralela, contando con un vínculo mecánico adicional en comparación con la serie, y con un generador adicional en comparación con el paralelo (ver figura ??-(3)). Aunque combina las características ventajosas de ambas configuraciones, se trata de una arquitectura relativamente complicada y costosa, siendo su control complejo y permitiendo menos modos de funcionamiento. Sin embargo, gracias a los avances en el control y tecnologías de fabricación, algunas marcas norteamericanas de HEVs prefieren adoptar este sistema [?].
- 4) Configuración *complex*: esta configuración híbrida es similar a la serie-paralela,

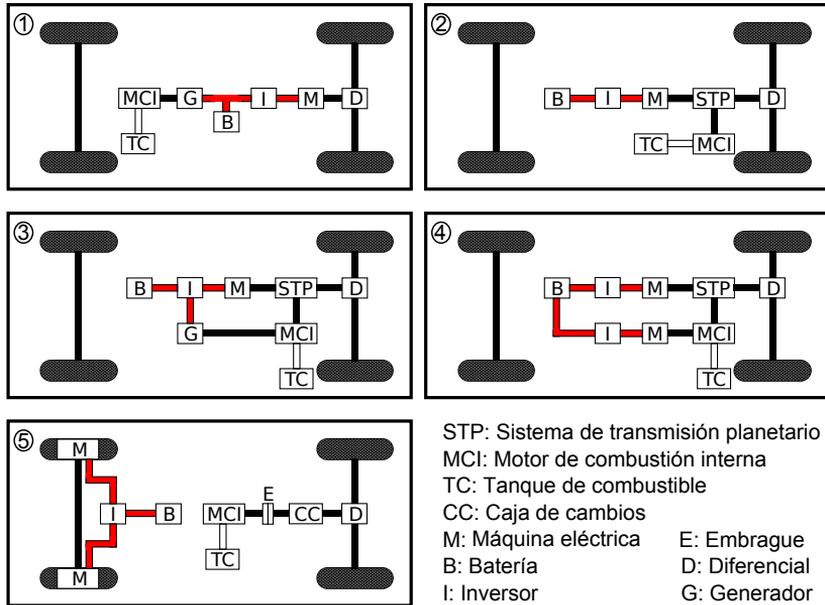


Figura 2.14: Configuraciones del vehículo eléctrico híbrido.

salvo que el generador acoplado al mismo eje que el MCI también funciona como motor, y que se añade un convertidor más al sistema (ver figura ??-(4)). Todo ello permite que el flujo de energía en la rama del MCI sea bidireccional (en contraposición de la unidireccionalidad del serie-paralelo [?]). Este flujo de energía bidireccional permite modos de funcionamiento versátiles, especial relevancia los tres modos de propulsión que no pueden darse en la configuración serie-paralelo (debido a las dos máquinas eléctricas y al térmico). Del mismo modo, debido a su complejidad, es una arquitectura complicada, costosa, y difícil de controlar [? ?].

- 5) *Through the Road* (TtR): esta configuración, también conocida como Hybrid4, consta de un sistema híbrido paralelo con propulsión en las cuatro ruedas. Por un lado, el MCI tracciona uno de los ejes, mientras que el otro es traccionado mediante la máquina eléctrica (ver figura ??-(5)) [? ?]. No hay conexión mecánica directa entre los dos sistemas de propulsión, el enlace se produce mediante las ruedas (*Through the Road*, es decir “a través de la carretera”). Ésto simplifica mucho el sistema de engranajes en comparación con la configuración Complex. Esta configuración permite convertir un vehículo convencional con MCI a uno HEV, con unas modificaciones mínimas [? ?]. En el caso de

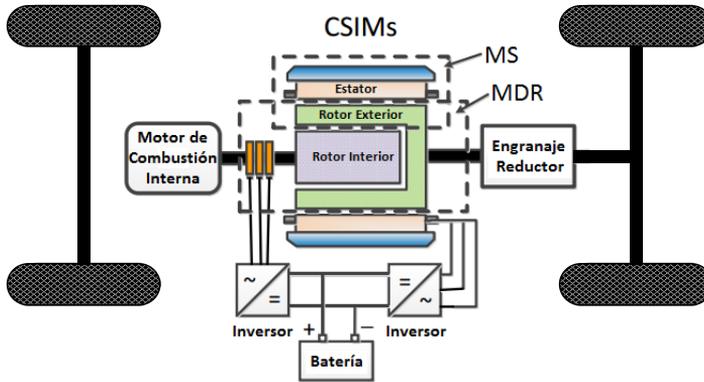


Figura 2.15: Esquema de HEV con sistema CSIM.

esta arquitectura, se plantean cinco modos de funcionamiento diferentes, determinados por las posibles combinaciones de los flujos energéticos entre los componentes [?].

- 6) *Compound-Structure Integrated Machines (CSIMs)*: esta novedosa configuración de transmisión electromagnética integra dos máquinas eléctricas en una misma estructura [?]. Una máquina de estátor (MS) y una máquina de doble rotor (MDR) con dos ejes mecánicos de salida y dos conexiones eléctricas (ver figura ??). Este novedoso sistema se instala entre el MCI y el engranaje reductor, por lo que comparado con las demás configuraciones, el CSIM tiene la ventaja de ser un sistema mucho más compacto y ligero.

Esta tecnología no ha sido muy desarrollada, sin embargo, en los últimos años se han realizado numerosas investigaciones en torno a las diferentes configuraciones y topologías [?], entre los que se encuentran estudios de máquinas de inducción, máquinas síncronas de imanes permanentes, SRM [?], y estrategias de control y distribución del campo electromagnético.

Éstas son las configuraciones más usadas y algunas de las más relevantes de entre las que actualmente se están desarrollando. Una vez vistas, debe mencionarse que las configuraciones de HEV pueden clasificarse dependiendo del ratio de potencia entre el MCI y la máquina eléctrica (ver figura ?? y tabla ??). Esta clasificación se divide en las siguientes tres categorías (ver tabla ?? y tabla ??) [? ?]:

- A) *Micro hybrid*: en los vehículos micro híbridos el motor de arranque convencional es sustituido por un sistema ISG (*Integrated Starter-Generator*). Este ISG ofrece la función de apagado del motor térmico cuando el vehículo está en re-

Tabla 2.4: Clasificación de configuraciones HEV.

Topología	<i>Micro</i> HEV	<i>Mild</i> HEV	<i>Full</i> HEV	PHEV	EREV
Serie			✓	✓	✓
Paralelo	✓	✓	✓		
Serie-paralelo			✓	✓	
<i>Complex</i>			✓	✓	
<i>Through the Road</i>			✓	✓	
CSIM			✓	✓	

poso (conociéndosele como sistema *Start/Stop*), pudiendo alcanzarse ahorros de combustible en torno al 10-15% en conducción por ciudad. El ISG actúa también de pequeño generador, de tal manera que produce electricidad para cargar la batería durante la deceleración y frenado. Sin embargo, su función de frenado regenerativo es limitada.

El coste de un un vehículo de este tipo, comparado con su homólogo convencional, es sólo de una mínima parte porcentual más, ya que el tamaño del motor térmico se reduce y la estructura se simplifica. En el mercado se puede encontrar el Citroen C3 micro híbrido (ver tabla ??).

- B) *Mild hybrid*: en este tipo de vehículos el ISG se coloca generalmente entre el MCI y la transmisión. Éste se diseña en forma de disco plano de gran diámetro y directamente acoplado al MCI. De este modo, la misma máquina eléctrica es capaz de acumular la suficiente inercia como para poder sustituir al clásico volante de inercia. Además, el ISG proporciona un sistema *Start/Stop* en paradas y una función de freno regenerativo completo. Al mismo tiempo, ayuda en la propulsión del vehículo, por lo que permite reducir el tamaño del MCI. En conducción por ciudad, puede ahorrarse en torno a un 15-20% de energía, pero el coste total del vehículo puede encarecerse hasta un 20-30%.
- C) *Full hybrid*: a diferencia de los dos casos anteriores, el *Full Hybrid* puede funcionar sólo con el MCI, sólo con la máquina eléctrica, o en combinación. En lugar de usar un sistema ISG, estos vehículos adoptan el sistema de transmisión continuamente variable (*Continuously Variable Transmission*, CVT) para controlar la regulación y división de potencia de los dos motores de tracción (máquina eléctrica y MCI). Además, estos vehículos ofrecen todas las ventajas de los híbridos incluyendo el encendido eléctrico, sistema *Start/Stop*, freno regenerativo y la posibilidad de reducir el tamaño del MCI. La potencia de la

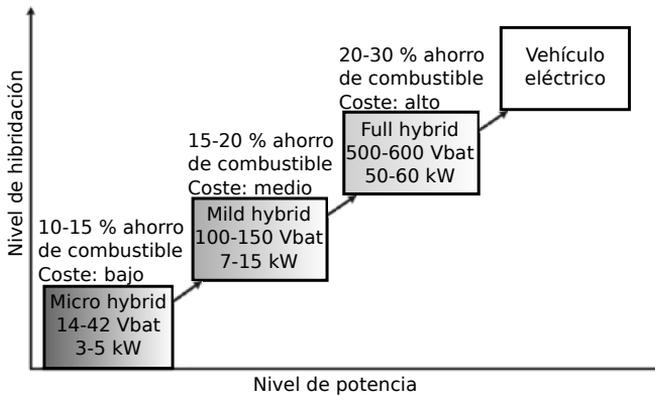


Figura 2.16: Comparación de niveles de hibridación, sobrecoste y potencia.

máquina eléctrica en estos casos es mayor y depende de la configuración que se use (serie, paralelo, *complex*, etc). Por otro lado, para su normal funcionamiento necesitan un sistema de almacenamiento mayor, que puede rondar los 1-2 kWh y con una tensión de batería de 200-300 V. En conducción por ciudad, este tipo de vehículo puede ahorrar en torno a un 20-30 % de energía, mientras que el coste total del vehículo aumenta considerablemente.

Estos vehículos pueden dividirse, a su vez, entre *Synergy Hybrid* y *Power Hybrid*. Los *Synergy Hybrid* se centran en la eficiencia energética y reducción de emisiones. En esta subcategoría el tamaño del MCI es reducido, como en el Toyota Prius. Mientras que en el *Power Hybrid* no se reduce, ya que se centra en que el sistema tenga un mejor rendimiento de potencia, como el Toyota Highlander o el Lexus RX450h.

Cada una de estas tres categorías de híbridos tiene un sobrecoste en su precio, desde varios cientos hasta unos pocos miles de euros, para implementar sus respectivos sistemas de ahorro energético. Como puede apreciarse en la figura ??, los *Micro Hybrid* presentan cierto ahorro energético con el menor sobrecoste, los *Full Hybrid* muestran el mayor ahorro energético con el mayor sobrecoste, y los *Mild Hybrid* ofrecen un compromiso entre ambos parámetros. Sea como fuere, cada uno de ellos tiene un nicho de mercado (ver tabla ??).

Queda decir que en los vehículos *Full Hybrid* el motor de tracción principal es el MCI, y el eléctrico actúa como auxiliar o para regenerar energía. Estos vehículos no pueden funcionar en un modo puramente eléctrico, ya que la capacidad del pack de baterías limita mucho su autonomía y no pueden recargarse mediante una vía externa [? ?].

Sin embargo, hoy día ya hay variantes enchufables de híbridos e incluso con sistemas de carga de baterías mediante MCI. [? ? ?]. A continuación, se detallan las características de ambas variantes:

- D) Vehículo eléctrico híbrido enchufable (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle*, PHEV): disponen de todas las virtudes del *Full Hybrid* junto a las ventajas de poder ser recargados mediante conexión a la red. Por lo general, son equipados con pack de baterías mayores, en torno a los 4-5 kWh, y con una tensión nominal de 200-300 V. Su sistema de almacenaje está especialmente diseñado para ser recargado mediante conexión a la red eléctrica, disminuyendo la necesidad de repostar combustible. Estos PHEVs pueden funcionar en modo puramente eléctrico (*charge-depleting mode*) ofreciendo un gran rango de autonomía, o en un modo mixto (*blended mode*) en donde la mayor parte de la potencia la suministran las baterías (ayudada por el MCI para maximizar la economía del combustible).

La eficiencia energética de un PHEV cuando circula en modo puramente eléctrico, puede llegar a ser muy alta y con cero emisión de gases cuando se usa en ciudad (debido a los cortos trayectos). Por todo esto, la industria automotriz está mostrando mucha atención a los PHEVs desarrollando cada vez más modelos comerciales. En el mercado actual existen varios modelos tales como el Toyota Prius Plug-In o el Volkswagen Golf GTE, este último disponiendo de un motor térmico de 110 kW y una máquina eléctrica de 75 kW que le permiten realizar trayectos de 50 km en modo puramente eléctrico.

- E) Vehículo eléctrico de autonomía extendida (*Extended Range Electric Vehicle*, EREV): estos vehículos combinan las virtudes de los PHEVs junto a las características de la configuración en serie [?]. Circulan siempre en modo eléctrico conectado a baterías, siendo la única función del MCI la de cargar las baterías para, así, extender el rango de autonomía del vehículo. Comparado con los PHEVs, los EREVs presentan un MCI más pequeño en favor de aumentar el tamaño del pack de baterías.

Como comparación, para poder ofrecer las condiciones de conducción y el rango de autonomía de un vehículo eléctrico puro, la máquina eléctrica del EREV necesitaría alcanzar los 110 kW de potencia y el pack de baterías una capacidad de 16 kWh [?].

En resumen (ver tabla ??), según se incrementa el nivel de hibridación de un vehículo, aumentan las prestaciones que ofrece la máquina eléctrica instalada y disminuye el consumo de hidrocarburos. Y una vez alcanzado el nivel *Full Hybrid*, se pueden mejorar las prestaciones incorporando un sistema de recarga enchufable (PHEV) y aumentando su rango de autonomía (EREV)

Tabla 2.5: Características de los niveles de hibridación

Tipo	Sistema <i>Start/Stop</i>	Asistencia	Freno reg.	Modo EV	Recargable
<i>Micro hybrid</i>	✓	✗	✗	✗	✗
<i>Mild hybrid</i>	✓	✗	✓	✗	✗
<i>Full hybrid</i>	✓	✓	✓	✓	✗
PHEV	✓	✓	✓	✓	✓
EREV	✓	✓	✓	✓	✓

La oferta de HEVs en el mercado es cada vez mayor (ver tabla ??) y, actualmente, su desarrollo está tomando dos direcciones. Por una parte, la tendencia hacia un vehículo *Full Hybrid* apostando por una alta eficiencia energética y con baja emisión de gases, siendo los costes la mayor barrera. Por otro lado, el desarrollo de *Micro Hybrids* y *Mild Hybrids* debido a su simplicidad estructural y bajos costes.

2.4.3 Vehículo eléctrico conectado a batería

El último escalón en la electrificación del vehículo es el de los BEVs (ver figura ?? y tabla ??). Estos vehículos presentan una tracción eléctrica pura alimentada por un pack de baterías recargables. La fuente de energía proviene únicamente de la electricidad almacenada en la batería, por lo que éstas se deben cargar a través de la red [? ?]. Y en relación al modo en el que los BEVs se recargan, junto a la fuente de energía que éstos puedan usar, existen numerosas investigaciones en torno a arquitecturas de vehículos solares (*Solar Electric Vehicle*, SEV) e incluso de estaciones de carga solares [? ? ? ?].

Al igual que en los HEVs, existen numerosas configuraciones en los sistemas de potencia de los BEVs dependiendo del flujo energético y los componentes usados en cada uno de ellos. En este caso, las configuraciones pueden englobarse en dos categorías: configuraciones centralizadas (una única máquina eléctrica) y configuraciones distribuidas (multi-máquina). Las configuraciones centralizadas fueron históricamente las primeras en ser utilizadas, ya que son sistemas que tienen como origen los vehículos convencionales de MCI, sin embargo, son configuraciones poco flexibles. Desde 2010, los sistemas de tracción multi-máquina están siendo el foco de investigación en los BEVs [?] debido a que pueden funcionar en varios modos de operación y optimizan el sistema de potencia, haciendo al vehículo mucho más flexible.

A continuación, se exponen algunas de las arquitecturas más comunes en BEVs

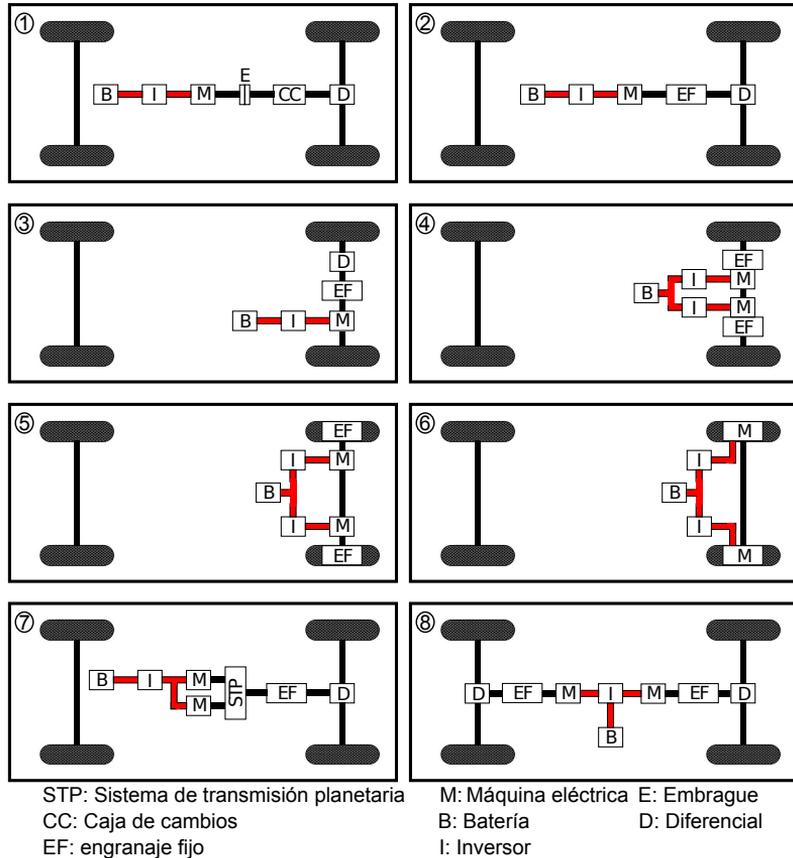


Figura 2.17: Configuraciones del vehículo eléctrico conectado a baterías.

(ver figura ??)[? ? ? ?]:

- A) Configuración n°1: es una configuración directamente inspirada en el sistema de tracción de un vehículo convencional con MCI. Se compone de una máquina eléctrica, un embrague, una caja de cambios y un diferencial. El embrague, junto a la caja de cambios, permite al conductor cambiar entre las diferentes relaciones de par-velocidad. Esta configuración es la más usada en adaptaciones directas de vehículo convencional a eléctrico, ya que permite hacer la conversión con el mínimo de componentes a cambiar/reemplazar.
- B) Configuración n°2: nace con la idea de simplificar el conjunto anterior. Esta configuración reemplaza la caja de cambios por un engranaje fijo y, por ende,

no necesita un embrague. Estos cambios son posibles debido a que las máquinas eléctricas son capaces de dar una potencia constante en un amplio rango de velocidades. Con esta configuración se reducen tanto el tamaño como el peso del sistema en conjunto.

- C) Configuración n°3: esta configuración es similar al concepto de tracción delantera de los vehículos con MCI. La máquina eléctrica, el engranaje fijo y el diferencial se colocan directamente sobre el eje que va unido a los palieres. De esta forma, se consigue simplificar en gran medida el tren de potencia.
- D) Configuración n°4: en este caso, una máquina eléctrica independiente tracciona junto a un engranaje fijo cada una de las ruedas del eje, no haciendo falta el diferencial. Esto es posible gracias a que además de por medios mecánicos, la acción del diferencial en las curvas puede ser prestada de forma electrónica mediante las dos máquinas operando a diferentes velocidades.
- E) Configuración n°5: a fin de reducir la transmisión mecánica desde la máquina eléctrica hasta la rueda, ésta puede emplazarse junto a la rueda. A esta disposición se la denomina también *in-wheel drive*. Entre la máquina y la rueda se dispone de un engranaje fijo cuya función es reducir la velocidad aumentando el par.
- F) Configuración n°6: con el objetivo de simplificar toda transmisión mecánica del vehículo, es posible conectar la máquina eléctrica directamente (sin ningún tipo de engranaje) a la rueda motriz. Ésto permite que la eficiencia de transmisión sea óptima y la estructura muy compacta. Sin embargo, es necesario el uso de máquinas eléctricas de alto par y que permitan tanto iniciar la marcha como acelerar el vehículo a bajas velocidades.
- G) Configuración n°7: esta es una configuración multi-máquina con tracción centralizada en la que se hace uso de dos máquinas eléctricas diferentes mediante un sistema de transmisión planetario [?]. Gracias al engranaje planetario, se mejora considerablemente el comportamiento de velocidad-par de transmisión. En este sistema, una de las máquinas está especialmente diseñada para altas velocidades mientras que la otra lo está para generar un alto par. De esta forma, es posible conseguir gran velocidad a bajo par y gran par a bajas velocidades. Asimismo, se consigue una mejor región de operación de relaciones par-velocidad y se mejora la eficiencia energética.
- H) Configuración n°8: esta es una configuración multi-máquina con tracción distribuida en la que se tracciona cada eje de forma separada. Comparado con otras configuraciones, ésta presenta un comportamiento más dinámico junto a un mayor confort de conducción (debido a que se puede controlar la fuerza de tracción de cada uno de los ejes de forma independiente [?]), y una mayor

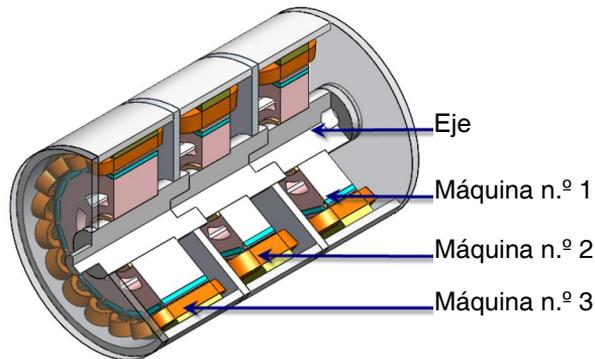


Figura 2.18: Vista de una máquina modular en cascada [?].

flexibilidad de diseño estructural. Además, la demanda de potencia puede escalarse añadiendo más máquinas eléctricas al sistema, e incluso evolucionando hasta un *in-wheel drive* con tracción en las cuatro ruedas [?].

Dejando a un lado estas configuraciones, una de las líneas de investigación en torno al sistema de tracción en BEVs con más proyección es el de las máquinas modulares en cascada (*Modular Cascade Machines*, MCM) [?]. El MCM es un sistema multi-máquina donde éstas se acoplan a modo de un pack de baterías en serie y funcionan en cascada (ver figura ??). Los objetivos principales de este novedoso diseño son el de ampliar el área de eficiencia óptima en funcionamiento, aumentar la tolerancia de fallos y facilitar el mantenimiento del sistema [?].

A continuación, se comentan las características más destacadas de estos sistemas:

- Diseño modular de la unidad de máquina eléctrica, con lo que podrían reducirse los costes de I+D, manufactura y mantenimiento.
- Diseño integral para adecuar el sistema a las características específicas del EV. Pudiendo adecuar, por ejemplo, un módulo para conseguir gran par a baja velocidad, otro para gran velocidad a bajo par, y otro para lograr gran eficiencia en un concreto rango de par y velocidad.
- Excelente tolerancia a fallos. El sistema MCM puede considerarse como un sistema redundante y excluir de su conjunto la unidad de máquina eléctrica que hubiera fallado, ya que cada unidad de máquina eléctrica podría funcionar de forma independiente.

Por otro lado, este planteamiento conlleva numerosos problemas aún por resolver. Tales como la forma de aumentar la densidad de potencia, reducir el volumen de la

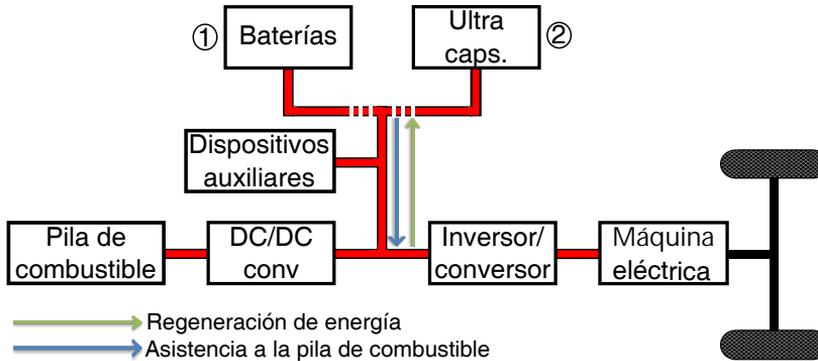


Figura 2.19: Configuraciones del vehículo eléctrico de pila de combustible.

máquina, disminuir el rizado de par, diseño de un control integrado y desarrollar una estrategia de control multi-máquina para la tolerancia de fallos [? ?].

Viendo el potencial del novedoso sistema MCM, se prevé que pueda ser una línea de investigación interesante en los sistemas de transmisión multi-máquina para EV [? ? ? ? ?].

2.4.4 Vehículo de pila de combustible

Dando un paso más desde los BEVs e incorporando un tipo muy específico de generación de energía, se llega a los FCEVs (ver tabla ??). En estos vehículos las pilas de combustible generan energía eléctrica para traccionar el vehículo o acumularla en su sistema de almacenamiento, como un pack de baterías o ultra capacidades.

La tecnología de celdas de combustible más usada en los FCEVs es la de membrana de intercambio de protones, conocida también como membrana de polímero electrolítico (*Polymer Electrolyte Membrane*, PEM) o membrana de intercambio de protones (*Proton Exchange Membrane*, PEM). Estas celdas usan el hidrógeno almacenado como combustible y el oxígeno del aire para, mediante una reacción electroquímica, generar electricidad [?]. Dado que la obtención de energía en las pilas de combustible está exenta de cualquier proceso térmico o mecánico intermedio, estos dispositivos alcanzan eficiencias mayores que los MCIs, los cuales están limitados por la eficiencia máxima del ciclo de Carnot.

Por otro lado, la potencia generada por el pack de celdas de combustible depende del número y el tamaño de las celdas que se usan en éste. Además, estas celdas

aparte de suministrar electricidad generan agua y calor, y con un sistema de cogeneración que aproveche el calor pueden alcanzarse altos rendimientos en el sistema [? ?].

En relación a las arquitecturas internas de los FCEVs, existen dos principales métodos para la utilización de la pila de combustible [?]:

- A) Puramente eléctrico: en esta arquitectura únicamente se utiliza la pila de combustible como fuente de energía. En algunos casos éstas utilizan un conjunto de ultracondensadores para hacer una regulación eficiente de la energía mediante almacenamiento intermedio (ver figura ??-②). Esto se justifica por el hecho de que la pila es capaz de proporcionar adecuadamente gran cantidad de energía en régimen constante, pero no se adapta convenientemente a demandas de picos instantáneos de potencia. A modo de ejemplo, el Honda FCX o el Daimler Chrysler utilizan este método.
- B) Arquitectura híbrida: en este caso, la pila actúa como cargador de baterías mientras que las baterías soportan los picos de potencia y permiten a la pila un funcionamiento más adecuado (ver figura ??-①). Los modelos de Toyota y el Honda FCX Clarity funcionan de esta forma. Como en la mayor parte de los trayectos en vehículo los usuarios recorren menos de 30 km diarios, esta solución tiene la ventaja de que se adapta muy bien con un tamaño de batería no muy grande. Este tipo de vehículo puede ser utilizado como transporte de uso diario, haciéndose la recarga con hidrógeno necesaria sólo para viajes más largos [?].

Y respecto a la tecnología de celdas, las PEM son las más usadas hoy en día, aunque no las únicas. En este sentido, existen otras muchas tecnologías como: las pilas de combustible alcalinas (*Alkaline Fuel Cell*, AFC), las pilas de ácido fosfórico (*Phosphoric Acid Fuel Cell*, PAFC), las pilas de carbonato fundido (*Molten Carbonate Fuel Cell*, MCFC) y las pilas de combustible de óxido sólido (*Solid Oxide Fuel Cell*, SOFC). Sin embargo, las celdas PEM están ganando terreno en aplicaciones de automoción debido a las razones que se exponen a continuación:

- Puesta en marcha sencilla del sistema eléctrico a temperaturas ordinarias por debajo de 100 °C.
- Alta densidad de potencia con conjunto de celdas relativamente pequeños.
- Estructura y mantenimiento sencillos en relación a otras tecnologías.
- Robustez frente a choques y vibraciones.

En contraste, esta tecnología presenta ciertos problemas como la necesidad de catalizadores de metales preciosos (encareciendo el conjunto de EV de forma

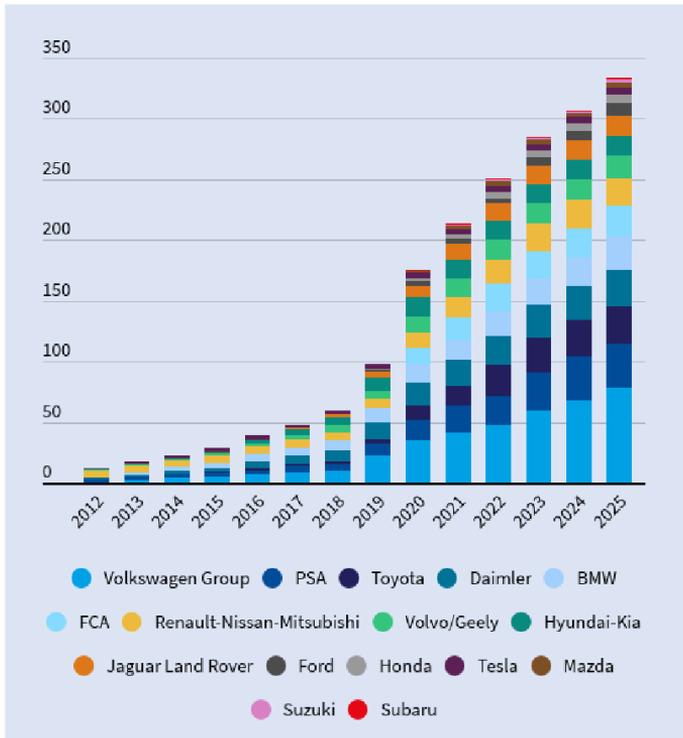


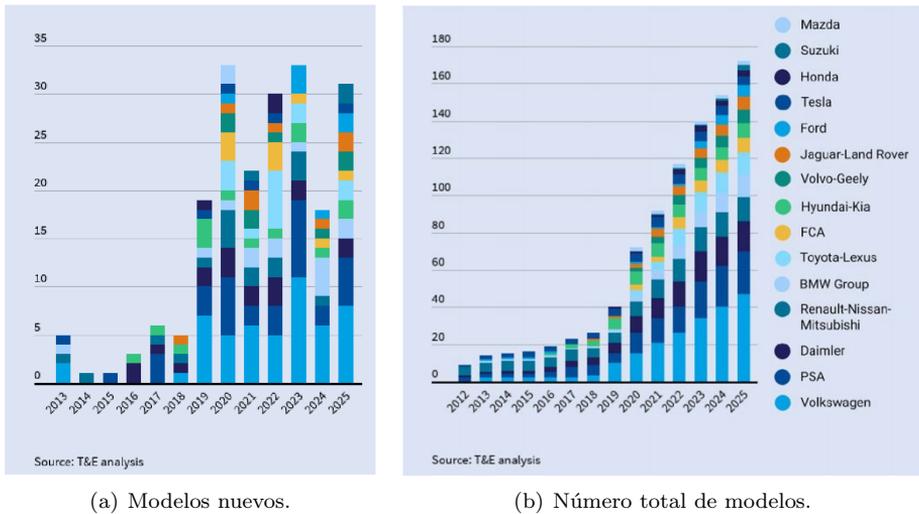
Figura 2.20: Número total de modelos de EV disponibles en Europa [?].

considerable) o el hecho de que el combustible deba tener una concentración de monóxido de carbono (CO) menor a 10 ppm (necesario para no deteriorar el comportamiento de la celda) [? ?].

2.5 Tendencias del mercado

Tras exponer las distintas tecnologías de EV, se analizan las tendencias del mercado en relación al número de modelos de los distintos fabricantes automovilísticos. Los datos expuestos a continuación sintetizan los planes de producción a medio plazo de los distintos fabricantes [?]. Todos estos datos están actualizados a fecha de principios de 2019 y se esperan nuevos anuncios de modelos durante 2020.

Las previsiones de producción actuales (ver figura ??) muestran que la mayoría de los fabricantes de automóviles están dispuestos a impulsar la electrificación



(a) Modelos nuevos.

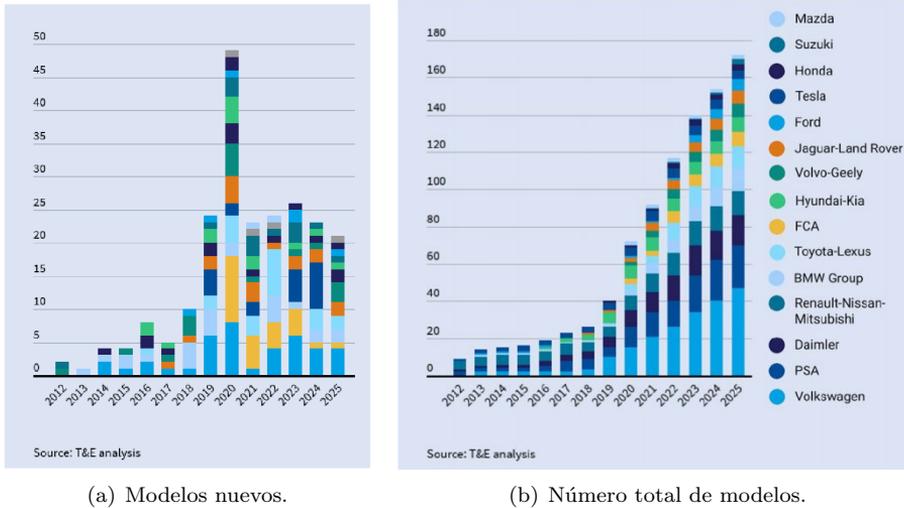
(b) Número total de modelos.

Figura 2.21: Evolución de BEVs en el mercado europeo [?].

del transporte de pasajeros centrándose en el aumento de los volúmenes de EVs. Tras varios años de tímido crecimiento, el número de modelos de EVs disponibles en el mercado europeo está a punto de dispararse: desde unos 60 modelos totales de BEVs, HEVs, y FCEVs disponibles a finales de 2018, hasta una combinación de 176 modelos en 2020, 214 modelos en 2021 y 333 modelos previstos para 2025. Este crecimiento está impulsado por las cada vez más restrictivas leyes de emisiones de gases. Así, para el 2021 se debería alcanzar el objetivo obligatorio de la UE de 95 g/km de CO₂ [?]. Además, desde comienzos de los años 2010 algunos fabricantes automovilísticos han ido comprometándose en electrificar sus modelos en distintos grados, como por ejemplo: Volvo y Mazda en un 100 %, el grupo PSA en un 80 % y Audi en un 33 % [?].

Sobre la base de las previsiones de producción de EVs ligeros, se espera que en Europa se multiplique por seis entre 2019 y 2025 [?], alcanzando más de cuatro millones de coches y furgonetas, es decir, más de una quinta parte de los volúmenes de producción de automóviles de la UE. Si los fabricantes de automóviles se ciñen a sus planes, será más que suficiente para cumplir con los estándares de CO₂ mencionados en la subsección ??.

En el caso de los BEVs (ver figura ??), se puede esperar que el número de nuevos modelos que salgan al mercado aumente considerablemente de los cinco millones de 2018 y 19 en 2019 a unos 30 al año a partir de 2020. En este sentido, se puede



(a) Modelos nuevos.

(b) Número total de modelos.

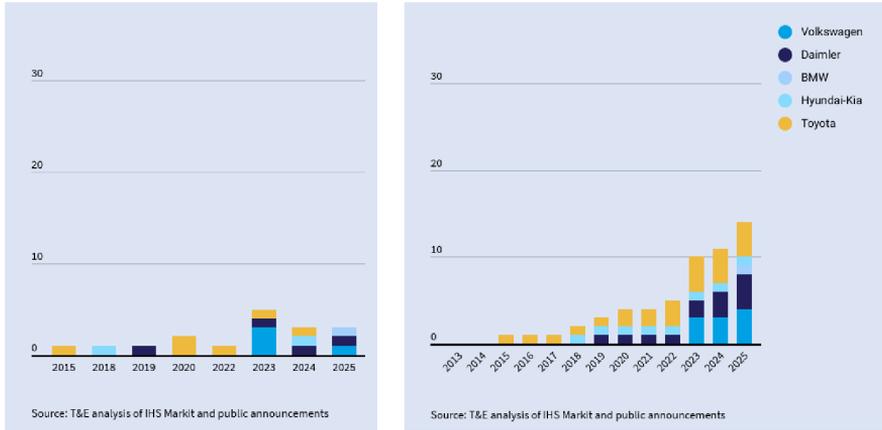
Figura 2.22: Evolución de HEVs en el mercado europeo [?].

afirmar que 2019 es un año de transición debido, principalmente, a la entrada en vigor de las normas sobre emisiones de CO₂ de los automóviles [?]. Por otro lado, respecto al número total de modelos de BEV en el mercado de la UE, éste superará los 100 en 2022 y alcanzará los 172 en 2025 (ver figura ??). Asimismo, se espera también que el líder de mercado sea el Grupo Volkswagen seguido de PSA y Daimler [?].

En lo que respecta a la tendencia en los HEVs (ver figura ??) [?], sigue un camino similar al de los BEVs: bajo número de modelos disponibles antes de 2019, transición en ese mismo año y fuerte crecimiento en los siguientes años. A este respecto, el informe [?] deduce que los fabricantes utilizarán, principalmente, los PHEVs para cumplir las normas de CO₂, ya que el número de nuevos modelos que llegan al mercado alcanza su punto álgido en 2020, con hasta casi 50 nuevos modelos, duplicando el número existente en el mercado en los años previos.

Asimismo, entre los años 2019 y 2020 se espera que el número total de modelos de HEVs en el mercado aumente de 55 a 100 (ver figura ??), creciendo más lentamente después de 2020 e imponiéndose el Grupo Volkswagen como líder de mercado seguido por FCA y Toyota [?].

En el caso de los FCEVs, el aumento de nuevos modelos es mucho más moderado (ver figura ??). Se espera que haya en el mercado un total de 14 modelos en 2025



(a) Modelos nuevos.

(b) Número total de modelos.

Figura 2.23: Evolución de FCEVs en el mercado europeo [?].

en comparación con los dos modelos disponibles en la actualidad (el Toyota Mirai y el Hyundai Nexa). Previsiblemente, el Grupo Volkswagen, Toyota y Daimler tendrán cuatro modelos cada uno en el mercado en 2025.

En este contexto se puede decir que es demasiado pronto para saber si la tecnología de FCEV podrá tener su propio espacio en el mercado. Sin embargo, es probable que en un futuro el número de modelos disponibles siga siendo bajo empleándose éstos en aplicaciones especializadas, como vehículos con altos índices de utilización y alto kilometraje (como camiones o autobuses).

2.6 Conclusiones

Como resultado del análisis que se ha realizado, es posible concluir que la tecnología está suficientemente avanzada para comenzar una gradual sustitución del vehículo convencional vehículo de MCI. Uno de los puntos en el que se sustentaban los vehículos convencionales era su fiabilidad. En este sentido, los BEV, HEV y FCEV suelen ser mucho más complejos al incluir numerosos subsistemas, lo cual disminuye en gran medida su fiabilidad. Sin embargo, el empleo de algunas de las arquitecturas de HEV y BEV analizadas eliminan parcial o completamente muchos de los inconvenientes, e incluso aumentan la tolerancia de fallos de los sistemas permitiendo su funcionamiento parcial en caso de avería.

La mayoría de los fabricantes automovilísticos ya han dado el primer paso para la electrificación de sus modelos. Algunos de éstos dieron el paso previo apostando por modelos híbridos cuando la tecnología necesaria para los BEV no estaba aún muy avanzada. Asimismo, si se tiene en cuenta la previsión de los modelos que saldrán al mercado en los próximos años, se puede decir que la apuesta actual por los BEVs y HEVs es notoria.

Los objetivos tecnológicos propuestos por las distintas agencias y organismos internacionales son muy ambiciosos, en consecuencia, se prevé que la inversión de I+D+i en materia de EVs sea igualmente ambiciosa. Teniendo en cuenta el presente capítulo, el uso de una tecnología u otra de máquina eléctrica en los EVs es sumamente importante para poder alcanzar los objetivos marcados. Por todo esto, el siguiente capítulo estudiará las alternativas de máquinas eléctricas para el vehículo eléctrico.

Capítulo 3

Máquinas eléctricas para vehículo eléctrico

3.1 Introducción

Tal y como se ha comentado en el capítulo ??, los objetivos tecnológicos propuestos por las distintas agencias y organismos internacionales son muy ambiciosos. Éstos se centran especialmente en la electrónica de potencia (el convertidor de potencia, la batería y su gestor, etc.). Sin dejar de lado la máquina eléctrica. En este sentido, queda decir que la tecnología de máquina eléctrica empleada en los vehículos eléctricos (*Electric Vehicles*, EVs) afecta directamente a todo el tren de potencia.

En lo que respecta al uso de estas máquinas (ver figura ??), hoy en día, la tecnología de máquina síncrona de imanes permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Machine*, PMSM) es la más empleada para aplicaciones de vehículos eléctricos conectados a baterías (*Battery Electric Vehicles*, BEVs) y, especialmente, para vehículos híbridos (*Hybrid Electric Vehicle*, HEVs) debido a una serie de características como la alta densidad de potencia, la alta eficiencia y la fiabilidad que muestran [? ? ? ?].

Aunque estas máquinas presentan elevadas prestaciones, siguen evolucionando considerablemente. Así, por ejemplo, los primeros diseños de PMSMs alcanzaban densidades de potencia teóricas de entre 1,5 y 6,6 kW/l, sin embargo, y según [?], estas densidades de potencia eran menores en la práctica al no considerar ciertos aspectos constructivos como los sistemas de refrigeración. Hoy en día,

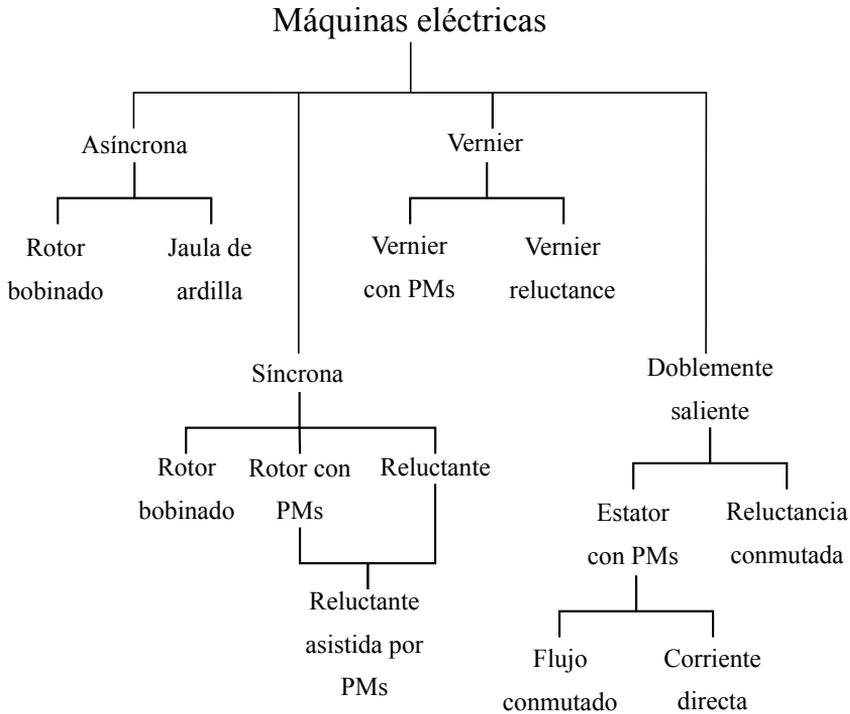


Figura 3.1: Clasificación de máquinas eléctricas para EV [?].

estas densidades de potencia y prestaciones son mayores [?]. De este modo, puede decirse que queda un largo proceso innovativo a la hora de aplicar nuevas soluciones y llegar a los datos niveles exigidos y comentados en la sección ??.

Algunas de las principales tendencias tecnológicas que sigue la industria automotriz para la mejora de las máquinas eléctricas consisten en aumentar el rango de velocidad de funcionamiento de dichas máquinas [?], pudiéndose reducir el tamaño final, o el uso de nuevos y mejores materiales como los aceros eléctricos de alta resistencia que reducen las pérdidas de hierro [?].

Por otro lado, hay que considerar que esta tecnología depende del suministro de tierras raras para fabricar los imanes permanentes (los cuales, normalmente, contienen aleaciones de NdFeB) [?]. Las reservas de dichas tierras raras están concentradas casi en su totalidad en China, y su explotación está condicionada frecuentemente a intereses políticos más allá de los puramente económicos/tecnológicos. Debido a esto, los costes de los imanes permanentes han sufrido un considerable

incremento en los últimos años, afectando significativamente al mercado de los EVs.

Por todo ello, se están realizando importantes esfuerzos tecnológicos para reducir la dependencia del sector automovilístico hacia las tierras raras, y por extensión a las PMSMs [? ?]. Las principales alternativas de máquinas libres de tierras raras que la industria está considerando son [?]: la máquina síncrona reluctante (*Synchronous Reluctance Machine*) pura o asistida por PMs (*PM assisted Synchronous Reluctance Machine*, *PM assisted Syn-RM*) de ferrita, la ya consolidada tecnología de máquina de inducción (*Induction Machine*, IM) y la máquina de reluctancia conmutada (*Switched Reluctance Machine*, SRM). Aunque ninguna de estas alternativas alcanzan la densidad de potencia de las PMSMs, hay que decir que son tecnologías, por lo general, lejos de su estado máximo de maduración y en las que se está investigando mucho para su mejora.

Teniendo en cuenta todo esto, el presente capítulo se divide de la siguiente manera: primero se contextualiza el estado actual de las máquinas eléctricas empleadas en los EVs, a continuación, se expone la problemática que implica el uso de tierras raras en las PMSMs, posteriormente, se analizan las alternativas libres de tierras raras más prometedoras y, finalmente, se realiza un estudio comparativo para determinar la mejor opción.

3.2 Contexto de las máquinas eléctricas para el EV

Las máquinas eléctricas para los sistemas de propulsión de los EVs comparten aspectos comunes con las usadas en procesos industriales, aunque éstas incorporan requisitos particulares [?]. En este sentido hay que remarcar que el sector automotriz es muy exigente en las prestaciones relativas a la densidad de potencia, temperaturas de operación, estabilidad, robustez, fiabilidad, etc., que deben cumplir todos los componentes del vehículo. A continuación, se exponen los requisitos más relevantes de las máquinas eléctricas para los EVs, con el fin de facilitar la posterior comparación de prestaciones.

En los EVs el conjunto de transmisión (máquina+reductora+rueda) requiere [? ?]: alta eficiencia en un amplio rango de velocidad y par, alta densidad de par y de potencia, respuesta dinámica rápida, construcción simple, gran fiabilidad, costes razonables, capacidad de frenado regenerativo, buena controlabilidad y bajo ruido acústico. Asimismo, la tolerancia a fallos del motor es también una cuestión importante [? ?]. En este contexto, algunas tecnologías de máquina están mejor preparadas (de forma inherente o gracias a su diseño) para seguir

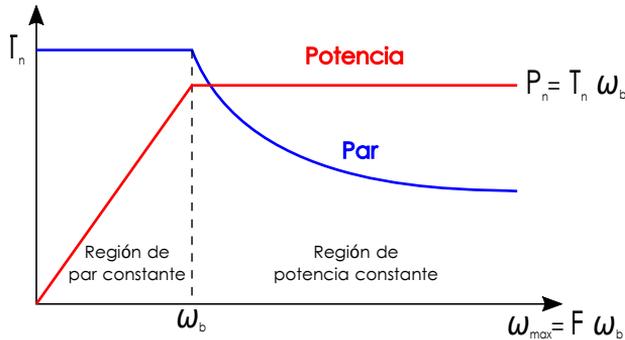


Figura 3.2: Curvas típicas de par/velocidad y potencia/velocidad de una máquina eléctrica para EV.

funcionando bajo condiciones de fallo, prestando aún un servicio mínimo hasta llegar a un punto de reparación [? ?].

El modo de conducción y el tipo de EV condicionan también los requerimientos del motor. En aplicaciones urbanas, los EVs precisan un par alto a bajas velocidades para lograr, así, una gran aceleración durante el arranque, así como una alta eficiencia en la región de bajo par y velocidad. En cambio, los EVs deportivos requieren una potencia elevada a altas velocidades para la conducción interurbana. Una baja inercia de motor y un bajo rizado de par son también requisitos apreciados, ya que ambos contribuyen al confort, principalmente, en motores de transmisión directa, en los que un par suave reduce las vibraciones y el desgaste de los componentes mecánicos [?].

La figura ?? muestra las curvas características del conjunto de tracción compuesto por una máquina eléctrica, convertidor de potencia y baterías. Puede observarse que éstas son capaces de dar el par nominal T_n hasta alcanzar la velocidad base ω_b y, así, alcanzar la potencia nominal P_n en dicho punto. La región de potencia constante se extiende hasta F veces ω_b , donde F es un parámetro adimensional conocido también como CPSR (*Constant-Power Speed Ratio*) [? ?]. El valor de CPSR depende, principalmente, del tipo de tecnología de máquina y de su diseño estructural. Éste puede variar desde un valor de tres para algunos EVs ligeros (así como para vehículos pesados y todoterrenos que requieren alto par para la tracción a bajas velocidades) hasta valores de diez para vehículos deportivos que requieren altas velocidades de crucero con un par de carga bajo [?]. Por otro lado, también debe tenerse en cuenta que una región de potencia constante extensa permite reducir el tamaño y peso del motor. Esto es debido a que una máquina puede entregar la misma P_n produciendo un menor T_n y, en consecuencia, requi-

riendo una máquina más pequeña y ligera [?]. Ahorrando, así, peso y espacio, requisitos muy deseados.

Estos requerimientos del sector automotriz, junto al parámetro CPSR, son los factores que se tienen en cuenta a la hora de analizar, en las siguientes secciones, cada una de las tecnologías de máquinas eléctricas. Antes de abordar dicho estudio, y con el objetivo de aportar una mejor contextualización, se expondrá el recorrido histórico y estado actual de las diferentes tecnologías de máquina eléctrica.

3.2.1 Evolución del uso de las tecnologías de máquina eléctrica

Tal y como se ha visto en la sección ??, los motores de corriente continua (o motores DC) han sido históricamente los más usados en los EVs gracias a su control simple y a no requerir una electrónica de potencia compleja. Sin embargo, para potencias superiores a 20 kW éstos requieren polos conmutados y bobinados de compensación, haciéndolos más grandes y costosos [? ?]. Este factor, junto a otros como la necesidad de escobillas y de un conmutador (lo cual incide de una reducción de su fiabilidad y aumento de los costes de mantenimiento), condicionaron notablemente el uso de esta tecnología [?]. En este sentido, se puede decir que existen pocos modelos comercializados con esta tecnología de máquina eléctrica. A modo de ejemplo, algunos fabricantes siguen comercializando EVs de baja potencia y prestaciones con motor DC, como el Renault Express, el Honda CR-Z (ver tabla ??), el Renault Clio [? ?] o la versión eléctrica del Citroën Berlingo con motor de 28 kW y 100 km de autonomía [?].

Debido a la limitación en potencia de la tecnología de motores DC, la industria automotriz optó por la tecnología de IM (ver tabla ??). Este fue un salto lógico, la tecnología de IM se empleaba de forma extendida en la industria y el desarrollo de diseños especialmente pensados para EV fue rápido. A día de hoy, sigue habiendo fabricantes que siguen apostando por las IMs, tales como Tesla Motors (ver tabla ??) [?].

Sin embargo, al mismo tiempo comenzaron a comercializarse los primeros modelos de EV con PMSMs, y sus muy superiores características (como por ejemplo su alta densidad de potencia y su buen rendimiento) eclipsaron los modelos con IMs.

A pesar de las buenas prestaciones que ofrecen, hay que tener en cuenta que esta tecnología emplea imanes permanentes de tierras raras, materiales cuyo uso es conflictivo en muchos aspectos tal y como se estudia en la sección ?? [? ?]. Una de las razones para la electrificación del modelo de transporte es la sostenibilidad

Tabla 3.1: Ejemplo de EVs en el mercado, incluyendo topología vehicular, tecnología de máquina eléctrica y nivel de potencia.

Fabricante	Año	Modelo	Topología	Máquina	Potencia (kW) (Total/Eléctrico)
Audi	2009	Q5 Hybrid	HEV	PMSM	182/40
BMW	2014	i8	HEV	PMSM	265/96
BYD	2008	F3DM	PHEV	PMSM	125/75
Honda	2009	Insight	HEV	PMSM	83/10
Honda	2001	Civic	HEV	PMSM	69/10
Honda	2010	CR-Z	HEV	DC	10
Toyota	1997	Prius	HEV	PMSM	57
Audi	2009	Q5	FCEV	IM	80
Ford	2000	Ford P2000	FCEV	IM	67
Honda	2008	FCX Clarity	FCEV	PMSM	100
Hyundai	2013	ix35	FCEV	IM	100
Mercedes	1997	NECAR 3	FCEV	IM	50
Mercedes	2010	Clase B F-Cell	FCEV	PMSM	100
Toyota	2015	Mirai	FCEV	PMSM	113
BMW	2013	i3	BEV	PMSM	125
BYD	2014	E6	BEV	PMSM	90
Chrysler	1993	TEVan	BEV	DC	48
Citroën	2011	C-Zero	BEV	PMSM	47
Citroën	2016	E-Mehari	BEV	PMSM	50
Fiat	1996	Seicento Elettra H2	BEV	IM	30
Ford	1997	Ranger EV	BEV	IM	45
Ford	2011	Focus Electric	BEV	PMSM	107
GM	1997	EV1	BEV	IM	102
HKU	1993	U2001	BEV	PMSM	45
Honda	1997	EV Plus	BEV	DC	49
Kia	2014	Soul EV	BEV	PMSM	81
Land Rover	2013	Defender	BEV	SRM	70
Mercedes	2013	SLS AMG ED	BEV	PMSM	550
Mercedes	2014	Clase B EC	BEV	PMSM	132
Mitsubishi	2009	i-MiEV	BEV	PMSM	49
NIES	1996	Luciole	BEV	PMSM	75
Nissan	1997	Altra EV	BEV	PMSM	62
Nissan	2010	Leaf	BEV	PMSM	80
Peugeot	2010	iOn	BEV	PMSM	47
Peugeot	2014	Partner Electric	BEV	PMSM	49
Renault	2001	Kangoo I	BEV	PMSM	29
Renault	2011	Kangoo ZE	BEV	PMSM	44
Renault	2011	Fluence ZE	BEV	PMSM	70
Renault	2012	Twizy	BEV	PMSM	8
REVA	2001	EV	BEV	DC	13
Smart	2011	Fortwo ED	BEV	PMSM	55
Tazzari	2009	EM1	BEV	IM	20
Tazzari	2009	Zero Classic	BEV	IM	20
Tesla	2011	Roadster	BEV	IM	185
Tesla	2012	Model S	BEV	IM	225
Tesla	2015	Model X	BEV	IM	193
Think	2008	Think City	BEV	IM	34
Toyota	1997	RAV4 EV	BEV	PMSM	50
Toyota	2012	RAV4 EV	BEV	IM	115
Volkswagen	2013	e-UP	BEV	PMSM	60
Volkswagen	2014	e-Golf	BEV	PMSM	85

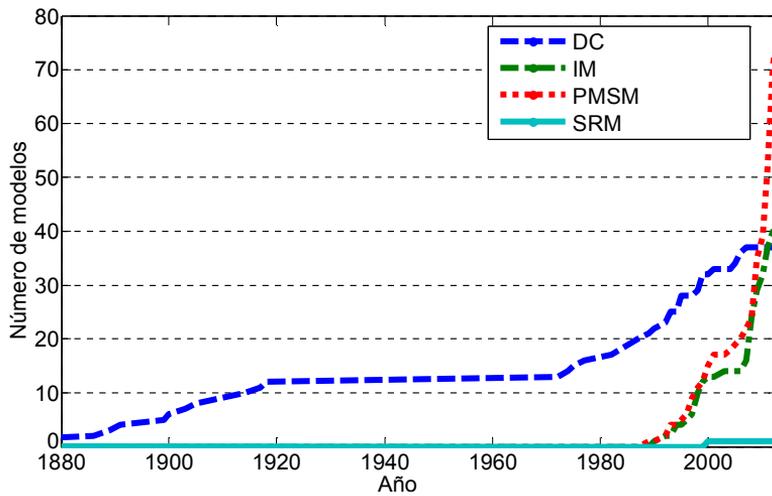


Figura 3.3: Distribución acumulativa de modelos de EVs con las diferentes tecnologías de máquinas eléctricas a lo largo de los años [?].

e impacto ambiental del sistema [?], por lo que el uso de materiales medioambientalmente respetuosos en la fabricación de EVs es también un punto relevante. Es por esto que el presente uso (y futuro) de la tecnología de PMSM puede quedar seriamente condicionada. En este sentido, tanto desde el ámbito académico como del industrial se están dando grandes pasos a la hora de desarrollar y madurar nuevas tecnologías libres de PMs o sustituyendo éstos por PMs de ferritas (libres de tierras raras) [? ? ? ?]. A este respecto, entre las tecnologías sin PMs con mayor perspectiva se encuentran la Syn-RM y la SRM. Por otro lado, está la tecnología de la PM *assisted* Syn-RM, ésta con PMs de ferritas libres de tierras raras.

A continuación, se realiza una evaluación del estado actual de éstas tecnologías, sus tendencias y alcance en prestaciones de modelos de EVs recientes.

3.2.2 Tecnología actual y tendencias de las máquinas eléctricas

La figura ?? [?] muestra la evolución y tendencias de las distintas tecnologías de máquinas eléctricas en EVs. Se observa que los primeros modelos con IMs y PMSMs no surgieron hasta mediados de la década de los 90, y cómo se estanca en los últimos años el desarrollo de unidades con motores DC tras un siglo sin

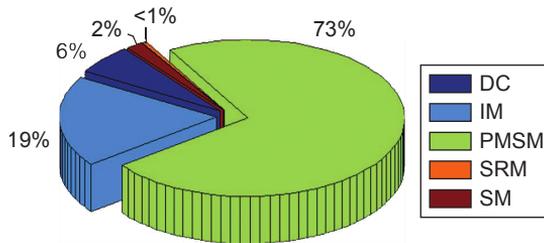


Figura 3.4: Distribución porcentual de las tecnologías de máquina eléctrica entre 1998 y 2016 [?].

tecnologías competidoras.

Entre los años 1998 y 2016 (ver figura ??), más de dos tercios de los modelos comerciales de EVs emplean PMSMs, siendo la tendencia de crecimiento exponencial (ver figura ??). Las IMs tienen también su nicho de mercado, con casi un 20 % de modelos nuevos y con tendencia al alza [?]. El uso de la tecnología de SRM es residual, pero muestra que algunos fabricantes comienzan a tenerla en cuenta como alternativa futura al comercializar algunos modelos.

Cambiando el enfoque hacia qué tecnología de máquina eléctrica usan los modelos de EV más vendidos, la tendencia es parecida. Antes de 2007 eran los motores DC los más usados, pasando a ser las IMs desde el 2007 al 2012 y las PMSMs desde entonces [?]. En la tabla ?? queda claro que la tecnología que domina el mercado actual es la PMSM, con sólo tres fabricantes en el top 20 que usan tecnología libre de PMs (Tesla, Renault y Zotye).

Dejando de lado el trabajo llevado a cabo por Tesla con la tecnología de IM (sus EVs son considerados de alta gama y grandes prestaciones hasta la aparición de su Model 3), las PMSMs han sido los que más han contribuido al desarrollo comercial del EV desde comienzos de los años 2000.

En la tabla ?? [? ? ?] puede verse la evolución que han tenido ciertas PMSMs de vehículos comerciales en los últimos años. Cabe señalar que algunos corresponden a BEVs mientras otros pertenecen a HEVs, aunque la comparación permite visualizar la tendencia de ciertos modelos. Tomando como base la segunda generación del Toyota Prius (2004), con una máquina de alto par y una velocidad baja que se traducen en una densidad de potencia de 3.3 kW/l y potencia específica de 1.1 kW/kg, se ve claramente la mejora generacional en el salto al modelo de 2010 con máquina de bajo par y alta velocidad traducidos esta vez en 4.8 kW/l y 1.4 kW/kg. La misma la tabla ?? muestra cómo esta evolución se ha dado gracias a diseños de mayor velocidad para disminuir el volumen y masa totales.

Tabla 3.2: TOP 20 de los EVs más vendidos en 2015 a nivel mundial.

	Fabricante	Modelo	Ventas (unidades)	Cuota de mercado	Máquina
1	Tesla	Model S	50366	9.2%	IM
2	Nissan	Leaf	43870	8.0%	PMSM
3	Mitsubishi	Outlander	43259	7.9%	PMSM
4	BYD	Qin	31898	5.8%	PMSM
5	BMW	i3	24089	4.4%	PMSM
6	Kandi	K11 Panda	20390	3.7%	*
7	Renault	Zoe	18846	3.4%	BLDC
8	BYD	Tang	18375	3.4%	PMSM
9	Chevrolet	Volt	17508	3.2%	PMSM
10	VW	Golf GTE	17282	3.2%	PMSM
11	BAIC	E-Series	16488	3.0%	PMSM
12	Zotye	Cloud 100	15467	2.8%	IM
13	VW	e-Golf	15356	2.8%	PMSM
14	Audi	A3 e-Tron	11962	2.2%	PMSM
15	Roewe	550	10711	2.0%	PMSM
16	JAC	i EV	10420	1.9%	PMSM
17	Ford	Fusion Energi	9894	1.8%	PMSM
18	Ford	C-Max Energi	9643	1.8%	PMSM
19	Kandi	K10	7665	1.4%	*
20	Kia	Soul	7510	1.4%	PMSM
	Resto		147217	26.9%	
	Total		548210	100%	

*Tecnología conocida sólo por su nombre, SCRMP10U1 [?].

Tabla 3.3: Características de las PMSMs de algunos vehículos comerciales [? ?].

	Toyota Prius	Toyota Camry	Lexus LS 600h	Toyota Prius	Hyundai Sonata	Nissan Leaf	Toyota Camry
Año	2004	2007	2008	2010	2011	2012	2013
Pot. (kW)	50	70	165	60	30	80	105
Par (Nm)	400	270	300	207	205	280	270
Vel. (rpm)	6000	14000	10230	13500	6000	10400	14000
CPSR	5	5.7	1.9	4.9	1.3	3.9	3.8
Dens. pot. (kW/l)	3.3	5.9	6.6	4.8	3	4.2	5.9
Pot. esp. (kW/kg)	1.1	1.7	2.5	1.6	1.1	1.4	1.7
Masa PM (kg)	1.232	0.925	1.349	0.768	-	1.895	-

Tal y como se ha visto en la sección ??, ciertas agencias y organismos internacionales establecen objetivos de densidad de potencia y potencia específica en máquinas, de 5.7 kW/l y 1.6 kW/kg respectivamente [?], para la próxima generación de PHEVs/BEVs. Por lo que se aprecia en la tabla ?? algunos vehículos comerciales ya están llegando a estos objetivos. No obstante, en la práctica muestran valores inferiores a los oficiales debido a que no tienen en cuenta aspectos como la refrigeración [? ?]. En prototipos no comerciales, sin embargo, ya se están superando, a día de hoy, esos objetivos [?], tanto con tecnología de PMSM como con otras libres de tierras raras.

Tal y como se ha venido indicando, el uso de las tierras raras en la tecnología de PMSM está siendo cuestionada en las últimas década, afectando a toda la industria automotriz. Debido a la relevancia de este tema, a continuación, se desarrolla un estudio sobre la problemática del uso de las tierras raras.

3.3 Problemática de las tierras raras

Debido a la importancia de las tierras raras en el desarrollo de los EVs, a continuación, se realiza un estudio de las problemáticas económicas, geopolíticas y ecológicas que conllevan su empleo. Sin embargo, antes de abordar este análisis se comentan ciertos aspectos generales de estos elementos tan singulares.

Se conocen como “tierras raras”, en inglés *rare earth*, al conjunto de 17 elementos químicos metálicos compuestos por los siguientes: el escandio, el itrio y los que forman el grupo de los lantánidos. Generalmente, se comercializan en forma de polvo y como óxidos metálicos. Éstos se extraen, principalmente, de unos 25 minerales diferentes que se encuentran en la naturaleza y en cantidades no tan escasas como su nombre da a entender (a excepción del prometio que es radiactivo

Tabla 3.4: Tierras raras y sus aplicaciones en la industria.

Elemento	Escandio	Itrio	Lantano	Cerio
Aplicaciones	<ul style="list-style-type: none"> ■ Agente aleante en aleaciones de Al, Ti, Ni y Ta ■ Base en fosfatos con tramas de Eu y Tb ■ Trazadores en pozos petrolíferos 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Fosfatos ■ Láseres ■ Dispositivos en automóviles (bujías, sensores lambda) ■ Súper aleaciones con Al y Mg 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Catalizador (craqueo catalítico fluidizado) ■ Baterías (NiMH) ■ Óptica ■ Fosfatos ■ Vidrios 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Catalizador (craqueo catalítico fluidizado, automovilística) ■ Vidrio (protección UV, pulido) ■ Fosfatos ■ Agente aleante
Elemento	Praseodimio	Neodimio	Samario	Europio
Aplicaciones	<ul style="list-style-type: none"> ■ Electroodos ■ Aleaciones de acero ■ Sustituto parcial del neodimio en los imanes permanentes ■ Agente colorante en vidrios ■ Lámparas fluorescentes 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Imanes permanentes ■ Láseres ■ Aleaciones de acero ■ Lámparas fluorescentes 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Imanes permanentes (SmCo) ■ Catalizador (etanol) ■ Agente en vidrios con absorción de rayos infrarrojos 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Fosfatos ■ Barras de control en reactores nucleares (buen absorbente de neutrones)
Elemento	Gadolinio	Terbio	Disprosio	Holmio
Aplicaciones	<ul style="list-style-type: none"> ■ Barras de control en reactores nucleares (buen absorbente de neutrones) ■ Agente de contraste en IRM/TRM (imagen/tomografía por resonancia magnética) 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Láseres ■ Fosfatos ■ Aditivo en imanes permanentes para aumentar la resistencia a la temperatura ■ Estabilizador en pilas de combustible 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Barras de control en reactores nucleares (buen absorbente de neutrones) ■ Aditivo en imanes permanentes para aumentar la resistencia a la temperatura ■ Lámparas halógenas de alto rendimiento 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Agente colorante en vidrios ■ Pole shoe (concentrador de flujo magnético) para imanes de alto rendimiento ■ Barras de control en reactores nucleares (reactores reproductores) ■ Láseres de uso médicos
Elemento	Erbio	Tulio	Iterbio	Lutecio
Aplicaciones	<ul style="list-style-type: none"> ■ Amplificador de señal en cables de fibra de óptica ■ Agente colorante en vidrios ■ Láseres de uso médico 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Material de testeo en reactores nucleares ■ Láseres 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Aleación de aceros ■ Láseres ■ Uso militar en contramedidas de infrarrojos ■ Sustituto del Cs en relojes atómicos 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Memorias de burbuja ■ Emisor beta ■ Uso médico en terapias contra el cáncer

y no se lo encuentra de forma natural en la Tierra). No obstante, se conocen más de 200 minerales en los que las tierras raras forman parte de su composición, siendo dos los minerales que las contienen en mayor concentración, la monazita y la bastnazita.

Sin embargo, este sobrenombre de “tierra rara” se justifica por la baja concentración en que se suelen encontrar, y la gran dificultad para localizarlos en proporciones que permitan su explotación comercial. El término “tierra” es una antigua denominación para los óxidos y para aquellos minerales que presentaban aspecto terroso [?].

Todos estos elementos son metales, se oxidan con mucha facilidad, son muy buenos conductores de la electricidad y destacan, aún más, por sus propiedades magnéticas. En aleaciones varían sus características pudiéndose crear imanes con comportamientos muy específicos. Algunos de estos elementos son fluorescentes y fosforescentes. En este sentido, la mayoría se utilizan en la fabricación de láseres (ver tabla ??).

La estrecha analogía en el comportamiento químico de las tierras raras hace que el proceso de extracción y posterior separación y purificación (a partir de los diferentes minerales en los que se encuentran asociados) sea lento y laborioso [?] (en algunos casos pueden ser necesarios más de 1500 subprocesos). Además, los residuos tóxicos derivados del proceso de refinación deben ser almacenados y aislados para evitar vertidos a la naturaleza. En este sentido, entre los depósitos de tierras raras hay elementos radiactivos como el torio y el uranio. Todo esto hace que la extracción y posterior procesamiento de estos elementos sean costosas y problemáticas de cara al medio ambiente.

Por otro lado, la vulnerabilidad de Europa frente a la escasez de tierras raras quedó en evidencia hace unos años cuando China impuso restricciones a la exportación de tierras raras. De hecho, la UE publicó en mayo de 2014 una lista de 20 materias primas, entre las que se encuentran las tierras raras, que considera fundamentales para Europa [?].

Todo esto se analiza de forma progresiva en las siguientes subsecciones.

3.3.1 Tierras raras en imanes permanentes

Tal y como se ha visto en la sección ??, desde comienzos de los años 2000 las máquinas eléctricas más utilizadas en la industria automotriz han sido las IMs y las PMSMs. Sin embargo, se observa una clara tendencia de la evolución hacia el uso de máquinas de PMs debido a la alta densidad de potencia que presentan.

Tabla 3.5: Tierras raras usadas en los imanes permanentes.

Elemento	Características
Neodimio	Elemento principal en los imanes permanentes de Nd ₂ Fe ₁₄ B. Estos imanes poseen la mayor densidad energética de todos los materiales magnéticos comerciales disponibles (excediendo los 400 KJ/m ³ , sobre un límite teórico de 485 KJ/m ³)
Praseodimio	El neodimio puede ser sustituido por praseodimio hasta en un máximo del 25 % para aumentar la resistencia del imán a la corrosión (a cambio de un mínimo impacto en sus propiedades)
Disproso	<p>Aditivo en los imanes permanentes de Nd₂Fe₁₄B. Su adición incrementa la coercitividad del material magnético (a costa de una reducción en la remanencia) y mejora su resistencia a la temperatura.</p> <p>Concentraciones típicas del disprosio en</p> <ul style="list-style-type: none"> • HDD, CD, DVD, transductores, altavoces: 0 % • Refrigeración magnética, IRM, sensores: 1.4 % • Calibradores, embrague de histéresis, separación magnética: 2.8 % • Bicicletas eléctricas, almacenamiento de energía, frenos magnéticos, transporte de levitación magnética, motores industriales, relés y conmutadores, reprográfica, accionamientos de par acoplado, generadores eólicos: 4.2 % • Generadores comerciales e industriales, guías de onda: 6.5 % • Motores y generadores de alta temperatura, accionamientos de tracción híbrida y eléctrica: 8.5-11 %
Terbio	Aditivo en los imanes permanentes de Nd ₂ Fe ₁₄ B. Comparado con el disprosio, el terbio tiene una mayor influencia en la coercitividad del material con un menor impacto en la remanencia.

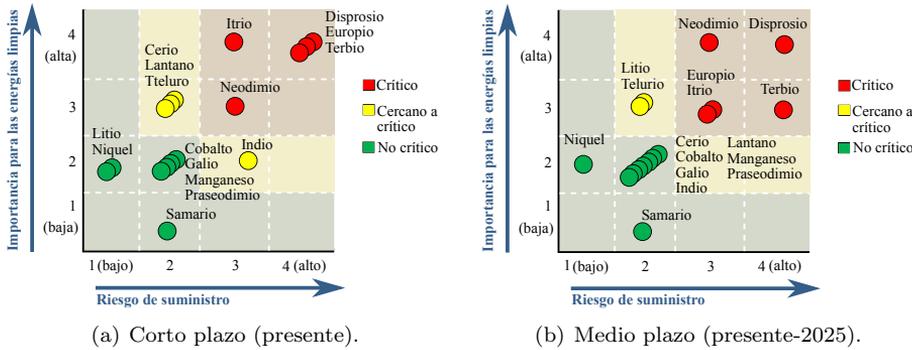


Figura 3.5: Matrices de riesgo de suministro e importancia de materias [?].

Dentro de la gama de PMs, el imán de neodimio es el tipo de imán de tierras raras más extensamente utilizado; se trata de un PM hecho de una aleación de neodimio, hierro y boro, con fórmula empírica $Nd_2Fe_{14}B$. Éstos últimos fueron desarrollados en 1982 por la General Motors y la división de metales de la Sumitomo Metal Industries [?]. Gracias a su alta densidad energética pronto sustituyeron a los PMs de samario cobalto, que eran los más extensamente empleados hasta entonces.

Un dato comúnmente citado, a modo de ejemplo, es que un Toyota Prius necesita 1 kg de PMs, donde el neodimio comprende aproximadamente el 30 % (alrededor de 300 g). Aunque el neodimio no es la única tierra rara usada en estos imanes, el praseodimio es, normalmente, utilizado en sustitución del neodimio hasta en un máximo del 25 % para aumentar la resistencia del imán a la corrosión y bajar los costes de producción (ver tabla ??).

Por otra parte, la adición de disprosio al material magnético mejora la resistencia a la temperatura de modo que puedan ser utilizados en máquinas de tracción eléctrica para automoción y ferroviaria, así como para incrementar la coercitividad magnética (ver tabla ??). Su concentración para aplicación en EV puede variar entre el 8,5-11 % del total del material magnético. En sustitución al disprosio puede usarse el terbio (ver tabla ??), el cual tiene mayor influencia en la ganancia coercitiva, pero un menor impacto en la remanencia magnética [? ?].

Estos cuatro elementos son críticos en el futuro del desarrollo industrial no sólo europeo, sino también estadounidense y demás países altamente industrializados [?]. En este sentido, su suministro se considera en riesgo a corto y medio plazo (ver figura ??) debido a ciertos factores que se analizan a continuación.

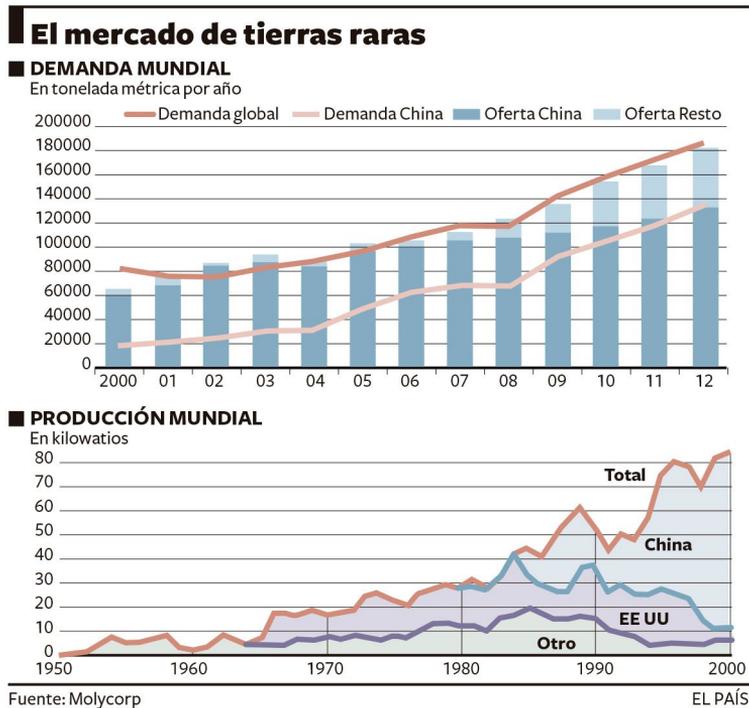


Figura 3.6: Demanda y producción mundial de tierras raras.

3.3.2 Demanda, producción y reservas de tierras raras

Un hecho clave para entender la actual problemática que plantea el uso de tecnologías dependientes de las tierras raras es su demanda y las reservas disponibles en el mundo. La demanda de tierras raras ha experimentado un crecimiento extraordinario desde comienzos de los años 2000, incluso durante la coyuntura económica de 2007-2010, alcanzando incrementos superiores al 10 % anual. En especial, es la producción de dispositivos móviles la que aumenta bruscamente la demanda de metales de tierras raras. No hay que olvidar que la demanda de PMs es también cada vez mayor debido no sólo al auge de los EVs, sino también al uso cada vez mayor de turbinas eólicas *direct-drive offshore*, donde se estima que son necesarios 200 kg de PMs por cada 1 MW de capacidad instalada [? ?].

La producción mundial de tierras raras, que inicialmente estuvo liderada por EE. UU., está ahora dominada totalmente por China que, a finales de los 80,

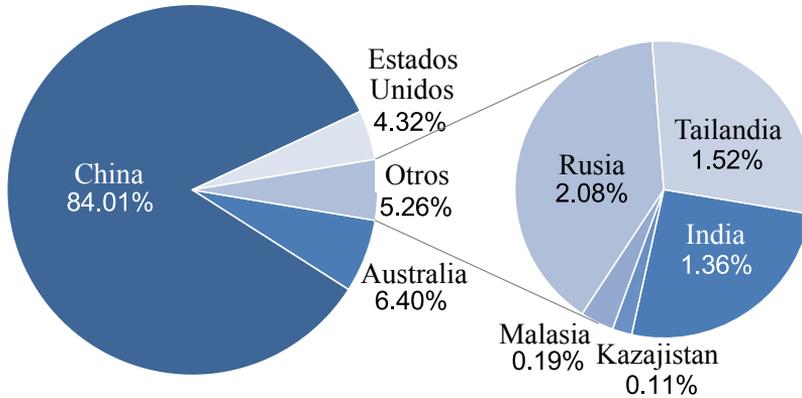


Figura 3.7: Producción mundial estimada de tierras raras por país en 2015 [?].

empezó a producir con una fuerza arrolladora al tiempo que los demás productores perdían peso de forma progresiva hasta casi desaparecer del mercado. A partir de 2002 China comenzó a incrementar de forma considerable su demanda interna de tierras raras hasta llegar a ser ahora también el país que más las consume (ver figura ??).

Aunque existen numerosas reservas de tierras raras repartidas por todo el mundo, son pocas las minas donde se extraen, ya que para que éstas sean rentables debe haber una alta concentración de estos minerales y esto solo sucede en contados lugares (ver figura ??) [?].

La región de Mongolia Interior (China), es el lugar donde están las mayores minas y reservas de tierras raras en el mundo. Se calcula que aquí pueden estar concentradas entre un cuarto y un tercio de las reservas mundiales. Asimismo, se estima que en otros lugares como Australia, Brasil e India que hay reservas considerables (ver tabla ??) [?].

En Europa hay también un gran consumo de tierras raras, debido a la industria tecnológica que alberga, siendo la mayor parte de estas materias importadas desde China y Rusia (ver figura ??). La única mina de este tipo en territorio europeo permanece cerrada, se encuentra en Ytterby (Suecia). Aun habiendo recursos de tierras raras por toda Europa, estos se encuentran esparcidos y en pequeñas cantidades difícilmente explotables. Los yacimientos más importantes de Europa están localizados en Groenlandia y Escandinavia, aun así, en España se han encontrado tierras raras en zonas de Galicia, Extremadura, Castilla y León y Castilla la Mancha.

Tabla 3.6: Producción de tierras raras en 2013 y 2014, y reservas estimadas.

	Prod. total (t)		Reserv. total (t)
	2013	2014	
EE. UU.	5500	7000	1800000
Australia	2000	2500	3200000
Brasil	330	-	22000000
China	95000	95000	55000000
India	2900	3000	3100000
Malasia	180	200	30000
Rusia	2500	2500	-
Tailandia	800	1100	-
Vietnam	220	200	-
Otros países	-	-	41000000
Total mundial*	110000	110000	130000000

* dato redondeado

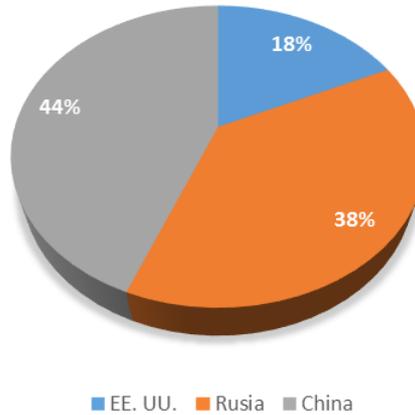


Figura 3.8: Principales importadores de tierras raras en Europa (2012).



Figura 3.9: Vista aérea del distrito minero de Bayan Obo (China).

Aunque los dos planes más prometedores de extracción de estos materiales (Norra Karr en Suecia, y Ciudad Real en España) están ya en fase de proyección, los expertos coinciden en que el futuro para Europa consiste en el reciclaje de estos materiales mientras se buscan alternativas viables.

3.3.3 Impacto ecológico de las tierras raras

El mayor impacto ecológico de las tierras raras es causado en sus lugares de extracción y procesado. Además, el minado y procesado de algunos minerales como la monacita requiere de una particular atención debido a su naturaleza radiactiva (contiene pequeñas cantidades de uranio y torio). En este sentido, la mina de tierras raras más importante de EE.UU. (Mountain Pass en California) estuvo cerrada durante 12 años al descubrirse que una tubería subterránea filtraba aguas radiactivas [? ?].

Por otro lado, todos los métodos de procesado y separación de tierras raras son laboriosos, lentos y con un coste energético alto [?]. El uso de los ácidos y otros químicos necesarios para la separación y refinado es problemático, así como su posterior eliminación y/o almacenamiento [?].

En China, la minería descontrolada está causando daños ambientales muy severos [? ?]. Son ejemplo de ello la mina a cielo abierto y las balsas de relaves de Bayan Obo (ver figura ??) y los lagos de lodos tóxicos de la ciudad de Baotou, donde se refinan la mayor parte de las tierras raras de China.

3.3.4 Coyuntura geopolítica de las tierras raras

Tal como se ha visto, la producción mundial de tierras raras está dominada actualmente por China. Esto incluye la minería, refinado, obtención de aleaciones y fabricación de PMs. Este hecho no es casual y obedece a un ambicioso plan del gigante asiático por alcanzar el liderazgo absoluto de estos recursos mineros.

Esta situación, ha causado ya serias fricciones, ya que afecta directamente a la posición hegemónica actual y futura de las economías desarrolladas del planeta.

“Oriente próximo tiene petróleo. China tiene tierras raras”, dijo en 1992 el presidente chino Deng Xiaoping [?]. La apuesta china por este grupo de materias primas fue tan decidida como visionaria, puesto que entonces aún no se utilizaban en muchas de las tecnologías que, hoy día, las hacen imprescindibles.

Su estrategia fue simple pero contundente. El país invirtió directamente en la explotación de sus propios yacimientos disponibles, principalmente la gran mina de Baotou, e inició la compra de empresas que explotan yacimientos en otros países así como la creación de plantas especializadas en el procesamiento del mineral obtenido y sus derivados. Esto, unido a sus bajos costes de explotación, tanto medioambientales como salariales, provocó el abandono de las explotaciones de estos recursos en los países occidentales. A partir de entonces, China ejerce un control casi absoluto sobre la oferta mundial de las tierras raras.

Las primeras muestras del nuevo poder adquirido por China se dieron durante la conocida como *Rare-Earth Crisis of 2010-2012* [?]. El 7 de septiembre de 2010 Japón detuvo y llevó a juicio al capitán de un barco pesquero chino que había violado el territorio marítimo de las islas Daiyou (o Senkaku, según reivindicación de Japón), que ambos países reclaman como propias y en cuyas cercanías se sospecha hay importantes yacimientos de gas y petróleo. Ante esto, China sólo necesitó suspender la exportación de tierras raras a Japón. El país nipón entró en pánico ante la perspectiva de ver colapsada su industria automotriz (sólo el Toyota Prius lleva casi 15 kg de tierras raras, de las cuales, aproximadamente, 1 kg pertenece a los PMs para la máquina eléctrica, y requiere un suministro de 10 mil toneladas anuales para mantener la producción), acto seguido liberó al capitán y retiró los cargos.

Durante la misma crisis, China decidió restringir la producción de tierras raras en

su suelo y limitar las exportaciones de las mismas, a través de aranceles y cuotas. Argumentó, para ello, que los recortes tenían como fin proteger un recurso no renovable. Para los analistas, sin embargo, fue el síntoma claro de su deseo de hacer subir el precio internacional de estas materias y mantenerlos bajos en China (ver figura ??). Esto obligó a las empresas de alta tecnología norteamericanas y europeas a verse en la disyuntiva de, radicarse en ese país y exponerse al espionaje industrial, o arriesgarse a que sus negocios acabaran siendo inviables. La reacción no se hizo esperar.

El 13 de marzo de 2012, el presidente norteamericano Barack Obama, junto a la UE y Japón, presentaron en forma conjunta una denuncia formal en la Organización Mundial de Comercio (OMC) en contra de las medidas chinas. El presidente norteamericano hizo un acto público para justificar la ofensiva de Occidente contra China, y declaró que “las tierras raras son demasiado importantes para nosotros como para mantenernos al margen”, y recordó que su Gobierno emprendería “las acciones necesarias si nuestros trabajadores y empresas se ven afectadas”, ya que esos minerales son imprescindibles para “tomar el control de nuestro futuro energético”. Y al decir “queremos que nuestras compañías construyan esos productos aquí, en Estados Unidos, pero necesitamos acceso a los minerales raros que China provee”, dejó clara la dependencia actual de la industria [?].

La respuesta de China fue instrumentalizar un sistema de cuotas de exportaciones, y crear la Asociación Nacional de Tierras Raras mediante una serie de fusiones y adquisiciones de pequeñas y medianas empresas productoras. De este modo, fortaleció en gran medida su principal corporación, *Inner Mongolias Baotou Steel Rare-Earth (Group) Hi-Tech Co.*, la cual produce la mitad del total mundial de tierras raras.

Además, en 2013 China limitó su producción de tierras raras a 93.800 toneladas, escudándose en los daños ecológicos y costes medioambientales de suministrar la gran mayoría de las tierras raras del mundo, mientras que su demanda interna seguía creciendo.

En marzo de 2014, China perdió la disputa sobre tierras raras ante la OMC teniendo que acabar con las cuotas y eliminando los impuestos a la exportación. Al mismo tiempo, sin embargo, el Ministerio de Comercio chino endureció las condiciones para conseguir una licencia de venta al exterior, e introdujo un nuevo impuesto sobre la comercialización en el interior del país calculado en función de su precio en lugar del volumen de producción. Esta tasa, junto al mayor control en el proceso de extracción y refinamiento, permitió que los precios no bajaran a niveles de antes de la crisis. De este modo, el gobierno chino pasó de controlar las exportaciones a controlar los niveles de producción y consumo interno.

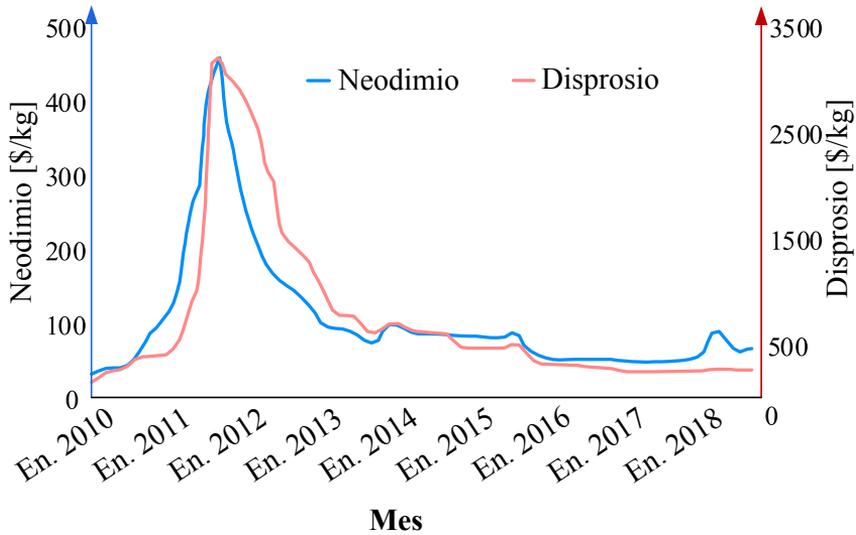


Figura 3.10: Evolución del precio del neodimio y del disprosio [?].

Este “estrés por los recursos” ha constatado que la concentración de la producción y las reservas en un solo país de las tierras raras hace que el uso potencial de los PMs tenga un futuro incierto y lleno de problemas [? ?].

3.3.5 Problemática de los precios de las tierras raras

Todo lo anteriormente mencionado sobre problemas de producción, demanda, intereses geopolíticos, etc. se traduce en grandes fluctuaciones de los precios de tierras raras. Además, teniendo en cuenta que el de los EVs es un mercado muy sensible a los costes, las tierras raras suponen un gran inconveniente en todos los eslabones de la cadena de producción [?].

Debido a las circunstancias expuestas en la subsección ??, los precios de las tierras raras tuvieron un incremento meteórico entre los años 2009 y 2011, en el que alcanzaron su pico máximo. En este lapso muchas de ellas multiplicaron su precio por 10, e incluso algunas por 20 (como el óxido de neodimio, ver figura ??), o hasta por 30 (como el óxido de cerio). Tras esta crisis, durante 2012, los precios bajaron de forma apreciable hasta volverse estables. No obstante, el aviso fue muy claro, a pesar de la bajada relativa de los precios en 2012, éstos se mantienen, aproximadamente, en el 500 % de los valores de 2009. Entre los más significativos se puede citar el terbio, que llegó a costar casi 5500 \$/kg, frente a los 500 \$/kg

en 2009.

Por otro lado, las tierras raras no se cotizan en bolsa directamente, sino que sus precios se definen en negociaciones privadas. Este comportamiento ha llamado la atención de inversionistas de riesgo que han impulsado la creación de Fondos de Inversión a largo plazo para sacar ganancias de su posible escasez futura [?].

Por todos estos motivos, la gran mayoría de fabricantes están estudiando nuevas alternativas de máquinas eléctricas. Algunas de estas alternativas se analizan a continuación.

3.4 Tecnologías de máquinas eléctricas

Tras el estudio sobre los problemas del uso de tierras raras, queda clara la necesidad de buscar alternativas tecnológicas a las PMSMs. Las opciones más futuras, bien porque ya se encuentran en modelos comerciales o bien por las interesantes características que presentan, son [?]: la Syn-RM, la PM *assisted* Syn-RM, la IM y la SRM.

Por otro lado, existen otras muchas alternativas tecnológicas libres de tierras raras, como, por ejemplo: la *Vernier Reluctance Machine*, la *Flux Switching Machine*, la *Doubly Salient Direct Current Machine* y la *Flux-Switching Direct Current Machine*. Sin embargo, estas máquinas sufren de numerosas desventajas o están aún en un estado de poca maduración tecnológica.

Antes de comenzar con cada una de las alternativas tecnológicas, se analiza el funcionamiento de las PMSMs junto a las mejoras que se han llevado a cabo en los últimos años. Tal y como se verá, algunos diseños de PMSMs comparten los mismos principios de funcionamiento que las Syn-RM y las PM *assisted* Syn-RM, por lo que esto servirá también para una mejor comparación y contextualización.

3.4.1 Máquina síncrona de imanes permanentes

En las PMSMs los PMs del rotor proporcionan un flujo magnético constante en el entrehierro sin necesidad de excitación externa alguna, prerequisite clave para la producción de par en cualquier máquina eléctrica [?]. Estas máquinas pueden clasificarse, en función del emplazamiento de los PMs, dentro de dos categorías generales (ver figura ??): las de imanes en superficie (*Surface* PMSM, SPMSM) y las de imanes interiores (*Interior* PMSM, IPMSM). Tal y como se verá a continuación, en cada caso el mecanismo de producción de par es diferente, lo cual servirá como introducción al posterior análisis de las Syn-RM y las PM *assisted* Syn-RM.

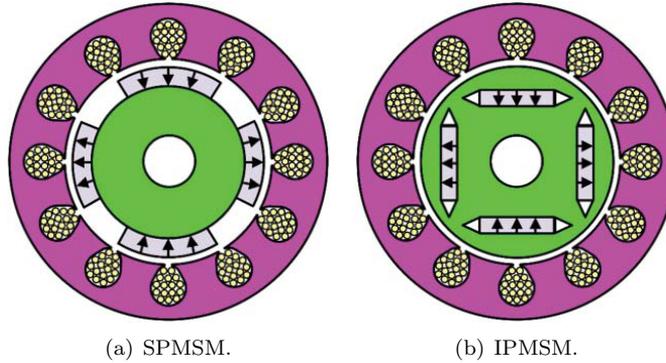


Figura 3.11: Sección de rotor de las dos categorías generales de PMSMs [? ?].

Entre estas dos estructuras el uso de las IPMSMs está mucho más extendida debido a tres principales ventajas [? ? ?]: ofrecen menor entrehierro, una mejor protección mecánica para los PMs al estar alojados en el rotor y una mayor flexibilidad de diseño. El mayor flujo magnético deriva del menor entrehierro que puede lograrse en las IPMSMs debido a que no tiene PMs en la superficie del rotor. Este mayor flujo magnético permite un mejor debilitamiento de campo pudiendo alcanzarse mayores velocidades.

Al estudiar la generación de par, la expresión, definida en un sistema de referencia d/q [? ?] que determina el par total en las PMSMs es la siguiente [? ? ?]:

$$T = \frac{3p}{2} [\Psi_{PM} - I_d (L_q - L_d)] I_q. \quad (3.1)$$

Esta expresión, correctamente desarrollada, puede dividirse entre par magnético T_{PM} y, si $L_q \neq L_d$, par reluctancia T_{rel} :

$$T = \underbrace{\frac{3p}{2} \Psi_{PM} I_q}_{T_{PM}} - \underbrace{\frac{3p}{2} I_q I_d (L_q - L_d)}_{T_{rel}}, \quad (3.2)$$

siendo p el número de pares de polos, Ψ_{PM} el flujo magnético producido por el PM, L_q y L_d las inductancias en los ejes q y d , e I_q e I_d las corrientes en los ejes q y d , respectivamente.

Por otra parte, las SPMSMs producen T_{PM} , principalmente, mediante los PMs, mientras que las IPMSMs, al formar cavidades para alojar los PMs, aprovechan

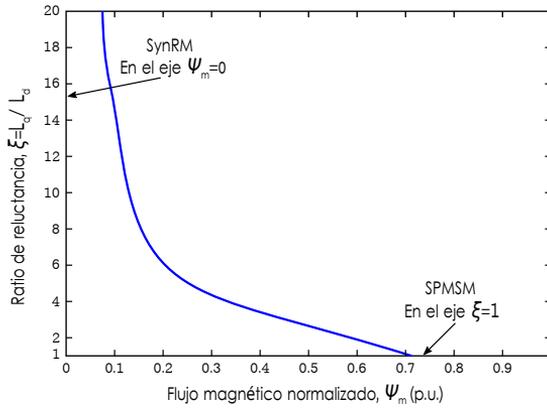


Figura 3.12: Curva de diseño para la optimización de la región de potencia constante en IPMSMs [?].

las desigualdades reluctantes en los ejes d/q para producir T_{rel} en gran medida. Esta característica de las IPMSMs es un factor clave, ya que permite un número infinito de diseños válidos en los que la suma de ambos pares alcanza el requerido para una misma aplicación [?].

La figura ?? muestra la segregación entre T_{PM} y T_{rel} para un diseño de IPMSM. El eje horizontal representa el flujo magnético del PM (vinculado al T_{PM}), mientras que el eje vertical representa el ratio de reluctancia (vinculado al T_{rel}), definiéndose éste como:

$$\xi = \frac{L_q}{L_d}. \quad (3.3)$$

Véase que el eje vertical de la figura ?? está trazado de manera que el eje horizontal coincida con un ratio de reluctancia de valor 1, es decir, la saliencia es la misma en todos los ángulos de rotor. Existen numerosos puntos que corresponden a diseños de IPMSMs con un T_{PM} y T_{rel} correspondiente a un mismo par total. Asimismo, la curva representa la zona de diseño para una relación ideal en la que se optimiza la región de potencia constante de la máquina.

Debido a su principio de funcionamiento, las PMSMs poseen algunas ventajas inherentes [? ? ?]. El flujo magnético del rotor se produce mediante PMs sin necesidad de bobinado alguno, ofreciendo una gran densidad de potencia así como un peso y volumen reducidos para un ratio de potencia dado. Además, al no tener pérdidas en el rotor por carecer de bobinado eléctrico en él, ofrece una gran

eficiencia de operación. Asimismo, permite un diseño más compacto permitiendo un mayor grado de fiabilidad y operación. Por otra parte, al concentrar las pérdidas en el estátor facilita la extracción de calor y, finalmente, son capaces de operar en un rango de velocidad idóneo sin necesidad de reductora.

Las PMSMs son apropiadas para aplicaciones de motor en rueda (*in-wheel*) al poder suministrar par elevado, incluso a muy bajas velocidades. Las máquinas *in-wheel* requieren un alto número de polos, lo cual deriva en diseños con gran diámetro y longitudes axiales cortas, diseños en los que las IPMSMs se encajan con facilidad [?]. Asimismo, es posible la construcción de PMSMs con rotor externo sin necesidad de cojinetes, lo cual minimiza la inclusión de componentes mecánicos [?]. Como inconveniente, a altas velocidades muestran grandes pérdidas en hierro, debido al mayor entrehierro necesario.

En la mayoría de ocasiones el bobinado del estátor es trifásico [?], aunque los diseños están evolucionando hacia máquinas multifase a medida que aumenta la potencia requerida en las distintas aplicaciones. Pese a que la mayoría de EVs con PMSM usan una configuración de bobinado distribuido (como el Toyota Prius de 2004), algunos fabricantes están usando un bobinado concentrado (como el Hyundai Sonata de 2011) [?]. Desde un punto de vista técnico, automatizar la fabricación de un bobinado concentrado requiere un mayor nivel de industrialización, pero acorta considerablemente ambos extremos del devanado. Esto se traduce en una reducción de la longitud axial de la máquina, incrementando el *slot fill factor*, lo que se traduce en unas pérdidas de cobre menores y una densidad de potencia mayor [?]. Frente a esto, las PMSMs con bobinado concentrado requieren de diseños con un mayor número de polos, con los inconvenientes que esto supone.

A pesar de sus virtudes, las PMSMs muestran numerosas desventajas. Debido a la limitada capacidad de debilitamiento de campo muestran una región de potencia constante corta, limitando el CPSR de la máquina [?]. Esta limitación puede solucionarse y extender el CPSR más allá de 3-4 veces la velocidad base mediante algoritmos avanzados especialmente diseñados para altas velocidades, pudiendo éstos mejorar también la eficiencia del sistema [?]. Sin embargo, estos algoritmos requieren, a su vez, una capacidad de computación superior. Además, la gestión de la evacuación del calor debido a las pérdidas se vuelve crítica en estas circunstancias, ya que a mayor velocidad mayores son las pérdidas y, en consecuencia, mayor temperatura, pudiendo llegar a desmagnetizarse irremediablemente los PMs [?].

Pese al perfeccionamiento llevado a cabo en estas máquinas en los últimos años, aún existen grados de mejora en aspectos de diseño e incluso en nuevos conceptos estructurales. Hay, por ejemplo, estudios que presentan mejoras en el devanado

de estátor. Como es el caso de un devanado de número fraccionario de ranuras por polo y fase especialmente pensado para SPMSMs [?], consiguiendo disminuir las pérdidas de hierro y cobre y aumentando la densidad de par. En [?] se propone usar un devanado reconfigurable para poder conmutar con la máquina en marcha de un devanado en serie a uno paralelo, mejorando la potencia, área operacional de par/velocidad y eficiencia (hasta un 10 % de diferencia). Otra vía de mejora, compartida con el resto de tecnologías de máquina eléctrica, es la de división del estátor y/o rotor en módulos independientes. En este sentido, en [?], por ejemplo, se propone un novedoso diseño de estátor modular con el objetivo de mejorar la tolerancia a fallos en aplicaciones *in-wheel*.

Como ya se ha visto en la sección ??, la tendencia es la de diseñar máquinas de cada vez mayor velocidad [?]. En este sentido, en [?] consiguen reducir la masa total de una IPMSM en un 28 % y mejorar la eficiencia en más de un 1 % para una máquina de 20 kW y 22.000 rpm (con respecto a su homólogo de 20 kW y 1375 rpm). A velocidades tan altas, es necesario usar materiales especialmente diseñados para reducir las pérdidas de hierro [?], como pueden ser los aceros *SiFe* de alta resistencia eléctrica. Además, aparecen problemas mecánicos con las reductoras, que se vuelven imprescindibles a velocidades tan altas, siendo interesante el uso de engranajes magnéticos para emplearlos como reductoras fijas o variables [?].

Hoy en día, una gran mayoría de EVs comerciales usan tecnología de PMSM (ver tablas ?? y ??). Asimismo, en la figura ?? pueden verse diseños de rotor de algunos de estos EV [?]. Es destacable que el diseño más extendido es el de la IPMSM con una o dos cavidades en V.

Con todo esto, las mayores desventajas del uso de las PMSMs vienen dadas por los altos costes económicos y medioambientales que éstos conllevan. En las IPMSM el T_{PM} sigue siendo el principal componente del par electromagnético total generado, el cual está limitado por el valor de Ψ_{PM} . Por lo tanto, el tipo de PM usado es fundamental para maximizar el rendimiento de estas máquinas. Los PMs más usados (debido al alto Ψ_{PM} que presentan) son los $Nd_2Fe_{14}B$ o alguna de sus variantes, fabricados con tierras raras. Debido a la problemática existente con estos materiales, el sector de automoción, colaborando estrechamente junto a la comunidad académica, ha reaccionado impulsando el desarrollo de alternativas a esta tecnología [? ? ? ? ? ? ? ?].

3.4.2 Máquina síncrona reluctante

El principio de funcionamiento de estas máquinas es el mismo que el de las IPMSMs, con la diferencia de que todo el par producido por la máquina proviene

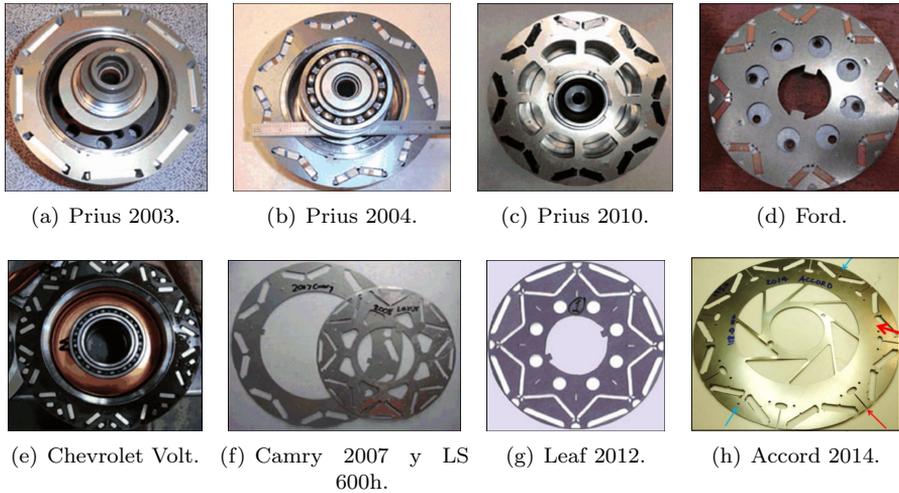


Figura 3.13: Secciones de rotor de PMSM en EV comerciales [? ? ?].

del T_{rel} . Además, son máquinas síncronas, es por ello que se las conoce como Syn-RM [?].

Al ser el único productor de par el T_{rel} , y teniendo en cuenta (??), el diseño de estas máquinas se encuentra en el eje vertical (ver figura ??) [?]. Es por ello que deben presentar un ratio de reluctancia ξ lo más grande posible para maximizar el par, e indirectamente también mejorar la eficiencia, el factor de potencia y el CPSR [? ?]. Para lograrlo, el rotor de la máquina se diseña con múltiples cavidades para actuar como barreras perpendiculares al flujo magnético (ver figura ??). Las barreras guían al flujo a través de un trazado deseado, es decir, mientras el flujo del eje q es bloqueado, el del eje d es permitido a través del trazado de hierro [?]. Esta estrategia, junto al uso de un entrehierro y acero de construcción apropiado [?], permite obtener un ξ razonablemente alto.

El diseño de las Syn-RMs se rige por las mismas restricciones que las IPMSMs, pero sin imanes permanentes. En este sentido, al observar la figura ?? se aprecia que la curva de diseño óptimo para la región de potencia constante se aproxima al eje vertical a valores muy altos de ξ cuando no hay PMs [?]. El ξ puede incrementarse con el apropiado emplazamiento, número y geometría de las cavidades (ver figura ??). En diseños depurados de Syn-RM con múltiples cavidades por polo pueden alcanzarse valores de ξ de entre 6-8. Aun así, los valores de CPSR que se logran siguen estando por debajo del de una IPMSM usado en EV comercial [?

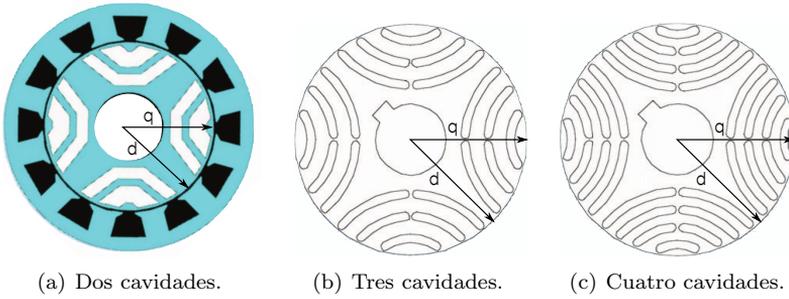
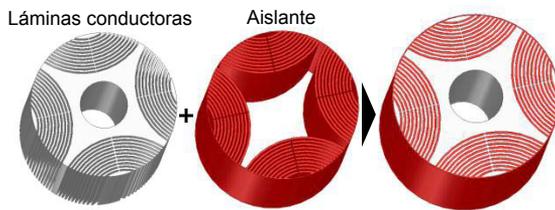


Figura 3.14: Rotores de Syn-RM con distinto número de cavidades [?].



(a) Detalles de construcción de una SynRM laminada. (b) Vista del rotor ensamblado de una SynRM laminada.



(c) Esquemático de una SynRM con carcasa de impresión 3D.

Figura 3.15: Ejemplos de diseños de rotor para maximizar ξ [? ?].

]. Estas máquinas pueden también enfocarse hacia estructuras *in-wheel* con rotor externo. Así, en [?], por ejemplo, se consiguen valores de ξ hasta de 5.18 con muy buenas prestaciones.

Gracias a la completa eliminación de PMs y a la simplicidad del rotor, estas máquinas ofrecen numerosas ventajas [? ?]. Principalmente, bajos costes de producción, robustez y bajas pérdidas (debido a la ausencia de conductores en el rotor). Como beneficio adicional, su gran asimetría facilita el control *sensorless* basado en inyección de perturbaciones [?].

Por otro lado, en aplicaciones de tracción de gran rendimiento, estas máquinas tienen grandes hándicaps que superar aún [? ?]. El bajo ξ alcanzable reduce considerablemente la densidad de par de la máquina comparada con una PMSM, limitando poder alcanzar también valores altos de CPSR y de factor de potencia. Por otra parte, la acción de aumentar ξ para mejorar prestaciones, contribuye a reducir la robustez de la máquina debido al mayor número de cavidades en el rotor y a la tendencia a disminuir el entrehierro [?]. Además, presenta grandes dificultades para diseños con gran número de polos, por lo que no es buen candidato en aplicaciones de alto par o *in-wheel*.

Un enfoque novedoso para la mejora de las prestaciones es el de laminar el rotor en dirección axial usando un alto número de capas alternas de acero laminado delgado y capas de aislamiento (ver figuras ?? y ??) [?]. Con este método pueden alcanzarse valores de ξ muy superiores. Sin embargo, los retos de fabricación que esto conlleva no han sido resueltos a día de hoy. En [?] se analiza la posibilidad de usar tecnología de impresión 3D para la construcción de una cubierta de rotor plástica, facilitando la construcción y logrando mejoras en la densidad de par de hasta un 6 % y eficiencia en un 1 % (ver figura ??).

Entre otras mejoras, en [?] presentan un novedoso diseño sustituyendo los puentes magnéticos de las cavidades estructurales por una cubierta de retención en el rotor, incrementando ξ de forma sustancial. Asimismo, en [? ?] mejoran este diseño con materiales *magnetic dual-phase* o fibra de carbono para facilitar la fabricación del rotor y mejorar su integridad estructural [?]. La máquina presentada en [?] logra un CPSR de 5 y es capaz de alcanzar el 70 % de la densidad de potencia de una IPMSM con similar características de potencia y velocidad.

Aunque hasta ahora las Syn-RM solo hayan irrumpido en algunos procesos industriales muy específicos y con un éxito muy limitado, recientemente se han introducido en aplicaciones industriales de uso general como máquinas de velocidad ajustable. Esto es debido a su competitividad frente a las IMs, mostrando buenas características de funcionamiento y costes de producción menores. Diferentes fabricantes de máquinas como Kaiser Motoren, ABB o REEL comercializan Syn-

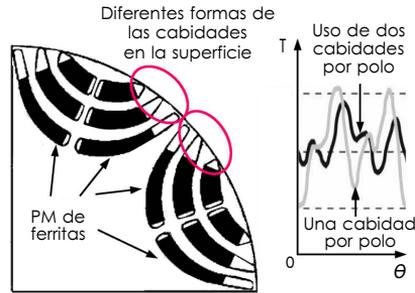


Figura 3.16: Rotor de una PM *assisted* Syn-RM y su reducción de rizado de par en función del número de cavidades por polo [?].

RMs para aplicaciones industriales en un rango de 0.55 y 315 kW [?]. A su vez, en 2015 el fabricante Ricardo anunció el desarrollo de un prometedor prototipo de Syn-RM de 85 kW para aplicación de EV [?].

3.4.3 Máquina síncrona reluctante asistida por imanes permanentes

Las PM *assisted* Syn-RMs son, como su nombre sugiere, conceptualmente máquinas específicamente diseñadas para maximizar su ξ pero asistidas, a su vez, por PMs [?]. De esta forma, el par que éstas producen no solo proviene del T_{rel} sino que también mediante el T_{PM} (??) producido mediante el flujo magnético de las PMs [?].

Los PMs usados en estas máquinas pueden perfectamente ser de tierras raras, sin embargo, debido a los altos costes y riesgo de suministro asociados a estos elementos, los PMs más empleados en esta tecnología son de ferrita y sus derivados [?]. Estas máquinas son similares en cuanto al diseño y al funcionamiento a las IPMSMs, por lo que al igual que en éstas existe un número ilimitado de posibles diseños (ver figura ??). Su principal diferencia con respecto a éstas, es su bajo Ψ_{PM} por el uso de PMs de ferrita, limitando el T_{PM} que es capaz de producir [?].

Hay tres atributos, o grados de libertad, clave en la libertad de diseño de estas máquinas empleados para maximizar la densidad de par [?]: la orientación de los PMs embebidos, el número de cavidades con PMs en cada polo del rotor y el emplazamiento de los PMs dentro de esas cavidades (no siendo necesario llenarlas por completo de PMs (ver figura ??). Al igual que en las Syn-RM (ver figura ??), el número de cavidades afecta tanto para lograr valores altos de ξ como para

disminuir el rizado de par (ver figura ??) [?].

De acuerdo con [?], el coste de los PMs (en caso de usar potentes PMs de neodimio) puede suponer alrededor del 60 % del total de materiales en una IPMSM, por lo que al reemplazar éstos por PMs de ferritas puede ahorrarse en torno a un 50 % del coste total de la máquina de tracción. Además, las PM *assisted* Syn-RM actuales pueden alcanzar valores de ξ de entre 3-5 [?] mejorando el comportamiento en debilitamiento de campo a altas velocidades, y pudiendo alcanzarse altos valores de CPSR. Todo esto permite alcanzar una densidad de potencia, eficiencia y capacidad de sobrecarga con unos costes competitivos frente a las IMs.

Por otro lado, los PMs de ferritas presentan baja coercitividad en comparación con los de neodimio. Por lo que pese a sus virtudes, estas máquinas siguen compartiendo ciertas desventajas de las IPMSMs como son el riesgo de desmagnetización irreversible de los PMs por temperaturas altas, o la baja tolerancia a fallos. Sin embargo, las cavidades de aire (ver figura ??) protegen parcialmente a los PMs de ferrita frente a la desmagnetización, aunque sigue habiendo riesgo de desmagnetización también a bajas temperaturas [? ?].

Como comparación, en los IPMSMs comerciales se alcanzan valores de ξ de entre 1.5-2.5, siendo la IPMSM de la segunda generación del Toyota Prius capaz de generar un T_{rel} equiparable al par de arranque [?]. Según [?], las modernas PM *assisted* Syn-RM pueden producir un 75 % del par total de una IPMSM para el mismo tamaño y tecnología de refrigeración líquida. Comparándolas con una Syn-RM de la misma densidad de potencia, las PM *assisted* Syn-RM pueden mejorar el factor de potencia hasta en un 10 % con una eficiencia de un 2 % mayor [?].

Estas máquinas tienen aún mucho recorrido en mejoras de diseño para alcanzar en prestaciones a las IPMSMs, sin embargo, es notable el esfuerzo en mejoras tecnológicas que se está llevando a cabo desde la comunidad académica y la industria [?]. Estos esfuerzos van desde mejoras en el devanado que posibilitan aumentar el límite de corriente máxima de desmagnetización un 40 % [?], hasta estudios sobre la posición de los PMs que permiten reducir el rizado de par en un 6 % [?].

Otro ejemplo de mejora es el planteado en [?], donde se presenta un diseño con doble estátor y un novedoso concepto de entrehierro 3D con los que se consigue aumentar el rendimiento un 5 % con respecto a un diseño convencional. Además, la máquina planteada presenta buenos resultados en diseños con rotor externo y alto número de par de polos perfectamente integrables en aplicación *in-wheel*, con mejoras del rizado de par de hasta un 30 % en algunos diseños [?].

A día de hoy, no existen oficialmente EVs comerciales con esta tecnología. A



(a) Chevrolet Volt (PMs de ferrita). (b) BMW i3 (PMs de neodimio y ferritas).

Figura 3.17: Dos ejemplos de máquinas síncronas especialmente diseñadas para aumentar su anisotropía [? ?].

pesar de ello, algunos fabricantes tienen ya en venta modelos de IPMSM con PMs parcial o completamente de ferritas y con diseños en los que aumentan el T_{rel} , los cuales, técnicamente, son PM *assisted* Syn-RM. Es el caso de la segunda generación del Chevrolet Volt (2016) (ver figura ??) con PMs de ferrita [?] o el o el BMW i3 (2013) [? ? ?] con PMs de neodimio y de ferritas. Fabricantes como Kaiser Motoren [?] comercializan varios modelos para aplicaciones comerciales y hay estudios con prototipos especialmente pensados para la industria del automóvil [?].

3.4.4 Máquina de inducción

Tras el estudio de las Syn-RMs y las PM *assisted* Syn-RMs, las cuales pueden considerarse como diseños especiales de IPMSMs, a continuación, se presenta la IM, una tecnología madura y ya en uso en modelos comerciales que se postula como alternativa a las PMSMs.

En la figura ?? se observa una sección transversal de un modelo básico de IM, compuesto por un estátor trifásico de bobinado distribuido (parecido al que pueda encontrarse en cualquier PMSM o Syn-RM) y un rotor estructurado por barras conductoras (generalmente de aluminio) colocadas a intervalos por todo el perímetro y cortocircuitadas mediante anillos conductores en ambos extremos [? ?].

Estas máquinas, como la mayoría de máquinas eléctricas, generan par mediante la interacción de los campos magnéticos del rotor y del estátor. Con la diferencia

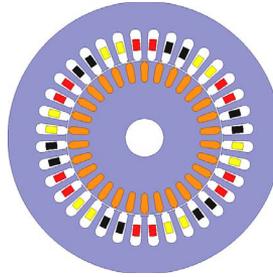


Figura 3.18: Sección transversal del rotor de una IM [?].

de que en este caso el campo magnético del rotor se induce por medio del flujo magnético rotativo producido por las corrientes AC de los devanados del estátor [?]. En el caso de las IMs y, a diferencia de las demás tecnologías de máquina eléctrica que se están analizando, existe una desigualdad de velocidad en el giro mecánico del rotor respecto al flujo magnético rotativo del estátor (llamado deslizamiento), haciendo que esta máquina sea asíncrona [?].

Entre las características más relevantes de estas máquinas destaca que la ausencia de PMs hace que sean menos vulnerables (en contraposición con las PMSMs) a los daños causados por cortocircuito [? ?], además de reducir considerablemente los costes. El hecho de que el par sea desarrollado sin necesidad de PMs ni conexiones galvánicas con el rotor es un aspecto muy atractivo de las IMs [? ?]. Estas características hacen esta máquina muy robusta, con necesidad de poco mantenimiento y especialmente adecuada para ambientes hostiles.

Cuando sucede el debilitamiento del campo a velocidades altas, la corriente de magnetización disminuye y, en consecuencia, también lo hacen las pérdidas de cobre. Esto proporciona a las IMs alta eficiencia durante un amplio rango de velocidad [? ? ?]. Combinando un buen diseño y control avanzado (con técnicas avanzadas de debilitamiento de campo pueden alcanzarse CPSRs de entre 4-5 [?]) estas máquinas pueden competir con IPMSMs de alto rendimiento en gran variedad de aplicaciones de tracción eléctrica.

Entre las desventajas de esta tecnología destaca la corriente reactiva necesaria en el estátor para la inducción del campo magnético en el rotor, produciendo unas pérdidas de conducción siempre presentes y especialmente destacables a bajas velocidades [? ? ?], e implicando también que haya pérdidas en el rotor aun sin producción de par. Todo esto, junto a que no es fácilmente adaptable a diseños de alto número de polos, hace que no sea buena candidata para aplicaciones *direct-drive* o *in-wheel*.



(a) Estátor refrigerado por aire.

(b) Rotor de cobre.

Figura 3.19: IM de 185 kW de un Tesla Roadster [?].

Además, en estas máquinas se requiere de un entrehierro pequeño para disminuir la corriente reactiva y maximizar la eficiencia, aumentando costes de producción. Asimismo, presentan un rango de CPSR más limitado por diseño que el de una IPMSM, y su ausencia de saliencia en el rotor descarta el uso de control *sensorless* a bajas velocidades [?].

Tesla solventa el problema de las pérdidas de conducción sustituyendo las barras y anillos de cortocircuito del rotor por un material con menores pérdidas de conducción como es el cobre (ver figura ??) [?], alcanzando, a su vez, mayor densidad de par y ratio de aceleración. Sin embargo, esto aumenta mucho los costes de producción.

El uso de nuevos y mejores materiales en el rotor y el estátor, como los aceros SiFe de alta resistencia eléctrica para reducir las pérdidas en hierro [?], es crucial para la mejora de las prestaciones en las IMs. Sobre todo con la tendencia a diseñar máquinas de cada vez mayor velocidad. La IM del Tesla Model S, por ejemplo, tiene una velocidad punta de 16000 rpm [?], no obstante, están desarrollándose prototipos de IM con velocidades que llegan a los 60000 rpm [?]. A velocidades tan altas las reductoras mecánicas convencionales resultan problemáticas, por lo que suele ser interesante el uso de engranajes magnéticos como reductoras fijas o variables [?]. En [?], por ejemplo, se presenta un diseño de IM con una velocidad de 970 rpm y par de 984 Nm, en el que se logra una salida a 119 rpm con un par de 7970 Nm mediante un sistema de engranajes magnéticos incorporado a la misma estructura de la máquina.

Si se analiza la penetración de ésta tecnología en el mercado es claramente la más usada en aplicaciones industriales, debido, principalmente, a sus características de arranque directo, robustez y bajo coste de producción [? ?]. Asimismo, esta tecnología está también extendida en los vehículos pesados (minería, construcción,

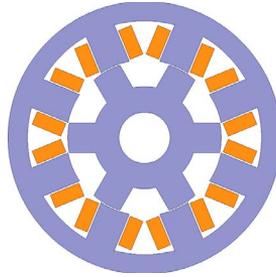


Figura 3.20: Sección transversal de una SRM [?].

etc.) y de tracción ferroviaria, no así tanto en EVs comerciales. No obstante Tesla sigue apostando por ésta tecnología en todos sus modelos, como en el Roadster [?] con una máquina de 185 kW (autonomía de 360 km y velocidad punta limitada a 201 km/h), así como otros fabricantes en modelos puntuales.

3.4.5 Máquina de reluctancia conmutada

La de la SRM es una tecnología con apenas presencia en modelos comerciales de EVs, no obstante, se está postulando como sustituta de las PMSMs gracias a las buenas prestaciones que posee actualmente y el rango de mejora que aún presenta.

El rotor de esta máquina no presenta PMs o conductores de corriente. Su construcción consiste solamente en láminas de acero apiladas con polos salientes (ver figura ??) [?], haciendo a esta máquina más robusta que la IM o la Syn-RM. A diferencia de la PMSM, Syn-RM o IM con su corriente de excitación sinusoidal, la SRM usa pulsos de corriente DC trapezoidales para excitar sus bobinados [?].

La producción de par en estas máquinas se rige por un principio mecánico parecido al de las Syn-RMs: el rotor tiende a desplazarse hacia la posición de máxima inductancia (mínima reluctancia magnética), alineando, así, el polo de rotor con el polo de estátor excitado más cercano [? ?]. Siempre que el estátor y el rotor tengan diferentes números de polos, la excitación de las múltiples fases de la máquina hará que el rotor gire a una frecuencia igual a la frecuencia de excitación dividida por el número de polos del rotor [?], por lo que se consideran máquinas síncronas.

Al igual que lo observado anteriormente con las IPMSMs o las Syn-RMs, el par reluctante producido por las SRMs se maximiza aumentando el gradiente de inductancia en cada fase, siendo máxima cuando el polo del rotor está alineado

con el polo de estátor excitado y mínima cuando están totalmente desalineados [? ?]. Ésto implica que la producción de par se vea beneficiada por la elección de un entrehierro lo más pequeño posible y de las propiedades magnéticas de las láminas de acero.

Esta máquina posee numerosas ventajas. Debido al mínimo acoplo magnético que muestra entre los devanados de fase, a su bobinado concentrado y a que cada fase es independiente y aislada con respecto a las demás, presenta una tolerancia a fallos intrínseca y mayor que la de las máquinas anteriormente evaluadas [? ?]. Al no tener que hacer uso de corriente para cancelar el acoplamiento de flujo magnético, muestra alta eficiencia a elevadas velocidades y pequeño par de carga [?]. Asimismo, pueden lograrse altos valores de CPSR alcanzando un amplio rango de velocidad en la región de potencia constante [?]. Muestra facilidad para variar el número de fases en el diseño teniendo que cambiar solamente la combinación de número de polos en estátor/rotor, por lo que es una buena candidata para aplicaciones multifase.

Igualmente, la simplicidad de construcción del rotor y su ausencia de PMs reducen considerablemente los costes de producción de la máquina, aumentando también su robustez y permitiendo operar a muy altas velocidades y a temperaturas extremas [?]. Además, el rotor posee menor inercia comparado con las demás máquinas analizadas, mejorando, así, tanto la sensación de conducción como las características de aceleración/deceleración [?].

En contraposición, esta tecnología requiere de un control más complejo (comparado con las demás máquinas analizadas) debido, principalmente, a las particularidades de su funcionamiento y a sus características no lineales [? ? ?]. Igualmente, el rendimiento y efectividad del control dependen directamente de la precisión en la medida de posición del rotor.

Entre otras desventajas, la naturaleza pulsante del modo de excitación de estas máquinas es culpable de producir vibraciones radiales (traducidas en ruido sonoro) y alto rizado de par, afectando negativamente a la calidad de conducción [? ? ?]. Con todo, cabe aclarar que la silenciosa circulación de, en general, todos los EVs está siendo problemática (causante de accidentes). De hecho, algunos modelos ya están incorporando instrumentos de ruido artificial, por lo que el ruido derivado de las vibraciones puede tener un carácter no tan perjudicial.

La tecnología de SRM, al igual que la de Syn-RM y la PM *assisted* Syn-RM, no tiene una maduración equiparable a la PMSM o IM. Sin embargo, su optimización se está dando a pasos agigantados debido al interés que despierta en la comunidad académica e industria. Un reflejo es la gran cantidad de trabajos de investigación que se publican. A continuación, se comentan algunas de las líneas



(a) Estátor bobinado con núcleos en forma de U. (b) Rotor de la máquina.

Figura 3.21: Prototipo de SRM con 12/15 polos de rotor externo [?].

de investigación y enfoques novedosos que se están llevando a cabo.

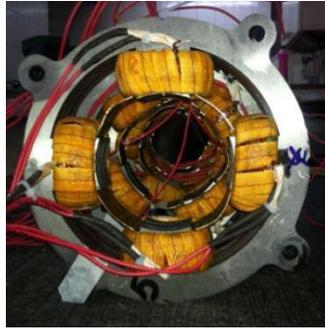
Por un lado, se están realizando mejoras de las SRMs sin tener que cambiar su diseño básico (ver figura ??). Como ejemplo, el prototipo presentado de [?] (50 kW y 1200 rpm) que ofrece un 18 % más de par para un diseño del mismo volumen y masa. De acuerdo con [?], para mejorar tanto la densidad como el rizado de par, así como la eficiencia y el área de operación, es necesario aumentar el número de polos (en el rotor y el estátor) y usar acero magnético en la construcción. Un ejemplo de ésto es el de [?], donde se llegan a alcanzar los 45 Nm/l con un prototipo de 70 kW. Aun así, también se realizan mejoras con nuevos enfoques de diseño, como en [?] con un diseño de doble estátor en el que se logra un incremento de par del 36 % para el mismo volumen de máquina.

Al igual que en las demás tecnologías, la tendencia de diseñar máquinas más rápidas para reducir masa y pérdidas también está presente en este tipo de máquina [? ? ?]. En este sentido, existen algunos estudios que están analizando la posibilidad de diseños de alta velocidad sin cojinetes [?] para solucionar los problemas derivados de funcionar a alta velocidad. Por ejemplo, en [?] se diseña un prototipo de 45 kW con una velocidad nominal de 8000 rpm y un CPSR de 4. Una de las razones que limitan la velocidad de las máquinas son las consideraciones mecánicas de los encoders comerciales, sin embargo, existen ya estudios avanzados sobre sensores reflectores no intrusivos como el de [?] en el que se desarrolla un control directo de posición de hasta 100000 rpm.

Los diseños multipolo *direct-drive* para reducir el rizado de par [?], o los compactos y en forma de disco para aplicaciones *in-wheel*, están presentes en todas las tecnologías y no son una novedad dentro de las SRMs. Sin embargo, en éstas



(a) Módulo del estátor.



(b) Disposición de los módulos de estátor.



(c) Conjunto de rotores.

Figura 3.22: Prototipo de SRM modular quintuple [?].

ya están probándose prototipos como el de [?] con 13.3 kW, 508 Nm y un CPSR de 6, o el de [?] con 14.2 kW, 590 Nm y un CPSR de 5.2. Estos diseños de poca potencia y alto par están especialmente pensados para aplicaciones *in-wheel* con una máquina eléctrica por rueda.

Pensando también en las peculiaridades de la aplicación *in-wheel*, se están estudiando los efectos del diferencial electrónico y el ahorro de energía en la aceleración lateral para ésta tecnología [?] en un prototipo de Range Rover Evoque con cuatro SRMs *in-wheel*. En lo que respecta al confort, se están llevando a cabo estudios para dar soluciones al problema de las vibraciones [? ? ? ?], suspensión activa para compensar las excentricidades que pueden llegar a darse [? ?] y control semiactivo con estructuras de absorción de las vibraciones [? ?]. Un enfoque novedoso, por ejemplo, es el de [?] donde se plantea un diseño de rotor exterior con polos del estátor multi-diente, aumentando la producción de par en un 51 % y disminuyendo su rizado en hasta un 46 %. O el planteamiento de [?] con un diseño de doble estátor, donde se alcanza una eficiencia del 95 % en un prototipo de 100 kW.

Otra de las líneas de investigación que más recorrido está teniendo es la de la segmentación del estátor y/o rotor en distintos núcleos [? ?] dejando espacios vacíos o de material diamagnético. Estos segmentos individuales pueden presentar diversas formas dependiendo de si se usan módulos comerciales o diseñados *ad hoc*: como por ejemplo, en forma de E [? ? ?] o U (ver figura ??) [? ?], o simples barras axiales [? ? ?]. La reducción en la masa total de la máquina es significativa en todos los casos. En [?], por ejemplo, usan un 45 % menos de acero en el estátor, o en [?] donde ahorran un 40.3 % de acero en el rotor disminuyendo en un 15.3 % la masa total de la máquina.

A partir de la idea de división de partes de la máquina en módulos individuales se están realizando también diseños con una división general de la máquina en módulos axiales, incrementando, así, la tolerancia a fallos y disminuyendo la masa total. De este tipo de diseño ya se habló en la subsección ?? y se le denominó MCM. Como ejemplo de este diseño, en [?] consiguen mantener las prestaciones de par y eficiencia con una reducción del 15.6 % en masa total, e incluso aumentándolo hasta un 24.9 % comparado con un mismo diseño modular y de rotor segmentado. En [?] diseñan y construyen un prototipo de SRM modular quíntuple (ver figura ??) que mejora la eficiencia en un 8 % comparado con una SRM clásica de similares características. Asimismo, en [?] presentan un diseño con doble estátor, doble rotor y un estátor auxiliar entre ambos rótores.

Otro ejemplo es el de [?], donde dividen el estátor y el rotor en segmentos radiales con un diseño de máquina axial (ver figura ??) con lo que se aumenta el par específico en un 85 %. Mientras que en [?] mejoran la producción de par en

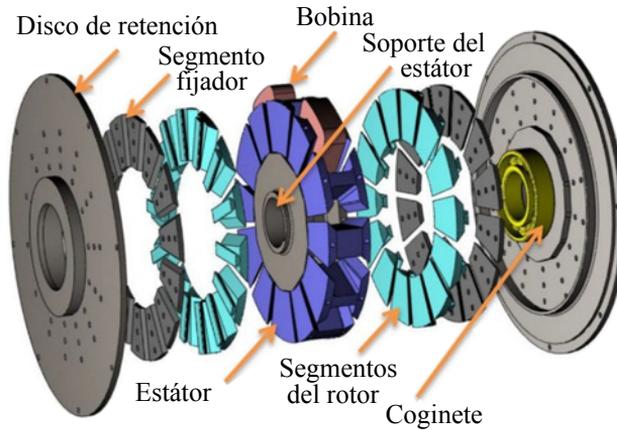


Figura 3.23: Vista de una SRM de flujo axial segmentada con doble rotor [?].

un 15 % y la eficiencia en un 4.4 % con un diseño de flujo radial de rotor externo y segmentado.

Por último, la incorporación de PMs está también planteada por algunos estudios con el objetivo de aumentar la densidad de potencia y eficiencia de las SRMs, creando, así, unas máquinas de excitación híbrida [? ? ? ?]. En [?], por ejemplo, utilizan un diseño con estátor segmentado en forma de U y con PMs incrustados entre polos. Ésto permite incrementar la densidad de potencia hasta en un 33 % y en un 44 % la potencia específica. A su vez, el prototipo de [?] consigue un 25 % más de potencia y par específico y 8 % más de eficiencia. Del mismo modo, en el diseño de [?] con rotor segmentado se consigue un 21 % más de par, y en el prototipo modular y con estátor segmentado de [?] un 24.9 % menos de masa con respecto a una SRM clásica de similares características.

Estas SRMs híbridas con estatores y rotores segmentados están en auge, por lo que las investigaciones en torno a topologías adecuadas de convertidor [?], técnicas avanzadas de control [? ?] y comparación de núcleos apropiados para diseños híbridos [?] (módulos con forma de A, U, E, etc.) son cada vez más habituales.

Los PMs de estas máquinas pueden ser tanto de tierras raras como de ferritas (o similares), dependiendo del diseño. Sin embargo, debido a lo mencionado en la sección y a que los estudios concernientes a estas máquinas son aún muy recientes, estos modelos de SRM no se tienen en cuenta a la hora de valorar la tecnología frente a las demás como alternativa a las PMSMs.



(a) Vista de la excavadora.

(b) SRM de 425 kW.

Figura 3.24: P&H L-2350, una de las excavadoras rodadas más grandes del mundo [?].

Al igual que en las demás máquinas sin PMs de neodimio, para la SRM es difícil igualar los picos de eficiencia que alcanzan las IPMSMs. Sin embargo, existen estudios en los que se alcanzan densidades de par y potencia parejos al de la IPMSM del Toyota Prius de segunda generación [? ?] a costa de un 15-25 % más de masa, o en los que se logra un rendimiento equivalente con la misma masa y un 30 % más de volumen [?]. Queda subrayar que, usando un acero magnético apropiado junto a un entrehierro pequeño (0.1 mm de ancho), la SRM supera a la IPMSM en eficiencia, densidad de par, tamaño y área operacional [?]. Sin embargo, para alcanzar estas cotas aún queda mucha investigación que desarrollar. Por añadidura, al presentar la SRM básica una estructura y diseño tan robustos, su capacidad de sobrecarga es muy superior. En este sentido, existen modelos predictivos de control que permiten saber la capacidad de sobrecarga en todo momento [?].

Esta tecnología presenta soluciones para aplicación de EVs muy avanzadas. Como en [?], donde se muestra, por un lado, una solución completa de PHEV con SRM. Por una parte, usa una SRM para la tracción del vehículo y, por otro, un generador SRM junto al MCI para la generación eléctrica, completándose todo con un sistema *plug-in* de carga de batería. Otro ejemplo es el de [?], donde se muestra una novedosa solución de convertidor para HEV con tecnología de SRM.

Existen varios fabricantes de SRMs para aplicaciones industriales en un rango de 0.4-160 kW [?]: Rocky Mountain Technologies, US Motors, Nidec SR Drives, Maccon, etc. Aun así, pese a sus atractivas características, muy pocos fabricantes han utilizado la SRM en la tracción para sus EVs. Un ejemplo son el Land Rover Defender EV de 2014 [?], el ECOMmodore de Holden [?] y el Jaguar con su C-X75 conceptual [?].

En contraste, las SRMs han tenido un mayor éxito en maquinaria de construc-

Tabla 3.7: Comparación entre alternativas tecnologías de máquinas para EV.

Características	PMSM	Syn-RM	PM assisted Syn-RM	IM	SRM
Tolerancia a fallos	✗ ⁽¹⁾	⊙ ⁽²⁾	✗	⊙	✓ ⁽³⁾
Robustez	✗	✓	✗	⊙	✓
Fiabilidad	⊙	✓	⊙	✓	⊙
CPSR	✓	✗	✓	⊙	✓
Rizado de par	✓	⊙	✓	✓	✗
Ruido acústico	✓	✓	✓	✓	⊙
Eficiencia: punto nominal	✓	✗	⊙	⊙	⊙
Eficiencia: velocidad alta y carga media	⊙	✓	⊙	✓	✓
Densidad de potencia y potencia específica	✓	✗	⊙	⊙	⊙
Costes	✗	✓	⊙	⊙	✓
Costes relativos ⁽⁴⁾	10/10	2.8/10	5/10	5.9/10	3.1/10

⁽¹⁾✗: Comparativamente inferior.

⁽³⁾⊙: Capacidad intermedia.

⁽²⁾✓: Comparativamente superior.

⁽⁴⁾El análisis de costes se ha llevado a cabo en [? ?] usando máquinas comparables.

ción y minería. Los inconvenientes intrínsecos de esta tecnología (ruido acústico, vibración y rizado de par) no son motivo de preocupación en este ámbito por el tamaño del vehículo y la naturaleza de la aplicación [?]. De este modo, ciertos fabricantes han incorporado SRMs en bulldozers y excavadoras usando múltiples máquinas dentro de configuraciones de vehículo híbrido. Un ejemplo es la excavadora P&H L-2350 (ver figura ??) en la cual se usa una SRM de 425 kW en cada una de las ruedas de 4 m de diámetro, cada una controlada independientemente y alimentadas en conjunto mediante un generador SRM de 1.7 MW [?]. Asimismo, en [?] se diseña y construye un prototipo de SRM con relación de 72/48 polos para sustituir la IM de una pulverizadora de minería, consiguiendo 7288 Nm a 105 rpm.

3.5 Sumario y comparativa de las máquinas eléctricas

En la tabla ?? se presenta un resumen de la comparación entre la tecnología de PMSM y las alternativas más recomendables analizadas en el presente capítulo. El

3.6 Conclusiones

En el presente capítulo, se han analizado las máquinas eléctricas actualmente empleadas, y futuribles, en EVs para conocer el estado actual y sus tendencias. Los objetivos tecnológicos propuestos, en relación a los EVs, por las diferentes agencias y organismos internacionales son muy ambiciosos en lo que respecta a la máquina eléctrica. Las PMSMs ofrecen una alta densidad de potencia y buena eficiencia, es por esto que, hoy por hoy, sea la tendencia preferida y se encuentre en la mayoría de modelos comerciales.

Sin embargo, las PMSMs son muy sensibles a los vaivenes de suministro y costes que sufren las tierras raras de los PMs que usan, siendo el de los EVs un mercado muy sensible a este tipo de fluctuaciones. Las tierras raras se han vuelto una materia prima estratégica en la mayoría de sectores tecnológicos y, debido a que su explotación está sujeta a intereses políticos más allá de los puramente económicos/tecnológicos, se están redoblando esfuerzos para encontrar alternativas tecnológicas en todos los ámbitos posibles.

Las principales alternativas de máquinas libres de tierras raras son: la Syn-RM, la PM *assisted* Syn-RM, la IM y la SRM. Todas ellas suficientemente maduras, e incluso implementadas en algunos modelos comerciales (excepto la Syn-RM), como para considerárselas futuribles.

De entre todas estas alternativas, es la tecnología de SRM la que presenta un mejor equilibrio con una tolerancia a fallos y robustez inherentes que la diferencian y alzan frente a las demás tecnologías, junto a una eficiencia considerablemente buena a altas velocidades. Además, su coste de producción es muy bajo en comparación a las PMSMs. Asimismo, las debilidades de la tecnología de SRM (rizado de par y ruido acústico) han hecho que su aplicación se haya dado en aplicaciones donde no son una tara, principalmente EVs de construcción y minería.

En resumen, la tecnología de SRM dispone, por un lado, de diseños con alta densidad de potencia y eficiencia y, por otro lado, de un un margen de mejora tecnológica muy relevante actualmente en estudio que la hacen flexible para satisfacer las necesidades de los EVs de pasajeros. Es por todo esto que se la considera la alternativa más plausible y futurible.

Por todo esto, la tecnología de SRM es la estudiada en la presente tesis. En el capítulo ?? se analizarán en profundidad diversos aspectos de las SRMs (desde los principios de funcionamiento y diseño, pasando por las topologías de convertidor y hasta los tipos de control) para comprender sus peculiaridades y, así, poder profundizar en alguna mejora.

Parte II

Tren de tracción del EV basado en tecnología SRM

Capítulo 4

Accionamientos de la máquina de reluctancia conmutada

4.1 Introducción

Tras el análisis realizado en el capítulo ??, la tecnología de la tecnología de máquina de reluctancia conmutada (*Switched Reluctance Machine*, SRM) presenta las mejores prestaciones entre las alternativas de máquinas libres de tierras raras. En este sentido, se constata que la tecnología de SRM dispone, por un lado, de soluciones con alta densidad de potencia y eficiencia y, por otro lado, de un margen de mejora tecnológica muy relevante de cara a satisfacer las necesidades de los vehículos eléctricos (*Electric Vehicles*, EVs) de pasajeros.

Las SRMs presentan una estructura simple, robusta y de bajo coste. Además, las fases son eléctricamente independientes unas de otras, proporcionando una tolerancia a fallos superior. Sus características estructurales y eléctricas hacen que sea una máquina eléctrica con un funcionamiento diferente a las demás y, en consecuencia, requiera de esquemas de control y topologías de convertidor especialmente pensadas para satisfacer sus necesidades particulares. En la figura ?? se muestra una configuración básica de una SRM, incluyendo la electrónica de potencia y la máquina eléctrica.

En este contexto, el presente capítulo pretende realizar una revisión en profun-

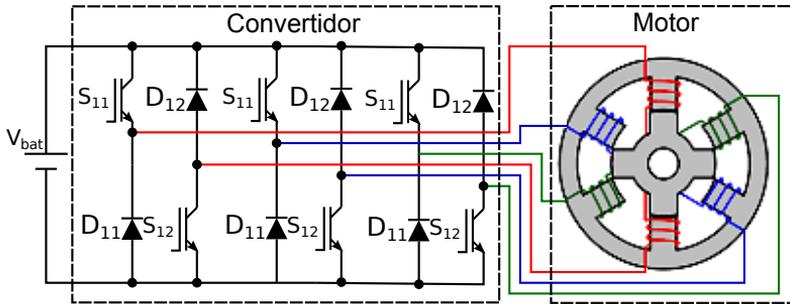


Figura 4.1: Configuración básica de una SRM de tres fases y 6/4 polos.

idad del estado de la tecnología de SRM. Es por ello por lo que inicialmente se va a abordar el análisis de los principios matemáticos de funcionamiento y, a continuación, las reglas de diseño de la máquina. Seguidamente, se exponen las diferentes topologías de convertidor especialmente pensadas para las SRMs, y tras esto, se realiza una comparación mediante simulación y análisis de módulos comerciales de las dos opciones más viables. Y para finalizar, se presenta un estudio sobre los distintos esquemas de control y modulación aplicables en las SRMs.

Finalmente, los análisis y conclusiones realizados en el presente capítulo establecen los criterios para la elección de la plataforma experimental del capítulo ?? y para la plataforma de validación del capítulo ??.

4.2 Principios de funcionamiento y producción de par de la SRM

A continuación, se profundiza en el modelo matemático de las SRMs para permitir una mejor comprensión del diseño estructural, las dinámicas de funcionamiento y, por consiguiente, su control y modulación.

La figura ?? muestra el circuito equivalente monofásico de una SRM, para el cual se ha despreciado la inductancia mutua entre fases con el objetivo de simplificar el estudio. Esta simplificación viene originada, principalmente, debido a la dificultad de obtención de datos de modelos no-lineales mediante simulaciones FEM [? ?]. En el circuito mostrado, la tensión V aplicada a la fase es igual a la suma de la caída en la resistencia de fase R_s y la derivada del flujo magnético ψ :

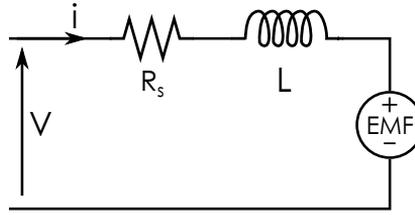


Figura 4.2: Circuito equivalente de una SRM monofásico.

$$V = R_s i + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt}. \quad (4.1)$$

A su vez, ψ se define como:

$$\psi = L(\theta, i) i, \quad (4.2)$$

siendo L la inductancia dependiente de la posición de rotor θ y la corriente de fase i . Sustituyendo la expresión (4.2) en (4.1) y desarrollándola se obtiene:

$$\begin{aligned} V = R_s i + \frac{d[L(\theta, i) i]}{dt} &= R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{d\theta}{dt} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} = \\ &= R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \underbrace{\frac{dL(\theta, i)}{d\theta}}_{\text{EMF}} \omega i, \end{aligned} \quad (4.3)$$

donde ω es la velocidad del rotor dada por:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}. \quad (4.4)$$

En la expresión (4.3) los tres primeros términos de la parte derecha representan la caída de tensión en la resistencia, la caída de tensión en la inductancia y la EMF inducida, respectivamente. Dicho en otros términos, representan las pérdidas de Joule, la energía almacenada en el devanado y el trabajo útil.

Debido a la naturaleza saliente de ambos polos (rotor y estátor) de la SRM, la reluctancia del flujo magnético varía dependiendo de la posición del rotor. En la posición desalineada $\theta=\theta_1$ (ver figura ??) la reluctancia magnética es máxima.

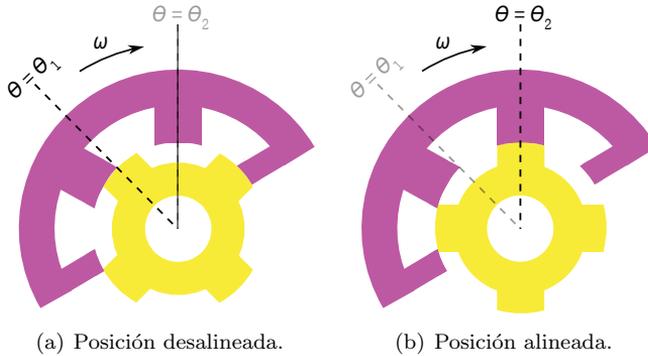


Figura 4.3: Principio de producción de par en una SRM [?].

Por consiguiente, el polo del rotor tiende a alinearse con el polo del estátor excitado. En esta posición, $\theta = \theta_2$ (ver figura ??), la reluctancia del flujo magnético es mínima.

De este modo, la producción de par puede explicarse matemáticamente usando el principio de conversión de energía electromagnética [?]. A continuación, se analiza el ciclo de conversión de energía de una SRM.

4.2.1 Ciclo de conversión de energía para la producción de par

En la figura ?? se ve el ciclo de conversión de energía en función de ψ e i . Comenzando con la figura ??, ésta muestra las curvas de producción de ψ en función de i para diferentes posiciones del rotor (??). En la posición desalineada $\theta = \theta_1$ el entrehierro es tan grande que no ocurre saturación magnética alguna, es por ello que la función se muestra lineal. A su vez, en la posición alineada $\theta = \theta_2$ el circuito magnético se satura y la función se muestra logarítmica.

Siguiendo con la explicación del ciclo, al magnetizar la fase se genera un par tangencial que hace girar el rotor, y consecuentemente desplaza el punto de operación desde el punto 0 hasta el punto B a lo largo de la curva 0AB de la figura ?? . Durante este proceso la fuente de alimentación habrá suministrado una energía entrante W_{in} igual al área {0ABD0}. La curva 0EB muestra la producción de ψ en función de la corriente i correspondiente a una posición de rotor $\theta = \theta_B$. Por último, el área {0EBD0} es la energía magnética almacenada en el devanado W_d para ese mismo punto operacional. Así pues, la W_{in} puede expresarse como:

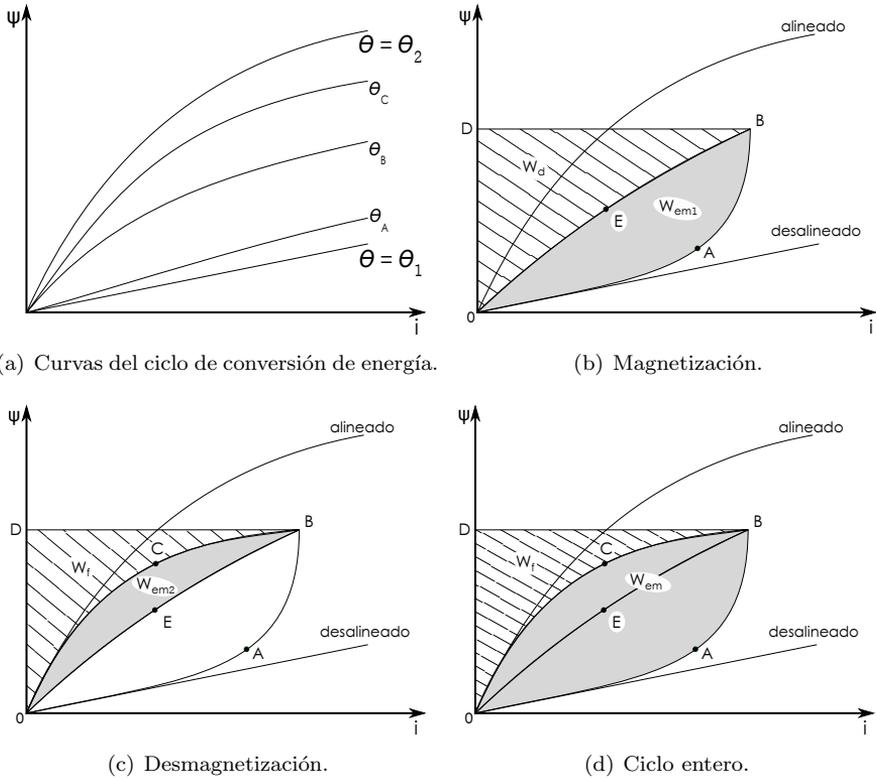


Figura 4.4: Diagrama del ciclo energético de una SRM para el modo motor.

$$W_{in} = \{0ABD0\} = \{0ABE0\} + \{0EBD0\} = W_{em1} + W_d, \quad (4.5)$$

donde W_{em1} es la energía convertida en par electromagnético durante la transición del punto 0 al punto B.

Por otro lado, en el punto operacional B el polo del rotor no está aún alineado con su correspondiente polo del estátor. Sin embargo, puesto que una corriente diferente a cero a partir de $\theta = \theta_2$ (ver figura ??) genera par negativo al sentido de rotación, da comienzo la desmagnetización de la fase para reducir la corriente a cero.

En este punto, durante la transición del punto de operación B hasta 0 (ver figura ??) la energía que comprende el área $\{0CBD0\}$ es devuelta a la fuente de

alimentación, conocida como energía de retorno W_f . En la misma transición, parte de W_d (el correspondiente al área $\{0EBC0\}$) se transforma también en par electromagnético W_{em2} .

De este modo, la energía saliente W_{em} (ver figura ??) transformada en par electromagnético es en total:

$$W_{em} = W_{em1} + W_{em2} = \{0ABE0\} + \{0EBC0\} = \{0ABC0\}. \quad (4.6)$$

Una vez expuesto el ciclo energético, a continuación, se analizan matemáticamente los parámetros del ciclo de conversión de energía de una SRM.

Cuando se excita el devanado de fase, la W_{in} se expresa como:

$$W_{in} = \int V i dt, \quad (4.7)$$

siendo V la tensión de alimentación del devanado descrita en (?). Desarrollando la expresión (?), y despreciando la caída de tensión en la resistencia, se logra:

$$W_{in} = \int i d\psi. \quad (4.8)$$

Esta W_{in} es igual a la suma de W_f y W_{em} :

$$W_{in} = W_f + W_{em}. \quad (4.9)$$

Para cambios incrementales la expresión (?) se reescribirse como:

$$\delta W_{in} = \delta W_f + \delta W_{em}. \quad (4.10)$$

W_{em} es el resultado de ejercer un par electromagnético T_{em} a una ω , y mediante la expresión (?) su diferencial puede reescribirse como:

$$W_{em} = T_{em} \omega \Leftrightarrow \delta W_{em} = T_{em} \delta\theta. \quad (4.11)$$

Uniendo las expresiones (?) y (?), y despejando T_{em} se logra:

$$T_{em} = \frac{\delta}{\delta\theta} (W_{in} - W_f). \quad (4.12)$$

El resultado de $W_{in} - W_f$ es conocido y definido en la literatura como co-energía (*co-energy*) W'_f [? ? ?], y se define como el complemento de W_f :

$$W'_f = \int \psi \, di = \int L(\theta, i) \, i \, di. \quad (4.13)$$

Por lo que T_{em} puede expresarse también como:

$$T_{em} = \frac{\delta W'_f}{\delta \theta}. \quad (4.14)$$

En caso de no saturación magnética, L varía de forma lineal respecto a θ para una i dada, quedando la expresión (??) tal que:

$$T_{em} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}. \quad (4.15)$$

Como puede apreciarse, en estas máquinas el signo del par generado es independiente del signo de la corriente. Al contrario que en la mayoría de máquinas, la operación de la máquina como motor o generador depende exclusivamente de la derivada de la inductancia.

Asimismo, en caso de saturación magnética, la W_{em} ya no puede expresarse como una ecuación algebraica. De hecho, debe ser expresada como una ecuación integral:

$$T_{em} = \int_0^i \frac{\delta L(\theta, i)}{\delta \theta} i \, di. \quad (4.16)$$

Por otra parte, en esta máquina más de una fase puede estar generando par en el mismo instante, convirtiendo el par mecánico total T_m de la SRM en la suma del T_{em} generado por todas las fases:

$$T_m = \sum_{j=1}^N T_{em_j}(\theta, i), \quad (4.17)$$

siendo N el número de fases de la máquina. Por último, la relación entre T_m y el par de carga T_L es la siguiente:

$$T_m - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + Bw, \quad (4.18)$$

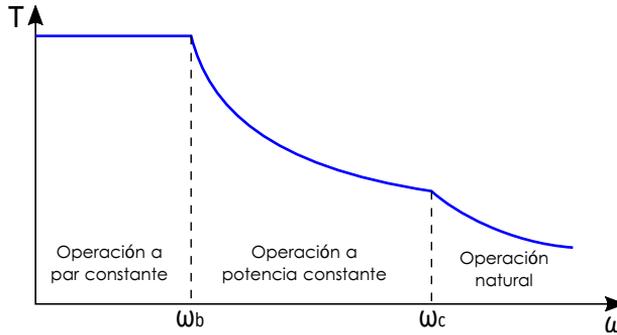


Figura 4.5: Curva par/velocidad de las SRMs.

donde J es el momento de inercia y B la fricción viscosa.

Una vez analizados el principio de funcionamiento y de producción de par de una SRM junto a su ciclo de conversión de energía, a continuación, se profundiza en los modos de operación de estas máquinas.

4.2.2 Modos de operación de la SRM

La expresión (??) demuestra que, a medida que aumenta la velocidad de la máquina, mayor tiene que ser la tensión de alimentación de la misma. Sin embargo, esta tensión de alimentación, proporcionada por un convertidor, está limitada por la tensión de la batería V_{bat} (ver figura ??). Por lo tanto, para poder operar la máquina en un amplio rango de velocidades, cuando la tensión de alimentación está limitada, es necesario modificar la operación de ésta, dando lugar a los modos de operación.

Estos modos de operación están presentes en todas las máquinas eléctricas conectadas a una fuente de tensión. Sin embargo, las SRMs poseen características especiales derivadas de la singularidad en los principios de funcionamiento de esta tecnología.

La curva típica de par/velocidad de las SRMs divide su funcionamiento en tres modos de operación: región de par constante, región de potencia constante y región de operación natural (ver figura ??). Estos modos están directamente relacionados con la conducción urbana, suburbana y de carretera [? ?], respectivamente.

En las SRMs existe una velocidad donde la EMF se iguala a la V_{bat} , denominada velocidad base ω_b (??). Por debajo de esta velocidad la amplitud de la corriente

al magnetizar la fase puede controlarse entre cero y su valor nominal, pudiendo conseguirse el máximo par en todo ese rango de velocidad.

Asimismo, por encima de la ω_b , la máquina entra en la región de potencia constante. En este caso, la EMF es mayor que la V_{bat} , por lo que (en las posiciones de rotor donde la derivada de inductancia de fase sea positiva) la corriente de fase decrece aun cuando el estado de los interruptores es el de magnetización de fase (??). Para poder magnetizar la corriente hasta la referencia necesaria a partir de la ω_b , el ángulo de activación de los interruptores se adelanta progresivamente al mismo tiempo que aumenta la velocidad. En este punto, la EMF aumenta gradualmente con la velocidad, de modo que el par máximo generado disminuye de forma lineal, dando como resultado la operación a potencia constante.

Este adelanto del ángulo de activación de fase está limitado a la posición de rotor en la que la derivada de inductancia de fase es negativa (ver figura ??-①) [?]. La velocidad a la que se produce esta circunstancia se la denomina velocidad crítica ω_c . Por encima de ésta, la corriente de magnetización alcanzable disminuye notablemente y, por ende, el par generado. A esta región de operación se la denomina región de operación natural.

Como ya se ha mencionado, en estas máquinas el signo del par generado es independiente del signo de la corriente, estando directamente relacionado con la derivada de la inductancia (??). Es decir, depende de si el rotor está en la región ascendente o descendente de inductancia, actuando como motor o generador, respectivamente [?]. De este modo, si la fase correspondiente se excita cuando el polo del rotor atraviesa la región en la cual la inductancia se incrementa (ver figura ??-②, región entre 0° y 45°), el par se genera en la misma dirección que el giro del rotor, actuando en modo motor. Por el contrario, si la fase se excita cuando el polo del rotor atraviesa la región en la cual la inductancia decrece (ver figura ??-③, región entre 45° y 90°), el par se genera en la dirección opuesta a la del de giro del rotor, actuando en modo generador.

El modo generador, denominado también como modo de frenado regenerativo, es una funcionalidad crucial en los EVs [? ?]. Con respecto a ésto, debe tenerse en cuenta que en cada posición de rotor las fases encargadas de funcionar, tanto en modo motor como en modo generador, son siempre diferentes, ya que ésto depende del signo de la dL/dt de cada una de las fases para dicha posición. En la transición entre ambos modos de funcionamiento hay que prestar especial atención al control de los flujos de energía, ya que ésto produce grandes picos de corriente tanto en el condensador del convertidor como en los devanados (produciendo un gran rizado de par y estrés térmico). Es por ello que en el ámbito científico se está abordando estudios específicos para tratar de dar solución a este problema [? ? ?]. Durante el frenado regenerativo la EMF es negativa, por lo que contribuye a magnetizar

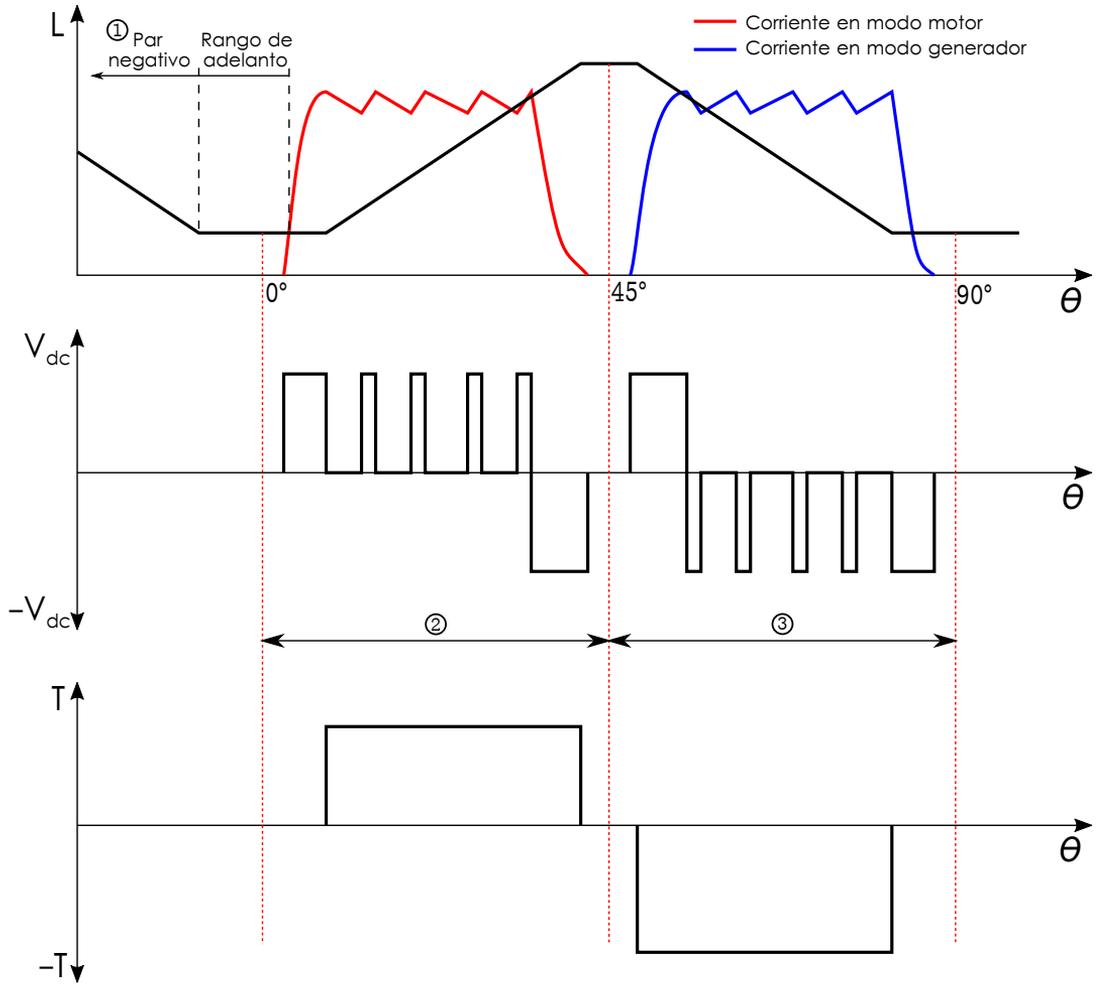


Figura 4.6: Inductancia, corriente, tensión y par de fase en modos motor y generador durante un período eléctrico.

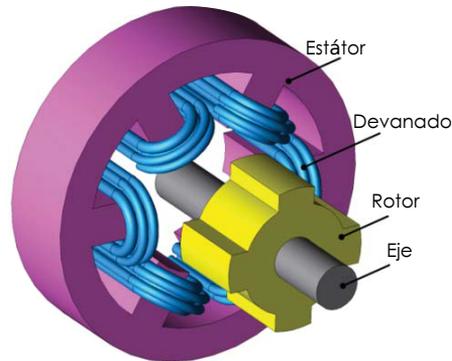


Figura 4.7: Vista 3D de los elementos de una SRM [?].

la fase aumentando la corriente.

4.3 Diseño y estructura de la SRM

En esta sección, se exponen las reglas de diseño más relevantes de las SRMs para comprender cuáles son los diseños más empleados y las líneas de diseño más vanguardistas.

Tal y como se ha indicado en la subsección ??, la construcción de una SRM es simple. Sin embargo, el diseño es complicado debido a determinadas características de esta tecnología, como la estructura doblemente saliente, la variación constante de la inductancia y la gran saturación en la punta de los polos, lo que complica la obtención del circuito equivalente simplificado [?]. En la mayoría de los casos, deben usarse simuladores FEM para determinar las características y rendimiento de la máquina, así como para lograr mapeados y curvas características a implementar en controles avanzados [? ?].

En la figura ?? se observa una vista 3D de los elementos básicos que forman el conjunto de una SRM. Como puede observarse, el diseño básico de esta tecnología carece de devanados o imanes en el rotor.

La primera gran diferencia estructural con respecto a otras máquinas eléctricas es la discretización de sus fases. Las fases de la SRM están eléctricamente aisladas unas de otras, permitiendo alimentar cada una de ellas de forma independiente, lo que proporciona una tolerancia a fallos inherente. Como consecuencia, cada fase debe ser capaz de aportar la potencia máxima requerida, lo que deriva en una mayor corriente por devanado. El aumento en la corriente se refleja en un mayor

Tabla 4.1: Combinaciones comunes de polos en SRMs

p	N_r					
	$m = 1$			$m = 2$		
	N_s	\ominus	\oplus	N_s	\ominus	\oplus
3	6	4	8	12	8	16
4	8	6	10	16	12	20
5	10	8	12	20	16	24

tamaño de los devanados ubicados entre los polos del estátor. Cabe destacar que, durante la operación de la SRM, pueden producirse pequeños intervalos donde la alimentación de dos fases se solapa.

En cuanto al proceso de diseño, las SRMs deben afrontar tres aspectos de diseño ineludibles, tal y como se comentan a continuación:

1. Número de polos del estátor N_s y del rotor N_r . Para una rotación continua, los polos deben estar distribuidos equitativamente por toda la circunferencia y cumplir las siguientes relaciones [? ?]:

$$N_s = 2mp \quad (4.19)$$

y

$$N_r = 2m(p \pm 1), \quad (4.20)$$

donde p es el número de fases de la máquina y m el número de polos por fase. Con el fin de minimizar la frecuencia de conmutación y reducir las pérdidas del hierro, suele escogerse una relación $N_r < N_s$ (usándose (??) con signo negativo). La tabla ?? muestra la relación de combinaciones más habituales.

El diseño más común de SRM es la configuración de tres fases y relación de polos N_s/N_r de 6/4 (ver figura ??) [? ?]. Esta configuración ofrece un gradiente de ángulo mayor para el adelanto del ángulo de disparo a altas velocidades [?], menores costes [?] y mayor ranura para el devanado de fase [?]. También es importante destacar que este diseño se caracteriza por un gran rizado de par [? ?] y problemas con el par de arranque [?].

Por otra parte, teniendo en cuenta criterios de fiabilidad y costes/efectividad, la configuración de cuatro fases y 8/6 polos (ver figura ??) es también muy

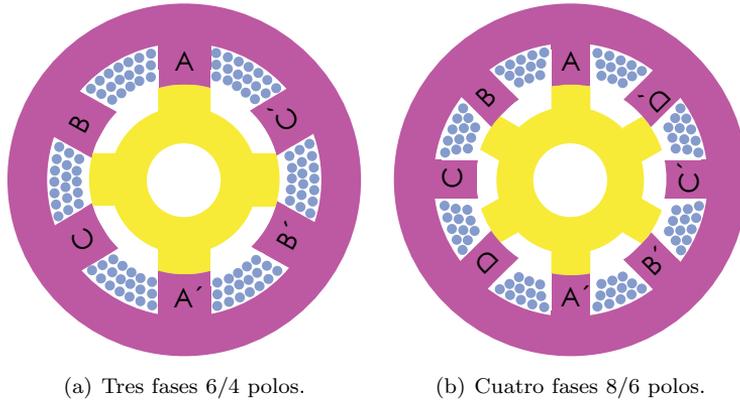


Figura 4.8: Configuraciones más comunes de SRMs [?].

habitual [? ?]. Esta configuración muestra mejor comportamiento en el rizado de par y par de arranque [?], pero sus costes de fabricación son mayores, así como la necesidad de dispositivos eléctricos adicionales derivados de su cuarta fase [?].

Asimismo, la frecuencia eléctrica f_e de la SRM es una función de N_r y de la frecuencia mecánica f_m , tal que:

$$f_e = f_m N_r. \quad (4.21)$$

Por lo tanto, en aplicaciones de baja velocidad, como en la *direct-drive*, son preferibles configuraciones con más de un polo por fase ($m > 1$) [?] como la 12/8 de tres fases o la 16/12 de cuatro fases (ver tabla ??). En [?], por ejemplo, se presenta un prototipo de tres fases y 12 pares de polo por fase, dando lugar a una máquina de 72/48 polos y 120 rpm de velocidad nominal.

2. Rotor interno o externo. Las máquinas de rotor interno son las más usuales; sin embargo, las configuraciones de gran número de pares de polos son especialmente atractivas para aplicaciones *in-wheel* [? ?]. Un ejemplo de ello son los diseños de rotor exterior (ver figura ??) directamente acoplados a la rueda sin necesidad de reductora [? ?]. Asimismo, para reducir el rizado de par en estas configuraciones, suele escogerse una relación $N_r > N_s$, usándose (??) con signo positivo (ver tabla ??). Aunque estos diseños de rotor exterior derivan en mayores vibraciones y mayor estrés térmico (debido a la dificultad de refrigerar el estátor), la inherente tolerancia a

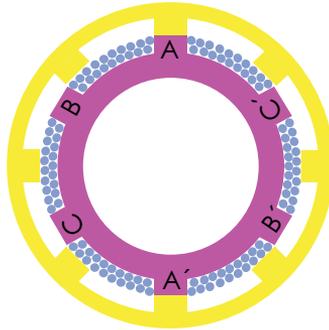


Figura 4.9: Configuración de tres fases y 6/8 polos con rotor exterior [?].

altas temperaturas y robusta estructura de las SRMs las convierten en buenas candidatas para afrontar estos problemas.

3. Dirección del flujo. Las máquinas convencionales tienen un diseño de flujo radial, aun así, en los últimos años han surgido diseños de flujo axial [? ? ?]. Un ejemplo de ello es la máquina mostrada en la de la figura ???. En estas máquinas, la tracción radial perpendicular al eje de rotación es despreciable, por lo que las vibraciones derivadas de esta tracción son mínimas [?]. Además, presentan varias ventajas [? ? ?]: entrehierro ajustable, apropiadas para diseños con ratio de longitud axial/diámetro bajo, fácil enfriamiento y fabricación laminar sencilla. Por todo esto, son apropiadas para la aplicación *in-wheel* [?] y permiten una gran variedad de diseños estructurales diferentes [?].

Además de estos aspectos de diseño, existen otros que pueden tener importancia para una aplicación específica, como es el caso del EV. Dichos aspectos son los siguientes:

4. Aprovechamiento del espacio interno. En los diseños convencionales se produce un desaprovechamiento del espacio útil de la máquina [? ? ?], disminuyendo, así, la densidad de potencia y densidad de par de la máquina. Con el fin de mejorar esta situación y aprovechar mejor el espacio en la producción de par, existen dos líneas de diseño diferentes:
 - Adoptar múltiples dientes por polo de estátor [? ?]. La figura ?? muestra un ejemplo con una configuración de tres fases con dos dientes por polo de estátor. Sin embargo, esta estructura multi-diente quita espacio al bobinado de cobre y, pudiendo llegar a disminuir la potencia máxima que la SRM puede generar. Además, reduce también la dife-

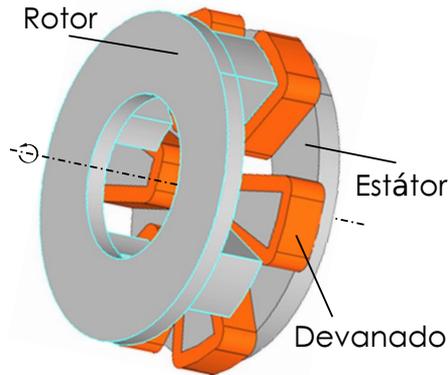
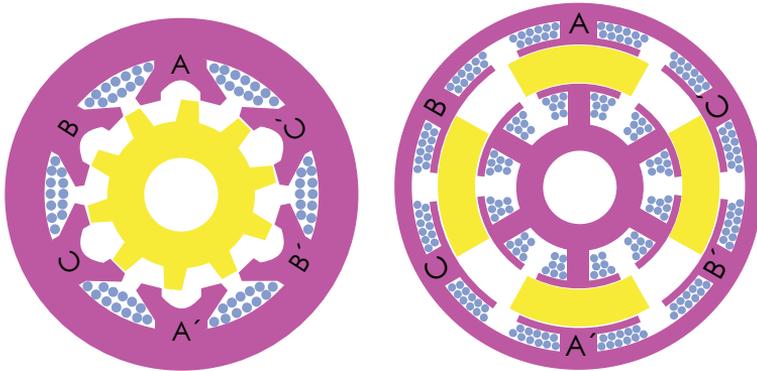


Figura 4.10: Configuración de tres fases y 6/4 polos estructura axial [?].

rencia de inductancia entre las posiciones de alineado y desalineado, disminuyendo, así, la producción de par [?].

- Emplear topologías con doble estátor [? ?]. En estas máquinas (ver figura ??) la mayoría de diseños duplican los segmentos exterior e interior, manteniendo, así, la relación de número de polos [? ? ? ?]. Aparte de aumentar la producción de par, reducen las vibraciones y ruido acústico [? ?], así como aumentan el par de arranque [?]. Por otro lado, la estructura es más compleja que la convencional y, por lo tanto, se incrementan los costes de producción [?]. Además, los extremos del devanado son también más grandes, lo cual, hace ocupar más espacio [?]. Por otra parte, aunque el rizado de par baje considerablemente debido a la estructura, sigue dándose en menor medida a causa de la naturaleza pulsante de la máquina. Este tipo de máquinas requieren nuevos diseños de rotor. En este contexto, [?] analiza el impacto de la forma en el perfil de torsión para luego desarrollar un método interactivo que configura automáticamente el rotor mediante análisis FEM.

5. División de la estructura interna. Los diseños convencionales de SRMs poseen una estructura de estátor y de rotor laminados, ya sea de forma axial o radial, pero con chapas macizas de acero magnético, lo cual aumenta notablemente la masa total de la máquina. Ésta es, por otro lado, la construcción típica de la mayoría de máquinas eléctricas. En este contexto, existen planteamientos alternativos para la mejora de este aspecto, como por ejemplo:



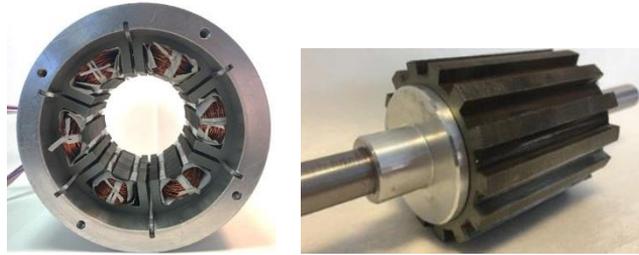
(a) Configuración de tres fases y 12/10 polos multi-diente. (b) Configuración de tres fases y 6/4 polos con doble estátor.

Figura 4.11: Diseños para maximizar el aprovechamiento del espacio interno [?].

- Segmentación del estátor y/o rotor en distintos núcleos dejando espacios vacíos o de material diamagnético [? ? ? ? ?]. Estos segmentos pueden ser de numerosas formas, sin embargo, las más habituales son los núcleos magnéticos en forma de E (ver figura ??) [? ? ? ? ?] o U [? ? ? ? ?] para estátor o rotor, o simples barras axiales [? ? ? ? ?] para rotor.

Al disminuir estos diseños la masa total del sistema, aumentan el par y la potencia específicas. Además, mejoran también el rizado de par disminuyendo las fuerzas radiales, las vibraciones y el ruido acústico [? ? ?]. La eficiencia, por su parte, mejora debido a la reducción de pérdidas de hierro y cobre [? ?]. Estas máquinas están siendo ampliamente investigadas y, actualmente, hay estudios sobre modelos avanzados para su mejor control [?] y sobre las mejores combinaciones de número de polos del estátor/rotor para aplicación de rotor externo [?].

- División de la máquina mediante secciones axiales. Estos diseños están siendo analizados debido a la gran tolerancia a fallos que demuestran [? ? ? ? ?]. Además, los módulos pueden ser diseñados individualmente (eléctricamente independientes unos de otros) para satisfacer distintos criterios de funcionamiento (eficiencia en cierto punto de funcionamiento, alto par a bajas velocidades, amplio rango de velocidad, etc.). Este tipo de diseño ha sido descrito previamente en la subsección ??, denominado MCM.



(a) Estátor bobinado con núcleos en forma de E.

(b) Rotor segmentado.

Figura 4.12: Prototipo de SRM con 12/14 polos[?].

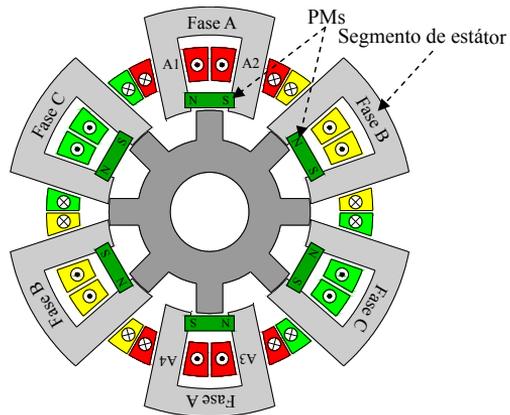


Figura 4.13: Sección axial de una SRM híbrido con estátor segmentado [?].

6. Incorporación de imanes. Aunque uno de los grandes atractivos de las SRMs es el nulo uso de imanes permanentes, algunos nuevos estudios analizan la incorporación parcial de estos imanes para aumentar su densidad de potencia y eficiencia [10]. Estas máquinas son conocidas como SRMs de excitación híbrida (ver figura 1.10) [10]. Estos imanes pueden ser de tierras raras, tal y como se analizan en la sección 1.10, o de ferritas.

Del mismo modo que las particularidades de las SRMs hacen que su diseño estructural difiera del resto de máquinas eléctricas, las topologías de convertidor para SRM están especialmente pensadas para satisfacer los requisitos de éstas y facilitar su funcionamiento. Por este motivo, en la siguiente sección se estudian las topologías más comunes que implementan máquinas SRM.

4.4 Topologías de convertidor para la SRM

La selección de la topología de convertidor para una aplicación específica es un tema de suma importancia. Por ello, a lo largo de esta sección, se analizan las diferentes alternativas especialmente pensadas para las SRMs en EVs.

Debido a las particularidades de las SRMs expuestas en las secciones precedentes, las topologías especialmente pensadas para éstas deben cumplir con ciertos requerimientos técnicos. Estos aspectos clave que diferencian a las SRMs de las demás máquinas eléctricas son los siguientes [10]:

1. La SRM produce par independientemente de la polaridad de la corriente de excitación de fase, requiriéndose, por lo tanto, mínimamente un interruptor por devanado de fase para su magnetización/desmagnetización.
2. Derivado del anterior punto, hay siempre un interruptor conectado en serie con el devanado de fase, lo que hace a la SRM estar autoprotegido frente a fallos de conmutación (*shoot-through fault*) [10].
3. Las fases de la SRM son eléctricamente independientes, lo que permite un control de corriente y par separado por cada fase. Ésto facilita, a su vez, el funcionamiento de la máquina en caso de fallo en algún devanado de fase, aunque disminuya la potencia de salida.
4. El acoplamiento mutuo entre fases de la SRM puede despreciarse para la mayoría de aplicaciones, lo que se traduce en una ventaja para el control independiente de fases.
5. La inductancia de fase de las SRMs varía con respecto a la posición del rotor.

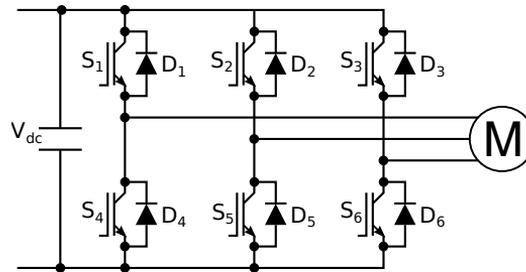


Figura 4.14: Convertidor en modo fuente de tensión trifásico de dos niveles.

Debido a todas estas consideraciones, las topologías clásicas usadas en inversores, como puede ser la de la figura ??, no suelen ser empleadas en máquinas SRM.

Asimismo, desde mediados de la década de los 80 se han presentado una gran variedad de topologías para los convertidores SRM [? ? ? ?]. En esta carrera constante han surgido topologías con menor número de interruptores, tiempos de magnetización y desmagnetización más rápidos, mejor eficiencia, factor de potencia alto y mayor potencia [? ?]. Sin embargo, las ventajas de estas topologías siempre han venido acompañadas de otras desventajas, tal y como se verá a continuación.

De este modo, hay que tener en cuenta que la elección de topología de convertidor es siempre dependiente de las características de la aplicación. Y en el caso de los sistemas de tracción en automoción, éstos deben ser capaces de soportar severas condiciones de funcionamiento. Es por esto que en la elección de la topología se tienen en cuenta factores como el coste, la robustez, la complejidad estructural, la tolerancia a fallos y la eficiencia.

En relación a las características particulares de las SRMs expuestas con anterioridad, el convertidor de la SRM debe cumplir los siguientes requerimientos técnicos [? ?]:

1. Cada fase del convertidor de SRM debe ser capaz de conducir de forma independiente con respecto a las demás.
2. El convertidor debe ser capaz de desmagnetizar la fase antes de que ésta entre en la región de regeneración, en caso de estar funcionando como motor. A su vez, debe ser capaz de excitar la fase antes de que ésta entre en la región de tracción, en caso de estar funcionando en modo generador.

A parte de estos dos requisitos fundamentales, el convertidor debe satisfacer ciertos requerimientos adicionales con el fin de mejorar importantes aspectos del

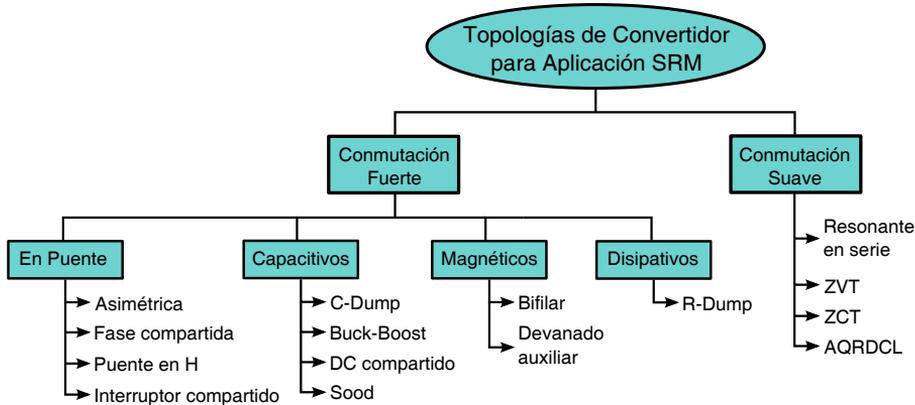


Figura 4.15: Clasificación de topologías de convertidor de SRM por técnica de conmutación [?].

comportamiento de la máquina (mayor eficiencia, tiempos de excitación y desmagnetización más rápidos, mayor potencia y tolerancia a fallos) [? ? ? ? ?]. Estos requerimientos adicionales son los siguientes:

1. Permitir un control solapado de fases (*phase overlap control*).
2. Poder regenerar a la fuente la energía proveniente de la fase saliente (desmagnetización) y/o usarla en la próxima fase entrante (magnetización).
3. Poder generar en un corto período de conmutación una tensión negativa suficientemente alta para reducir el tiempo de desmagnetización.
4. Permitir un funcionamiento en *freewheeling* una vez magnetizada la fase para reducir la frecuencia de conmutación, reduciendo, así, las pérdidas de conmutación e histéresis.
5. Aplicar una tensión de excitación positiva alta para establecer una corriente de fase mayor, lo que mejora la potencia de salida de la máquina.
6. Incorporar un bus DC para amortiguar los flujos de energía entre los devanados y la fuente de energía.

Como se ha indicado, estos últimos requerimientos no son estrictamente necesarios, pero sí convenientes para un mejor funcionamiento, por lo que se exigen a la hora de considerar las topologías válidas para aplicación de EV.

4.4.1 Clasificación de topologías de convertidor para SRM

En la figura ?? puede verse algunas de las topologías de convertidor para SRM clasificándolas según la técnica de conmutación: conmutación suave (*soft-switching*) y conmutación fuerte (*hard-switching*) [? ?]. Además, dentro de las alternativas de conmutación fuerte, se ha realizado una subdivisión atendiendo a las características constructivas (topologías en puente, capacitivas, magnéticas y disipativas).

Las topologías más usadas para la aplicación de EV son las de conmutación fuerte. Sin embargo, existen numerosos estudios que contemplan la incorporación de circuitos auxiliares en aplicaciones de EV para la mejora de ciertos aspectos de funcionamiento [? ?], como pueden ser los circuitos resonantes para aplicar una conmutación suave en el sistema y disminuir las pérdidas de conmutación en los interruptores. Si se comparan estas topologías frente a las de conmutación fuerte, las primeras son mucho más eficientes y especialmente preparadas para aplicaciones de alta frecuencia. A pesar de esto, el uso de topologías resonantes implica un número de componentes mayor en el convertidor, disminuyendo, así, la tolerancia a fallos y aumentando los costes generales y la complejidad del control. Por consiguiente, y salvo en casos puntuales, no es justificable el uso de convertidores resonantes en la aplicación de EV [? ? ?].

Algo similar sucede con las topologías magnéticas y la disipativa (ver figura ??), las primeras no son económicamente viables para grandes máquinas eléctricas, mientras que las segundas muestran una eficiencia escasa. Ambas son razones de peso para excluirlas en aplicación de EV [?].

Por otro lado, aunque no se ha considerado en la clasificación de la figura ??, existen también las topologías multinivel en SRMs [? ? ? ? ? ?]. Estas topologías permiten dividir entre varios dispositivos semiconductores la potencia que se aplica en cada fase de la carga, posibilitando operar a niveles de tensión mayores que sus homólogos de dos niveles. Sin embargo, estos sistemas son complejos, suponiendo un alto coste y complejidad del sistema que hacen que este tipo de tecnología no sea apropiada para EVs [? ?].

Por lo tanto, las topologías de convertidor que a continuación se analizan, son las pertenecientes a las categorías de “en puente” y “capacitivas” (ver figura ??). A su vez, y debido a su menor interés, las topologías multinivel, magnéticas, disipativa y de conmutación suave se analizan en profundidad en el anexo ??.

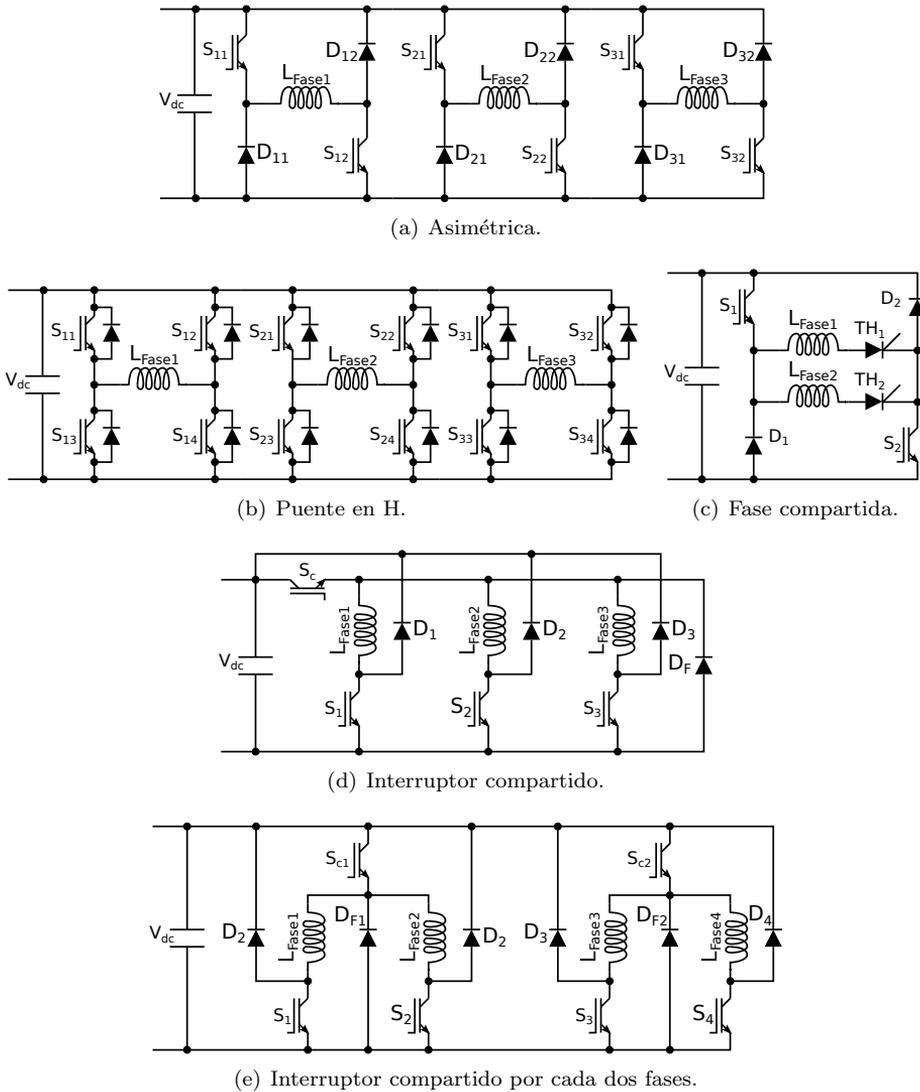


Figura 4.16: Topologías en puente para convertidor de SRM.

4.4.2 Topologías de convertidor en puente

Las presentes topologías están formadas o derivan de circuitos de puente en H. Al estar constituidos básicamente por interruptores y diodos, destacan por su controlabilidad y estructura simple. A continuación se describen cuatro diferentes: asimétrica, puente en H, fase compartida e interruptor compartido.

- Asimétrica: la figura ?? muestra una topología de puente en H asimétrico con $2q$ interruptores, conocida de forma abreviada como topología asimétrica. Su principal ventaja es la flexibilidad de control, permitiendo controlar cada fase de la máquina de manera independiente [?], y posibilitando un control solapado de fases (necesario a altas velocidades). Esta topología permite tres modos de operación [? ?]: magnetización, *freewheeling* y desmagnetización. Es de considerar, también, que presenta un mismo rendimiento energético tanto en magnetización como en desmagnetización [?]. Cada devanado de fase está en serie entre dos interruptores, por lo que, en caso de cortocircuito, la inductancia del devanado limita el ratio de subida de corriente, proporcionando tiempo al sistema para aislar el fallo [? ?].

Debido a sus características (ver tabla ??), es la topología más aceptada para el convertidor de SRM y una de las que más se están desarrollando para aplicación de EV [? ?], así como para otras aplicaciones [? ? ?].

- Puente en H: dentro de las topologías en puente destaca también la de puente en H (ver figura ??), con $4q$ interruptores, ya que mantiene las mismas ventajas que la asimétrica y mejora aspectos como las pérdidas de conducción en *freewheeling* y desmagnetización al reemplazar los diodos por interruptores [? ?]. Además, proporciona una mayor flexibilidad de control operando como motor y generador, así como una mejor tolerancia a fallos [?]. Sin embargo, sufre de una gran infrautilización de los dispositivos, y de un coste adicional por los circuitos extra de excitación al hacer uso de más interruptores (ver tabla ??).
- Fase compartida: esta topología permite a dos fases compartir una misma topología asimétrica (ver figura ??). Al emplear éste los tiristores para conducir la corriente por el devanado de fase deseado, sin participar activamente en el control, se considera que solamente usa q interruptores [?]. Por lo tanto, agrupando los devanados alternos se asegura un control independiente de fases [?], permitiendo, a su vez, operar en *freewheeling*. Aun así, es una topología con una muy baja tolerancia a fallos y con pérdidas más elevadas (ver tabla ??). Existen versiones mejoradas sin tiristores y con mayor tolerancia a fallos [? ?], también con puentes en H asimétricos, pero sin llegar a la flexibilidad de control de la asimétrica clásica.

Tabla 4.2: Ventajas y desventajas de topologías de convertidor SRM en puente.

	Ventajas	Desventajas
Asimétrico	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Gran flexibilidad al poder controlar de forma independiente los interruptores superior e inferior. ✓ Todas las fases pueden controlarse de forma independiente, lo que facilita la operación a grandes velocidades cuando se requiere de solapamiento. ✓ Mismo rendimiento en magnetización y desmagnetización. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Cantidad de semiconductores de potencia por fase. ✗ A altas velocidades la tensión de desmagnetización se es insuficiente. ✗ La necesidad de una capacidad en la fuente de tensión para aportar la potencia demandada. ✗ La desmagnetización durante la operación como generador puede conllevar significantes pérdidas en los diodos volantes, debido a una alta corriente de operación.
Fase Compartida	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Requiere sólo de un interruptor de potencia, un tiristor y un diodo por devanado de fase. ✓ Mayor uso de los semiconductores de potencia y diodos en comparación con la asimétrica. ✓ Capaz de suministrar una tensión de salida positiva, negativa o nula, aportando mayor flexibilidad en control de corriente. ✓ Control independiente de la corriente de fase. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ El tiristor está permanentemente conduciendo, causando pérdidas significativas en aplicaciones de potencia. ✗ Los drivers de los tiristores aumentan los costes y complejidad del sistema. ✗ No es posible el solapamiento de corriente entre devanados de fase con el mismo medio puente en H. ✗ Baja tolerancia a fallos.
Interruptor Compartido	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Requiere un número reducido de componentes electrónicos de potencia. ✓ Control independiente de la corriente de fase. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Las fases con interruptores compartidos no pueden funcionar de forma simultanea, limitando el control del sistema. ✗ Baja tolerancia a fallos.
Puente en H	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Proporciona la máxima flexibilidad operando como motor y generador. ✓ Ofrece una eficiencia operacional mejorada durante el freewheeling y la desmagnetización. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Infrautilización de los interruptores de potencia. ✗ Coste adicional por los circuitos extra de los gate drive al usar más interruptores.

- Interruptor compartido: esta topología, conocida también como convertidor Miller [? ?], es una variante de la topología asimétrica donde más de una fase comparte el mismo interruptor y diodo. La versión general donde todas las fases comparten el mismo interruptor (ver figura ??) es una topología de $q+1$ interruptores [? ?]. Aun pudiendo actuar en *freewheeling*, la dependencia de todas las fases hacia el interruptor compartido condiciona la libertad de operación, y supone un factor negativo en la tolerancia a fallos.

Existen, a su vez, otras versiones del convertidor Miller. Como, por ejemplo, en la que se comparte un solo interruptor por cada dos fases (ver figura ??) [? ?], convirtiéndose en una topología de $1.5q$ interruptores. De esta forma se mejoran características como la libertad de control de fases (emparejando las no adyacentes) y la tolerancia a fallos. Aun así, sigue siendo

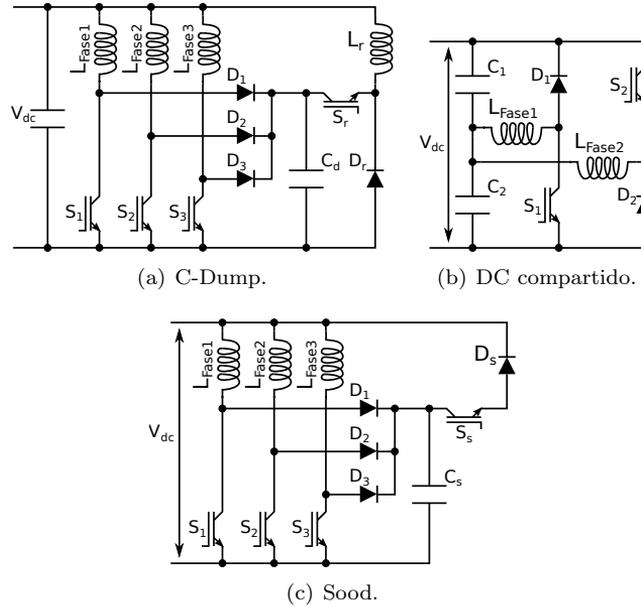


Figura 4.17: Topologías capacitivas para convertidor de SRM.

una topología limitada que restringe su uso a máquinas de número par de fases (ver tabla ??).

4.4.3 Topologías de convertidor capacitivas

Como su nombre indica, estas topologías se caracterizan por incorporar condensadores al esquema eléctrico. Por lo general, emplean los condensadores extra en facilitar el *freewheeling* a través de una nueva rama eléctrica, cargando y descargando las capacidades al desmagnetizar las fases. Sin embargo, pueden llegar también a sustituir por completo el bus DC tradicional. A continuación, se describen las cuatro topologías consideradas en la figura ??: *C-Dump*, DC compartido, *sood* y *buck-boost*.

- C-Dump: la figura ?? muestra esta topología capacitiva, presentando únicamente $q+1$ interruptores. La principal ventaja de la estructura planteada es que el circuito de *freewheeling*/desmagnetización compuesto, en este caso, por un circuito reductor, es compartido por todas las fases. Ésto se traduce en un mínimo número de interruptores para conseguir un control de fases

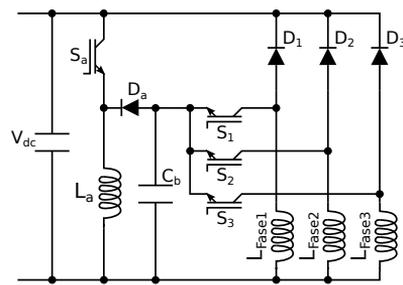
independiente [? ?], y posibilita un control solapado de fases (necesario a altas velocidades). Es una de las topologías más aceptadas y sobre la que más se está investigando en prototipos experimentales [? ? ? ?] considerando sus costes, controlabilidad y densidad de potencia (ver tabla ??).

- DC compartido: esta topología (ver figura ??), también conocida como convertidor Oulton [?], reemplaza el bus DC por dos condensadores conectados en serie [?]. Usa solamente q interruptores, ya que no es capaz de funcionar en modo *freewheeling*.
- Sood: esta topología (ver figura ??) no cumple el requisito adicional de incorporar un bus DC. Sin embargo, se hace una excepción al reemplazar el bus DC añadiendo un condensador *boost* al sistema, de forma similar al de la topología C-Dump aunque sin lograr las mismas características. Éste emplea $q+1$ interruptores y puede operar en *freewheeling*. Además, puede magnetizar los devanados de fase de dos formas: desde la fuente de tensión o desde el condensador *boost* [?]. Asimismo, existen estudios en torno a topologías *sood* modulares con puentes asimétricos para aplicaciones de EV [?], aunque éstas añaden complejidad al sistema. En resumen, se puede decir que esta topología posee una reducida tolerancia a fallos y muestra grandes pérdidas en aplicaciones de elevada potencia (ver tabla ??).
- *Buck-boost*: estas topologías (ver figura ??) ofrecen, gracias al circuito elevador, una mayor flexibilidad de control al separar la tensión de magnetización y desmagnetización suministrada por la fuente de tensión [? ?]. La topología de la figura ?? usa solamente $q+1$ interruptores sin ofrecer la posibilidad de *freewheeling*. Mientras que la topología de la figura ??, al disponer de una estructura asimétrica, permite un modo de *freewheeling* [?] con $2q+1$ interruptores. Existen trabajos que investigan en torno a topologías *buck-boost* bidireccionales para aplicaciones de EV [? ? ?], simplemente *boost* con estructura asimétrica [?] o estructura *boost* específica para aplicación de generador [?]. Dicho lo cual, la circuitería extra añade complejidad al sistema y baja notablemente la tolerancia a fallos (ver tabla ??).

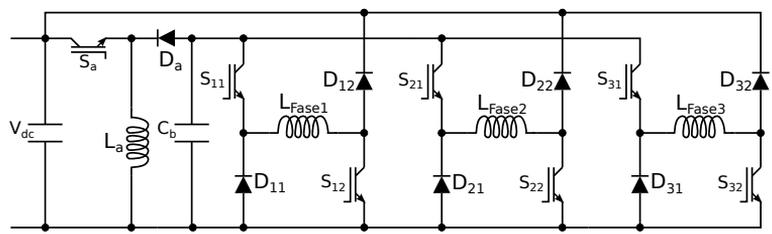
4.4.4 Síntesis de las topologías de convertidor SRM

Los factores de coste, robustez y tolerancia a fallos están estrechamente interrelacionados entre sí y son proporcionales a la complejidad estructural del sistema. Es por ésto que el número de componentes empleados, en la etapa de conversión de potencia, se convierte en un factor decisivo [? ?].

En la tabla ?? se muestra un resumen dependiente del número de interruptores



(a) *Buck-Boost.*



(b) *Asimétrico con buck-boost.*

Figura 4.18: Topologías *buck-boost* para convertidor de SRM.

Tabla 4.3: Ventajas y desventajas de topologías de convertidor SRM capacitivas.

	Ventajas	Desventajas
C-Dump	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Permite un control de fases independiente con un número mínimo de interruptores. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ La tensión de desmagnetización está limitada por la diferencia entre la tensión del C-dump y la de la fuente de tensión. ✗ Pérdidas adicionales en el circuito de freewheeling/desmagnetización. ✗ Los fallos en el sistema de carga/descarga del C-dump son catastróficos.
Sood	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Bajo número de componentes usados. ✓ Sus cuatro posibles modos de funcionamiento le confieren un control del motor más libre. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Para implementar los cuatro modos de funcionamiento, requiere un control muy complejo. ✗ Pérdidas adicionales en el circuito de regeneración.
DC compartido	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Permite usar un solo interruptor por fase, sin tener que añadir componentes externos pasivos al sistema, y proporcionando aun así un control y eficiencia significativos. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Se requiere equilibrar el bus DC y las capacidades asociadas a las fases, lo que supone pérdidas adicionales independientemente del control. ✗ Sólo la mitad de la tensión de alimentación es aplicada en los devanados de fase durante la magnetización y desmagnetización. ✗ Requiere un número par de fases. ✗ Menor tolerancia a fallos, pues un fallo en una fase afecta al balance de su fase pareja.
Buck-Boost	<ul style="list-style-type: none"> ✓ La tensión de entrada es mayor que la de la fuente de alimentación, lo que permite una más rápida magnetización del devanado de fase. ✓ Cada fase puede controlarse de forma independiente, aun habiendo un sólo interruptor por fase de máquina. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Gran complejidad de circuito. ✗ Se requiere un rating mayor de tensión en los interruptores de potencia.

Tabla 4.4: Clasificación de topologías de convertidor de SRM por número de interruptores, y cantidad de componentes.

	S	D	Bus	C	L	R	Th
DC Compartido	q	q^1	X	q	-	-	-
Fase Compartida	q	q	✓	-	-	-	q
C-Dump	$q+1$	$q+1$	✓	1	1	-	-
Interruptor Compartido	$q+1$	$q+1$	✓	-	-	-	-
<i>Sood</i>	$q+1$	$q+1$	X	1	-	-	-
<i>buck-boost</i>	$q+1$	$q+1$	✓	1	1	-	-
Interruptor Compartido por dos fases	$q+1$	$q+1$	✓	-	-	-	-
Asimétrico	$2q$	$2q$	✓	-	-	-	-
<i>buck-boost</i> +Asimétrica	$2q+1$	$2q+1$	✓	1	1	-	-

¹ q es número de fases de la máquina.

por fase de la máquina, junto a información útil de cantidad de componentes adicionales (diodos (D), necesidad de un bus DC (BUS), condensadores (C), inductancias (L), resistencias (R) y tiristores (Th)). Cuantos más componentes adicionales contenga la topología, más susceptible es a que alguno pueda fallar y más compleja es su estructura. No obstante, también hay que decir que a mayor número de componentes mayor controlabilidad. Lo mismo ocurre con el número de interruptores y sus respectivos circuitos de disparo (*gate drivers*), aumentando en sobremanera el coste total del sistema y la probabilidad de fallos.

Tal y como se ha visto, cada una de las topologías de convertidor SRM tiene sus ventajas y desventajas. Sin embargo, teniendo en cuenta los severos requerimientos del sector de la automoción, las mejores opciones de topología son la C-Dump y la asimétrica.

La topología C-Dump, debido a su estructura, muestra una menor tolerancia a fallos. Sin embargo, es atractiva considerando costes en componentes y flexibilidad de control, permitiendo un control independiente de fases y pudiendo operar en *freewheeling*.

Por otro lado, la topología asimétrica posee grandes costes en componentes. Pese a esto, su controlabilidad (permitiendo el solapamiento de fases) y su tolerancia a fallos (especialmente su inherente protección frente a cortocircuitos) compensan sus desventajas. Además, puede operar en *freewheeling* y muestra un mismo rendimiento tanto en magnetización como en desmagnetización.

Por todo esto, ambas topologías son sometidas a un riguroso análisis a continuación.

4.5 Topologías asimétrica y C-Dump: análisis comparativo

Con el fin de determinar cuál es la mejor opción de topología de convertidor SRM, a continuación se realiza una profunda comparativa de la C-Dump y la asimétrica. Se va a desglosar las características de ambas, haciendo hincapié en: el funcionamiento y modos de operación, las ventajas y desventajas y las variaciones y/o mejoras estructurales que puedan realizarse en cada una. En un segundo punto, se compara el comportamiento de las topologías mediante simulación en Matlab Simulink[®]. Para finalizar, se presenta un estudio de mercado comparando los productos de los principales fabricantes de semiconductores, así como la adaptabilidad de éstos con ambas topologías.

4.5.1 Características técnicas de las topologías asimétrica y C-Dump

Las topologías asimétrica y C-Dump gozan de una alta controlabilidad al poder manejar, de forma independiente, cada devanado de fase. Por otro lado, una de las mayores desventajas de la SRM es que, a altas velocidades, los devanados de fase no tienen tiempo de magnetizarse completamente (ver figura ??) y la corriente no es suficiente para producir el par necesario, del mismo modo que la desmagnetización no se produce lo suficientemente rápida, dando lugar a par negativo [? ?]. Al permitirse un control individual de fases durante el solapamiento de fases [? ?], es decir, al poder magnetizar una fase antes de desmagnetizar completamente la anterior, se suple, en parte, este problema.

Esta característica ha sido una de las claves a la hora de elegir las topologías asimétrica y C-Dump como las más aptas para la aplicación de EV. A continuación, se describen más detalladamente las características de ambas topologías.

4.5.1.1 Topología asimétrica

La topología de convertidor asimétrica tiene tres modos de operación [? ? ?]: magnetización, *freewheeling* y desmagnetización (ver figura ??). Cuando los interruptores S_1 y S_2 se cierran, la corriente de fase comienza a crecer y ocurre la magnetización del devanado (ver figura ??). Una vez alcanzada la corriente deseada, se abre el interruptor S_1 , haciendo que la tensión del devanado sea cero y dando paso al proceso de *freewheeling* (ver figura ??), mientras la corriente decrece lentamente a través de D_1 y S_2 . En caso de emplearse un control de corriente mediante histéresis, la magnetización y el *freewheeling* se relevan para mantener la corriente dentro de los niveles establecidos, pudiendo reducirse, así,

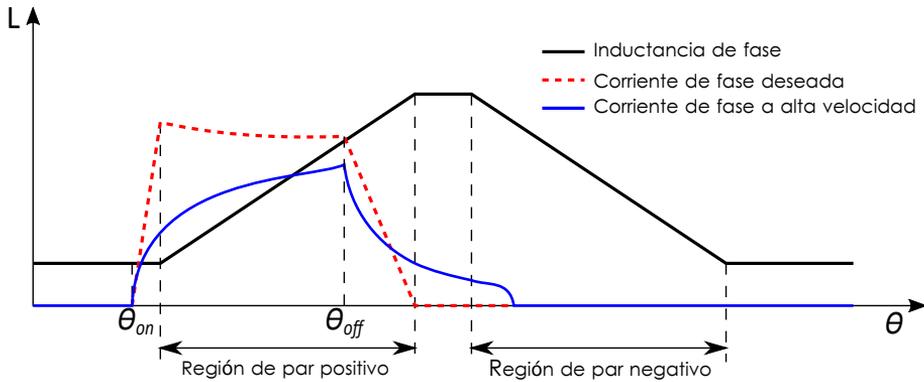


Figura 4.19: Evolución de la corriente de fase a altas velocidades.

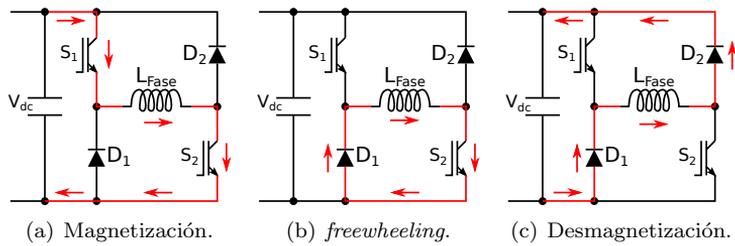


Figura 4.20: Modos de operación de la topología asimétrica.

la frecuencia de conmutación y las consiguientes pérdidas [?]. Por último, la desmagnetización del devanado (ver figura ??) se realiza abriendo los interruptores S_1 y S_2 , dando comienzo a la disminución de la corriente de fase. En la tabla ?? puede verse los estados de los interruptores S_1 y S_2 para cada modo de operación.

Con esta topología, la SRM puede controlarse tanto en modo corriente como en modo tensión, aunque, por lo general, se ejerce un control de corriente, ya que esto permite controlar directamente la dinámica de la generación de par [? ?]. Gracias a la independencia de control entre fases y a la estructura modular el sistema es capaz, en el caso de que un interruptor fallase, de seguir funcionando a un nivel inferior de potencia. Ésto se traduce en una tolerancia a fallos intrínseca.

La principal desventaja de la topología es el alto número de interruptores que requiere por fase de devanado, aumentando los costes totales del sistema [? ?]. Asimismo, siempre hay dos dispositivos en serie con el devanado y conduciendo

Tabla 4.5: Estado de los interruptores en la topología de convertidor asimétrica.

	Magnetización	<i>Freewheeling</i>	Desmagnetización
S_1	1	0	0
S_2	1	1	0

corriente, lo que incrementa las pérdidas de conducción y la necesidad de un mayor disipador para evacuar el calor [?]. A su vez, el bus DC debe ser lo suficientemente grande como para filtrar el rizado de tensión, atenuando el estrés sufrido por los elementos conmutadores [?]. En [?] se presenta un diseño en anillo con puentes asimétricos para un convertidor de seis fases, reduciendo el número de componentes a la mitad y mejorando la eficiencia con respecto a la topología clásica. Sin embargo, reduce notablemente la tolerancia a fallos y complica el control del sistema.

Como se ha mencionado con anterioridad, a altas velocidades es necesaria una magnetización solapada de fases adyacentes para contrarrestar el no poder alcanzar las corrientes de fase ideales. Una alternativa al solapamiento es la modificación de la topología para aumentar, en parte, las tensiones de magnetización y desmagnetización. Por ejemplo, usando la energía almacenada en un devanado para aumentar la tensión del bus DC, y aprovechar esa mayor tensión para acelerar la magnetización del siguiente devanado [? ? ? ?]. A este respecto, como desventajas pueden citarse un mayor estrés de los elementos al tener que soportar tensiones más altas, un control más complejo y menos flexible y una menor tolerancia a fallos.

4.5.1.2 Topología C-Dump

Esta arquitectura tiene también tres modos de operación [? ? ?]: magnetización, *freewheeling* y desmagnetización (ver figura ??). Sin embargo, a diferencia del asimétrico, las operaciones de *freewheeling* y de desmagnetización se dividen, a su vez, en dos pasos:

- Transferir primero la energía almacenada en el devanado hacia el condensador de descarga C_d .
- Redireccionar esa energía de vuelta al devanado en *freewheeling* o transferirla a la fuente para desmagnetizar la fase.

En esta topología, la magnetización del devanado comienza cuando el interruptor S_1 se cierra (ver figura ??) y la corriente de fase comienza a crecer. Una vez alcanzada la corriente deseada, comienza el proceso de *freewheeling*; abriendo el

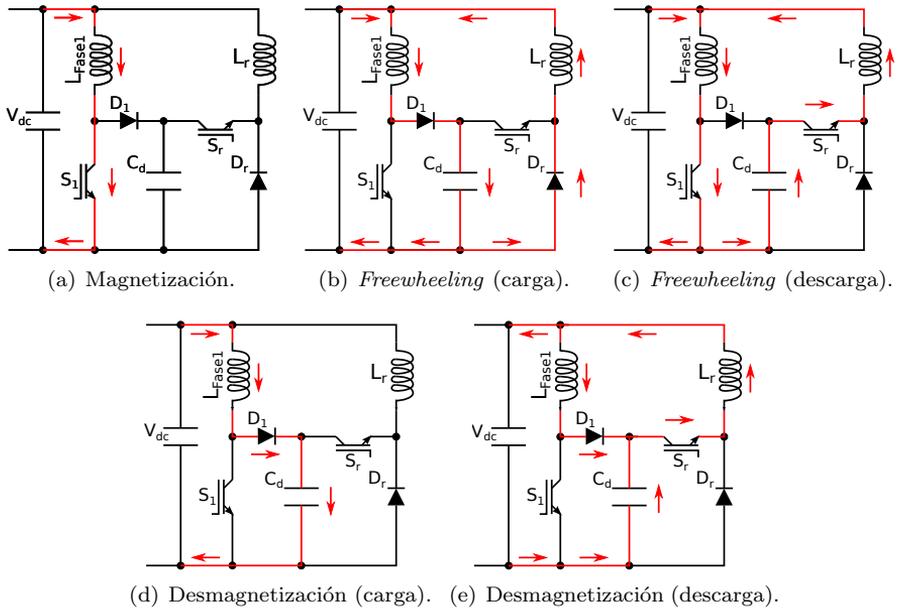


Figura 4.21: Modos de operación de la topología C-Dump.

interruptor S_1 y cargando C_d (ver figura ??), hasta que su tensión sube a $2V_{dc}$ (si los devanados de fase tienen suficiente energía almacenada) [? ?]. Posteriormente, el condensador se descarga al cerrar los interruptores S_1 y S_r (ver figura ??) y encauzar la energía en *freewheeling* de nuevo hacia el devanado. La desmagnetización del devanado se realiza de forma similar, abriendo el interruptor S_1 y cargando C_d (ver figura ??), hasta que su tensión sube a $2V_{dc}$ [? ?] y, posteriormente, descargando el condensador C_d al cerrar únicamente el interruptor S_r (ver figura ??) para regenerar la energía hacia la fuente. En la tabla ?? pueden verse los estados de los interruptores S_1 y S_r para cada modo de operación.

El circuito de *freewheeling* y desmagnetización, compuesto por C_d , S_r , D_r y L_r , se asemeja al de un convertidor Buck, obteniéndose una tensión de entrada controlable superior a la tensión de salida.

La principal desventaja de esta topología es que la tensión negativa sobre el devanado está limitada por la diferencia entre la tensión de el condensador C-Dump y la de la fuente de alimentación (siempre igual o inferior a V_{dc}). Ésto disminuye la velocidad de desmagnetización [?]. Asimismo, el circuito de regeneración de energía supone la existencia de más pérdidas que se traducen en una disminución

Tabla 4.6: Estado de los interruptores en la topología de convertidor C-Dump

	Magnetización	<i>Freewheeling</i>		Desmagnetización	
		Carga	Descarga	Carga	Descarga
S_1	1	0	1	0	0
S_r	0	0	1	0	1

de la eficiencia del sistema [?].

Ambos procesos, *freewheeling* y desmagnetización, comparten el primer paso (ver figura ?? y figura ??) al cargar el condensador C_d pero difieren en qué hacer con esa energía al descargarla (ver figura ?? y figura ??). Debido a esto, el control de esta topología es más complicado y problemático que el de la asimétrica. Si se pretende usar una magnetización solapada de fases adyacentes para dar solución al problema de necesitar una rápida magnetización y desmagnetización a altas velocidades, el control de esta topología se complica de forma notable al compartir todas las fases el mismo circuito reductor [?]. Asimismo, el caso de descontrolarse el sistema de carga/descarga del condensador C-Dump, los resultados pueden ser catastróficos.

Además, al actuar el interruptor S_r del circuito reductor (ver figura ??) en los procesos de *freewheeling* y desmagnetización de cada fase, éste debe soportar una frecuencia de conmutación mucho más alta y un rango de tensión mínima de $2V_{dc}$. Ésto supone sufrir un estrés térmico mucho mayor que los demás interruptores, convirtiéndolo en un punto de alto riesgo de fallos y disminuyendo la tolerancia a fallos de todo el sistema.

Algunas de estas desventajas se pueden solventar o paliar modificando parte de la topología. Por un lado, es posible cambiar de posición la inductancia del circuito reductor para poder disminuir los tamaños de L_r y C_d [?], lo que, por otro lado, reduce la tensión de C-Dump, afectando negativamente a la velocidad de desmagnetización. Por otro lado, es posible poner un diodo que impida a la corriente volver hacia la fuente de energía, pudiendo prescindir de la inductancia L_r y abaratando los costes. Ante esta última opción, el sistema no regenera energía hacia la fuente y ésta queda avocada a usarse para magnetizar la siguiente fase [?].

Otra opción es la de situar el condensador C-Dump en serie con la fuente de energía [?] para, así, poder usar una tensión de magnetización y desmagnetización más grande. Asimismo, se puede ir un paso más allá y añadir un sistema de C-Dump en serie con la fuente de energía en una topología asimétrica [?]. Sin embargo, todas estas topologías agravan las mismas desventajas: complicación del control del sistema, una menor tolerancia a fallos y las desventajas derivadas

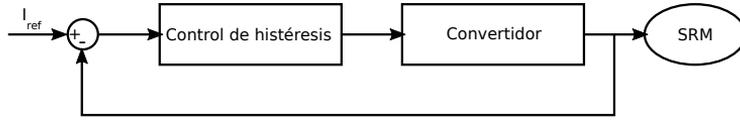


Figura 4.22: Diagrama de bloques del control de histéresis de la SRM.

de añadir un condensador extra al sistema.

4.5.2 Topologías asimétrica y C-Dump: resultados de simulación

Con el propósito de analizar el comportamiento y la dificultad de controlar ambas topologías de convertidor de SRM, se han desarrollado dos modelos de simulación mediante Matlab Simulink[®]. En la figura ?? puede verse el esquema general de control que se ha seguido en ambos casos, basado en un control de corriente por histéresis (establecida en un $\pm 5\%$ de I_{ref}) con referencia constante y sin ningún algoritmo de control de mejora del comportamiento. Esta simplicidad se debe a que lo que se pretende analizar es el comportamiento en régimen permanente, a condiciones iguales, y no la reacción ante perturbaciones.

Asimismo, se ha simulado en una máquina real, para lo que se han incorporado los parámetros que la caracterizan al modelo. Las especificaciones de la máquina pueden verse en la tabla ?. Se trata de una máquina de tres fases y con una relación de 12/8 polos.

Los modelos de simulación están formados por bloques que componen las diferentes partes del sistema: fuente de energía, convertidor, SRM, perfil de carga, control y lectura de datos. Ambos modelos son idénticos exceptuando los bloques de control y convertidor. El control de corriente mediante histéresis es idéntico, pero difiere en la estrategia de conmutación de los interruptores. El bloque del convertidor está especialmente diseñado para emular la topología del convertidor específica en cada caso. En el caso de la topología C-Dump, se han seguido las indicaciones de diseño de [?] para calcular los valores de C_d y L_r del circuito reductor.

En la figura ?? pueden verse las formas de onda de la corriente de una fase para medio período eléctrico. En magnetización se ve un comportamiento casi idéntico en ambas topologías de convertidor hasta que alcanzan los 200 A de referencia, donde la corriente del C-Dump continúa creciendo hasta sobrepasar con creces los 200 A. Esto es debido a que, habiéndose abierto el interruptor de fase, la fase adyacente puede estar aún desmagnetizándose o el condensador C_D

Tabla 4.7: Especificaciones de la SRM usada en simulación.

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidades
Velocidad nominal	ω_N	3300	rpm
Potencia nominal	P_N	52	kW
Tensión nominal	V_N	300	V
Corriente pico	i_{peak}	380	A
Corriente RMS	i_{RMS}	219	A
Par nominal	T_N	152	Nm
Rizado de par	T_{rf}	63	Nm
Resistencia de fase	R_{fase}	81.3	m Ω
Diámetro exterior del rotor	D_{rot}	320	mm
Diámetro exterior del estátor	D_{stat}	518.2	mm
Longitud axial	l_{em}	109	mm
Masa activa	M_{ac}	85.7	kg
N.º de fases	p	3	-
N.º de polos en estátor	N_s	12	-
N.º de polos en rotor	N_r	8	-

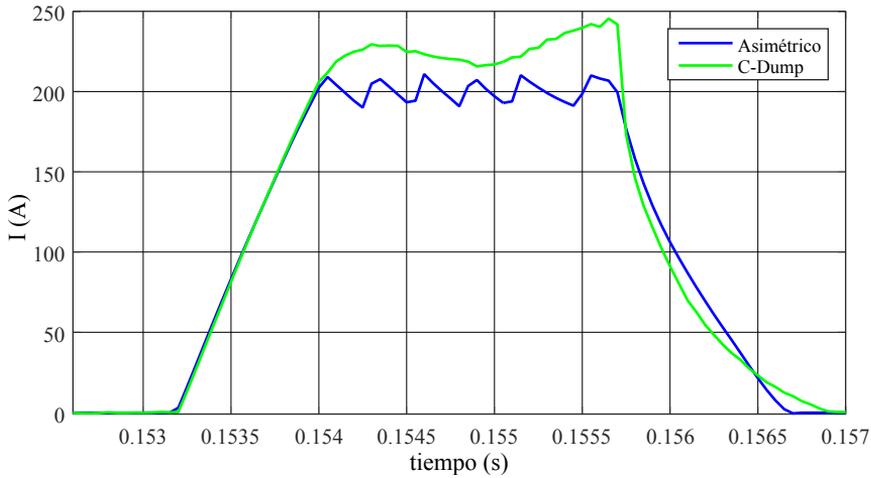
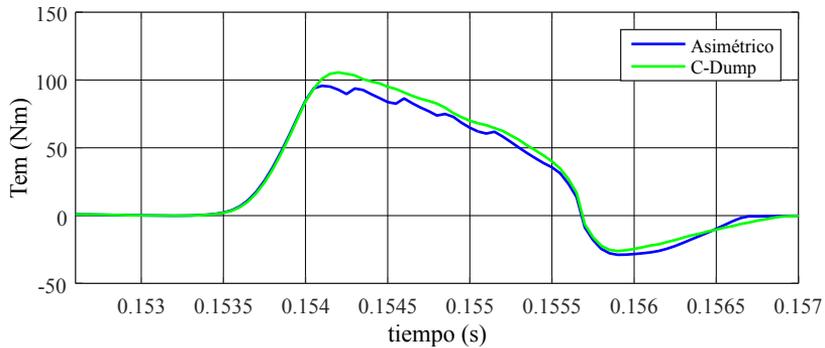
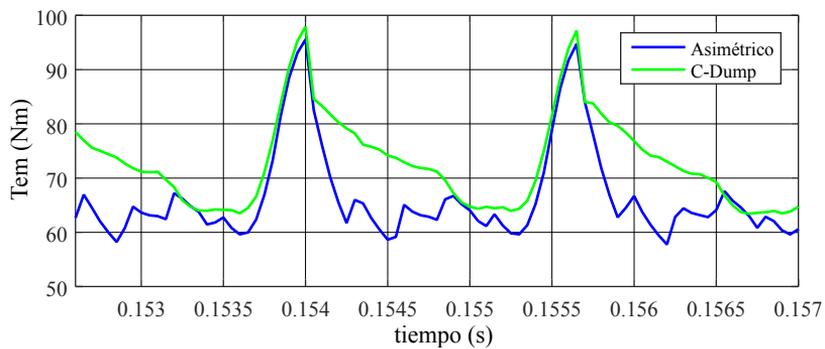


Figura 4.23: Corriente de fase de un ensayo a 200 A y 1500 rpm.



(a) Par electromagnético de la fase a.



(b) Par electromagnético total.

Figura 4.24: Par electromagnético de un ensayo a 200 A y 1500 rpm.

descargándose y, al ser el circuito de *freewheeling*/desmagnetización común, las corrientes se acoplan entre fases.

Respecto al modo *freewheeling*, el asimétrico trabaja con un rizado alineado a los 200 A de referencia. Por el contrario, el C-Dump tiene una dinámica completamente diferente. El C-Dump no tiene un rizado de *freewheeling* tan claro, aunque al estudiar su comportamiento mediante las señales de conmutación sí que se observa un intercambio de corriente entre el devanado de fase y el condensador C_D , realizando una operación de *freewheeling*.

Antes de la desmagnetización, en el caso del C-Dump se observa un aumento de la corriente debida a la magnetización de la siguiente fase adyacente. El C-Dump comienza a desmagnetizarse más rápido que el asimétrico. No obstante, debido

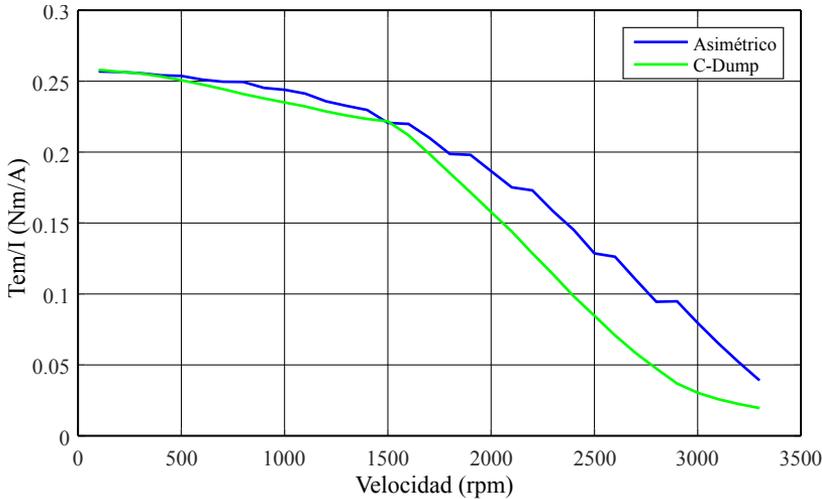


Figura 4.25: Barrido en velocidad a 200 A del par electromagnético por amperio.

a que la tensión de C_D disminuye según éste se descarga, finaliza más tarde. El asimétrico, en cambio, se desmagnetiza de forma constante desde un principio.

En la SRM una mayor corriente implica un mayor par electromagnético para una misma velocidad (ver figura ??). Si se analiza el par generado por una sola fase (ver figura ??), se observa que una vez el devanado está magnetizado el C-Dump produce un pico de par electromagnético mayor que el asimétrico pero, a su vez, tarda más en desmagnetizar el devanado produciendo también par negativo durante más tiempo. Aun así, puede observarse (ver figura ??) que debido a la mayor corriente del C-Dump, éste produce más par electromagnético total que el asimétrico.

La figura ?? muestra una comparación del ratio de par electromagnético por amperio entre las dos topologías de convertidos a diferentes velocidades [?], concretamente, el par medio por corriente RMS en un período. Al producir el C-Dump un mayor par electromagnético se puede pensar que presentará un mejor ratio que el asimétrico; sin embargo, no ocurre así. Ambos tienen un ratio parecido a bajas revoluciones pero, según aumenta la velocidad, las curvas divergen más, mostrando el asimétrico un mejor ratio en todo momento.

Este hecho se traduce en que la topología asimétrica, aun ofreciendo una corriente menor y, por tanto, generando un par menor, hace un uso más eficiente de la energía empleada para generar par. Sin embargo, presenta un rizado de par

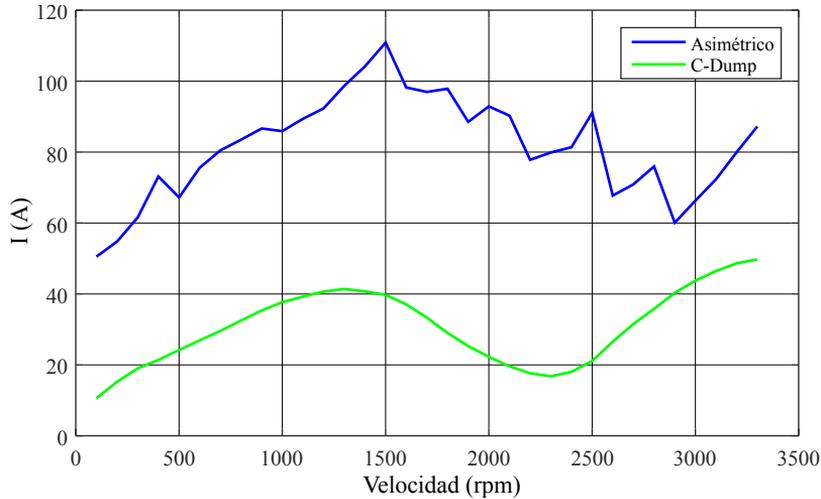


Figura 4.26: Barrido en velocidad a 200 A de la corriente RMS de bus.

ligeramente superior al del C-Dump.

Por último, se ha analizado el rizado de corriente en el bus DC midiendo la corriente RMS a diferentes velocidades. La magnitud del rizado de corriente es proporcional a la corriente de referencia en la simulación, pero se ha visto que los resultados comparativos y las conclusiones no difieren dependiendo de la referencia, por lo que en la figura ?? se muestran los resultados con una referencia de 200 A.

Las simulaciones demuestran una gran diferencia entre la topología de convertidor asimétrica y la C-Dump, con una media de un 150 % más de rizado en el caso del asimétrico. El pico de rizado en el asimétrico se sitúa alrededor de los 1500 rpm con unos 110 A_{rms} , y decrece a partir de dicha velocidad mostrando picos menos significativos. En el caso del C-Dump, éste tiene un pico de rizado alrededor de los 1300 rpm con unos 42 A_{rms} y decrece hasta unos 18 A_{rms} alrededor de los 2300 rpm. A partir de ese punto de velocidad, el rizado del C-Dump vuelve a crecer otra vez hasta superar máximo producido a los 1300 rpm, aunque en ningún momento es comparable al producido por el asimétrico.

Esta diferencia tan marcada se debe a que los elementos resonantes del circuito reductor en la topología de convertidor C-Dump minimizan la carga de corriente que el bus DC debe soportar. El condensador C_D que está en paralelo al bus DC amortigua el rizado y la inductancia L_r actúa también de filtro. Esto implica

una reducción considerable en el dimensionado del bus DC, lo que ahorra costes y espacio en el convertidor. Sin embargo, se debe tener en cuenta que el rizado de corriente y picos de tensión no desaparecen, sino que se trasladan a estos elementos en mayor o menor medida, los cuales deben dimensionarse y estimar costes y espacio, por lo que la mejora no es sustancial.

Por otro lado, los resultados demuestran la importancia del requerimiento de un bus DC en la topología de convertidor para tecnología de SRM. Tal y como se ha comentado en la sección ??, las fases de la máquina deben ser capaces de aportar la potencia máxima requerida de forma individual, derivando ésto en una necesidad de corrientes. Estas altas corrientes se ven reflejadas en el condensador del bus DC como grandes picos, estresando el componente y acelerando su degradación.

4.5.3 Análisis de soluciones tecnológicas comerciales para los convertidores SRM

Esta sección tiene como objetivo mostrar las soluciones tecnológicas actuales para construir los convertidores estudiados [? ? ?]. Con respecto a la elección de los semiconductores que componen el convertidor es necesario decantarse por alguna de estas dos opciones: componentes discretos o módulos de potencia. Optar por los componentes discretos permite una gran flexibilidad de diseño y construcción, ya que pueden elegirse entre una gran variedad existente en el mercado.

Por otro lado, el uso de componentes discretos tiene, a su vez, varias desventajas. Por lo general, no suelen tener prestaciones tan altas como sus homónimos en módulos de potencia, como niveles de corriente y/o tensión soportadas. Para contrarrestar esto, pueden serializarse o paralelizarse componentes, lo cual deriva en problemas de efectos parásitos no contemplados y difícilmente parametrizables.

Desarrollar topologías de convertidor de potencia con componentes discretos requiere de una gran inversión en diseño de pistas conductoras, posición de los semiconductores y demás componentes, conexiones y un largo etcétera. Si no se tienen en cuenta todas las variables pueden darse, como en la paralelización de semiconductores, grandes descompensaciones en las inductancias parásitas entre ramas [?], afectando gravemente en el balance de corrientes y alentando la aparición de picos de corriente no deseados.

Por otra parte, la diferencia en el comportamiento térmico es también importante y debe tenerse en cuenta. El diseño estructural, la elección de materiales o el posicionamiento de los semiconductores y demás componentes discretos afecta en la generación de pérdidas y su evacuación en forma de calor. La mala optimización de estos parámetros puede suponer una resistencia térmica (R_{th}) elevada. Sin el

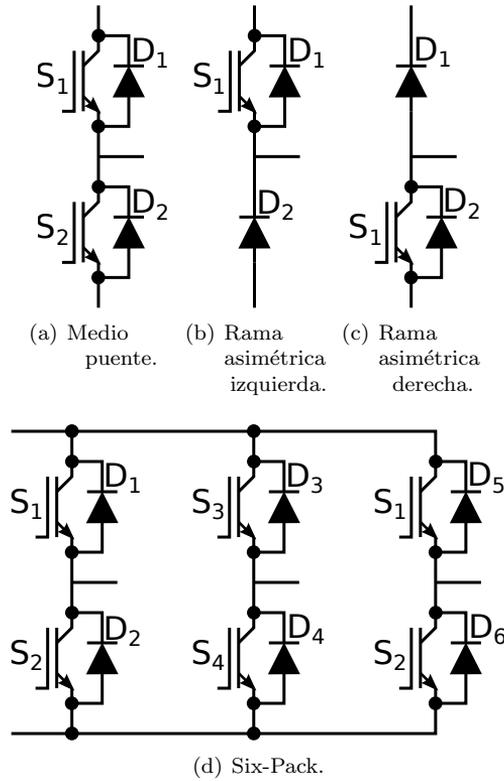


Figura 4.27: Módulos de potencia comerciales para topologías SRM.

sistema de refrigeración adecuado, se puede producir un incremento de la temperatura de unión de los dispositivos y, por consiguiente, el deterioro o, incluso, la ruptura del convertidor de potencia.

Sin embargo, en el caso de los módulos de potencia, los fabricantes aportan un diseño optimizado de tal forma que el comportamiento térmico garantice el correcto funcionamiento de los semiconductores. Así como los factores más relevantes cuantificados: las inductancias parásitas, la R_{th} , etc.

Por todo esto, el estudio realizado a continuación, se ha centrado en los módulos de potencia presentes en el mercado actual. Debido a la arquitectura de interruptores y diodos que presentan las dos topologías analizadas, este estudio se ha enfocado únicamente a los módulos de potencia que tengan una de las cua-

Tabla 4.8: Utilización de los dispositivos interiores de los módulos respecto a las topologías estudiadas.

	Medio Puente		Rama Asim. Derecha		Rama Asim. Izquierda		Six-Pack	
	Q	D	Q	D	Q	D	Q	D
	Asimétrica	50 %	50 %	100 %	50 %	100 %	50 %	50 %
C-Dump	50 %	50 %	100 %	50 %	-	-	50 %	50 %

tro estructuras de la figura ??: medio puente, rama asimétrica derecha, rama asimétrica izquierda y *Six-Pack*.

La topología asimétrica es compatible con las cuatro estructuras (ver tabla ??), mientras que la topología C-Dump es compatible con solo tres de las estructuras, ya que el puente asimétrico izquierdo no se adecuaba a éste.

Si se busca el mínimo de inductancias parásitas y espacio, el módulo más adecuado (en el caso de emplearse una máquina con fases múltiplo de tres) es el Six-Pack en ambas topologías. Ello se debe a que reúne un número alto de dispositivos en un mismo módulo, presumiblemente optimizado, necesitándose para una máquina de tres fases un único módulo en el caso del C-Dump y dos para el asimétrico. Por detrás están las ramas asimétricas, en el caso del asimétrico se debe emplear dos (izquierda y derecha) para cada rama, y una sola (derecha) para el C-Dump. Esta opción hace un mejor uso de los interruptores en ambas topologías, pero hace necesario un número mayor de módulos. El módulo de medio puente puede usarse como rama asimétrica haciendo un menor uso de sus interruptores, siendo la opción menos óptima.

Debido a la gran cantidad de módulos de potencia que hay disponibles en el mercado con diversos rangos de tensión y corriente, y considerando las especificaciones de una SRM para el EV, se han descartado para el estudio todos aquellos por debajo de 600 V y 400 A. Ni los MOSFET de *Si* y *SiC* logran alcanzar los 400 A, por lo que han quedado fuera del estudio centrándose solo en dispositivos IGBT.

En este sentido, en la tabla ?? se muestra un resumen de las características de las cuatro estructuras de módulos de potencia que los principales fabricantes comercializan. Las características que se muestran son las más significativas para una aplicación de potencia como es el EV. En V_{ces} se muestran las tensiones estándares en las que los fabricantes ofrecen los módulos de cada estructura, mientras que el caso de I_c se expone la horquilla de corrientes máximas que muestran los diferentes módulos. A su vez, se muestra el rango de resistencia

Tabla 4.9: Módulos de potencia comerciales [?].

	Fuji Electric	Infineon	Semikron	IXYS	Microsemi	Global Power	Micross	Mitsubishi
Vces (V)	600-1200-1700	600-650-1200-1700-3300	600-650-1200-1700	650-1200	600-650-1200	650-1200	600-1200	600-650-1200-1700
	400-1400	400-1400	379-853	450-640	400-600	450-600	400-600	400-1400
Rthjc (K/W)	0.076-0.0195	0.12-0.0195	0.12-0.037	0.085-0.06	0.165-0.087	0.075-0.05	0.13-0.06	0.11-0.013
Dr	0.14-0.032	0.22-0.035	0.2-0.065	0.15-0.085	0.2-0.11	0.12-0.06	0.24-0.1	0.19-0.022
Automoción	-	Si	-	-	-	-	-	-
Vces (V)	1200	600-1200-1700	600-1200-1700	1200	600-1200			
Ic (A)	900-1400	400-1400	379-704	460	400-700			
Rthjc (K/W)	0.036-0.0195	0.062-0.0195	0.12-0.049	0,05	0.12-0.05			
	0.46-0.036	0.11-0.025	0.15-0.086	0,9	0.2-0.1			
Df	0.46-0.036	0.11-0.025	0.15-0.086	0,18	0.2-0.1			
Automoc./SRM	-	Si	SRM	-	-			
Vces (V)	1200	1200-1700	600-1200-1700	1200	600-1200			
Ic (A)	900-1400	400-1400	379-704	460	400-700			
Rthjc (K/W)	0.03-0.0195	0.062-0.0195	0.12-0.049	0,05	0.12-0.05			
	0.34-0.036	0.11-0.025	0.15-0.086	0,9	0.2-0.1			
Df	0.34-0.036	0.11-0.025	0.15-0.086	0,18	0.2-0.1			
Automoción	-	Si	SRM	-	-			
Vces (V)	750-1200	600-1200-1700	600-1200-1700					
Ic (A)	450-550	400-500	374-713					
Rthjc (K/W)	0.066-0.06	0.116-0.05	0.135-0.054					
	0,1	0.165-0.084	0.243-0.057					
Automoción	Si	Si	Si					

* Corriente a temperatura de funcionamiento de 100 °C (± 20 °C dependiendo del fabricante, y excepciones en casos aislados)

Tabla 4.10: Clasificación de topologías de convertidor de SRM por número de interruptores, y cantidad de componentes.

	C-Dump	Asimétrica
Costes en interruptores	✓	✗
Controlabilidad (<i>freewheeling</i> , <i>overlap</i> , etc.)	✓	✓
Complejidad del control	✗	✓
Tolerancia a fallos	✗	✓
Conducta en mag. y demag.	✗	✓

térmica total R_{thjc} en los interruptores (Q), diodos (D_r) y diodos de *freewheeling* (D_f) de los módulos. Por último, se especifica si el fabricante ofrece módulos con grado de automoción o aplicación específica para SRM en cada una de las estructuras.

4.5.4 Resumen del análisis de topologías asimétrica y C-Dump

A modo de síntesis, se puede decir que ambas topologías poseen un control flexible permitiendo el solapamiento de fases. La C-Dump (ver tabla ??), por su parte, es una topología con posibilidades reales en aplicaciones de EV [? ? ?]. Presenta un bajo coste en semiconductores al usar únicamente $q+1$ interruptores y un bajo rizado de corriente en el bus DC, pudiendo reducir su tamaño. Por otro lado, su estructura complica el control (como muestran los resultados de simulación) y reduce la tolerancia a fallos. Además, el condensador y la inductancia extra añaden costes y espacio al sistema.

La topología asimétrica (ver tabla ??), en cambio, aun tiene un mayor número de semiconductores y un gran rizado en el bus DC, presenta una estructura simple que facilita el control independiente de fases y una capacidad de tolerancia a fallos inherente. Por todo esto, es la topología de convertidor de SRM con mayor aceptación [? ?] y proyección [? ?].

En resumen, teniendo en cuenta los exigentes requerimientos de la industria automotriz para los EVs la mejor opción es la topología asimétrica. Por todo esto, la topología asimétrica es la que se considerará en adelante en la presente tesis.

4.6 Control y modulación de la SRM

Tal y como se ha constatado en las secciones previas, el principio de operación de las SRMs es, fundamentalmente, diferente al resto de las máquinas convencionales

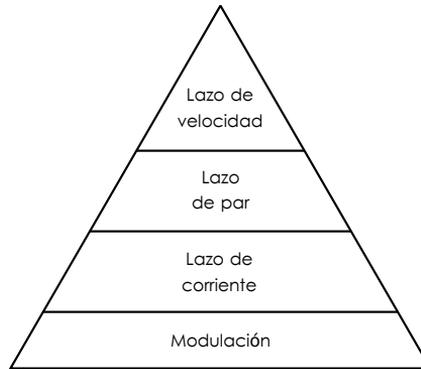


Figura 4.28: Jerarquía de control en una SRM.

(por ejemplo, la máquina de inducción o la síncrona de imanes permanentes). Debido a esto, de igual forma que se ha visto que no es posible emplear topologías de convertidor semejantes tampoco lo es usar esquemas de control análogos en los lazos de corriente y par.

Dependiendo de los requerimientos de control del sistema (rizado de par, respuesta dinámica, etc.), éstos pueden clasificarse en sistemas de bajas o altas prestaciones. Los sistemas de bajas prestaciones suelen carecer de controlador de par, no importando su rizado y agrupándose la mayoría de aplicaciones dentro de esta categoría [?]. Sin embargo, dado que este estudio está orientado a la aplicación de EV, y al tener el sector de la automoción condiciones muy estrictas, se realiza en esta sección una implementación con la perspectiva de un sistema de altas prestaciones.

El control de cualquier máquina eléctrica sigue una estructura jerárquica, en la figura ?? puede verse la jerarquía de control de una SRM. Esta estructura puede cambiar de una aplicación a otra. Sin embargo, existen dos niveles imprescindibles en un sistema de alto rendimiento: el primero compuesto por el lazo de regulación de par y el segundo la modulación.

Tal y como se ha visto hasta ahora, la corriente tiene un papel fundamental en el funcionamiento de la SRM, por lo que dentro de cualquier controlador SRM la modulación es la base del sistema. Es por esto que ambos aspectos, modulación y control de corriente, se analizan en conjunto (subsección ??). Las aplicaciones de tracción y, especialmente, la de automoción son sistemas de altas prestaciones que requieren de un severo control de par, por lo que se estudian los diferentes modos de control y técnicas de minimización del rizado de par (subsección ??). El

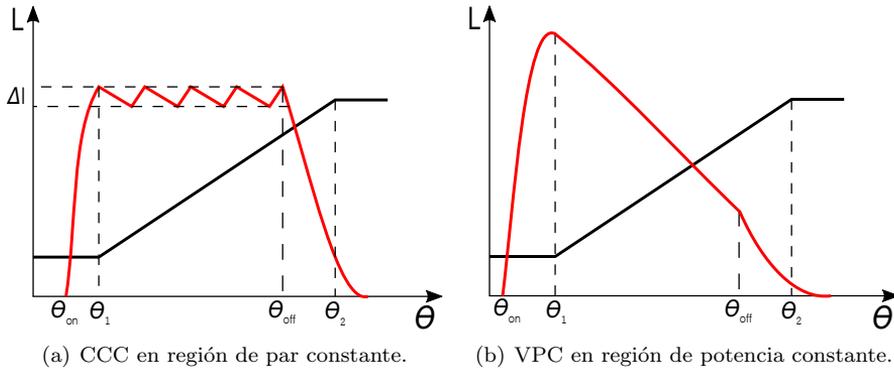


Figura 4.29: Modos de control de corriente en SRMs.

control de velocidad, por su parte, es sencillo de implementar al ser éste análogo al resto de las máquinas convencionales. En este sentido, se hace una revisión entre los diferentes tipos de controladores (subsección ??).

4.6.1 Modulaciones y controles de corriente para la SRM

Independientemente de cuál sea el origen de la referencia de corriente, su lazo de control y modulación es primordial para el funcionamiento de la SRM. Ambos aspectos están estrechamente relacionados y es por eso que se estudian en conjunto.

Hay dos principales esquemas de control de corriente en las SRMs: el control de corriente conmutada (*Current Chopping Control*, CCC) y el control de pulsos de tensión (*Voltage Pulse Control*, VPC). La primera está ligada a la región de par constante donde la velocidad está por debajo de la velocidad de base, y la segunda a altas velocidades en la región de potencia constante. Estos esquemas requieren sensores de corriente, lo cual disminuye la tolerancia a fallos. Aunque existe una alternativa a estos esquemas, el control de tensión conmutada (*Voltage Chopping Control*, VCC), la estrategia CCC es usada y recomendada debido a sus mayores prestaciones en régimen estático y dinámico [?].

Por debajo de la velocidad base es posible en todo momento regular la corriente entre 0 A y su valor nominal para alcanzar un par deseado. El llamado CCC consiste en conmutar la corriente para que siga una referencia dada, mostrando siempre un cierto rizado que se traduce en rizado de par. En cambio, por encima de la velocidad base, no es posible la regulación de corriente una vez el rotor

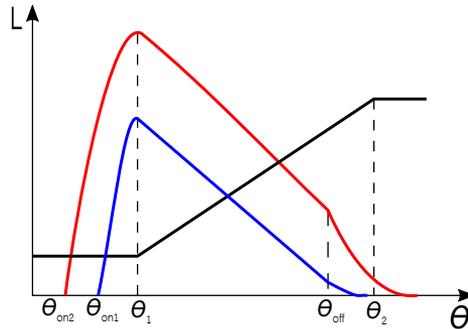


Figura 4.30: Corriente con control de ángulo de encendido a altas velocidades.

alcanza la zona ascendente de inductancia. Debido a ésto, a partir de ese punto se usa el VPC manteniendo la excitación de la fase durante el período completo mediante un solo pulso de tensión [?].

Hay dos principales estrategias para hacer conmutar la corriente dentro del CCC: a frecuencia variable para mantener la corriente dentro de una histéresis o a frecuencia fija haciendo el rizado variable. Los ejemplos más ampliamente usados de estas estrategias son:

- Histéresis: además de una técnica de modulación se considera una estrategia de control. Se completa el lazo de control comparando la referencia de corriente con la corriente de fase medida y el error de corriente se procesa mediante el controlador de histéresis con una ventana de corriente ΔI fija (ver figura ??) [? ? ?]. Este controlador es el más empleado debido a su simplicidad y fácil implementación. Además, permite controlar en parte el rizado de par dentro de la ventana ΔI (ver figura ??).
- PWM: completa el lazo de control del mismo modo que con histéresis para lograr la diferencia de corriente (entre referencia y medida), y ésta se procesa mediante la portadora triangular (pudiendo establecer una frecuencia determinada) para generar las señales de control PWM [? ? ?]. De este modo, no se genera una ventana de corriente ΔI fija. Este modulador es más complejo que el de histéresis y requiere mayor computación, pero muestra una respuesta más rápida del control [? ?]. A su vez, permite plantear modulaciones para eliminar armónicos que afecten al ruido acústico [?] o para reducir el rizado de par [?], pero su efectividad es reducida debido a los problemas de control y conmutación derivados de los períodos en los que se solapan los controles de fase.

En lo que al VPC respecta, solo hay una técnica de modulación que sea ampliamente usada:

- Control de ángulos: su principal nicho de aplicación está dentro del VPC, pero también puede usarse para optimizar técnicas de modulación en el CCC. A medida que sube la velocidad de rotor, aumenta el EMF, disminuyendo la corriente que puede alcanzarse y, por ende, disminuyendo el par [? ? ?]. Para paliar este fenómeno, puede adelantarse el ángulo de encendido θ_{on} por delante de la posición de desalineamiento, tal como se muestra en la figura ??, adelantando progresivamente el ángulo a medida que aumenta la velocidad. Por otro lado, también puede usarse en condiciones de baja velocidad, controlando también el ángulo de apagado θ_{off} (ver figura ??), para paliar efectos de rizado de par o como complemento de otro lazo de control [?]. En vista de la optimización de los parámetros de control, algunos estudios como [?] afirman que θ_{on} es un factor más sensible a la fiabilidad del sistema SRM que θ_{off} .

4.6.2 Controles de par para la SRM

En los EVs la dinámica de control de par es muy importante, ya que es un factor clave a la hora de acelerar o frenar, e incluso afecta a la sensación de conducción y al ruido generado. En las SRMs el rizado de par se produce, principalmente, a causa de la excitación discreta de los devanados de fase, y sobre todo durante la conmutación y período de solape entre fases adyacentes. Los controles de par clásicos, como el control directo de par (*Direct Torque Control, DTC*), son más fáciles de implementar, sin embargo no tienen en cuenta las no-linealidades de las SRMs.

Los métodos de reducción de rizado de par más extendidos, debido a sus buenas prestaciones, son el control directo de par instantáneo (*Direct Instantaneous Torque Control, DITC*), el control de par medio (*Average Torque Control, ATC*) y la función de reparto de par (*Torque Sharing Function, TSF*), ésta última integrada dentro de un control indirecto de par (*Indirect Torque Control, ITC*) [? ?]. A continuación, se describen detalladamente cada uno de estos esquemas de control:

- DTC: es un control análogo a los empleados en las máquinas convencionales, sea con o sin frecuencia fija de conmutación [?]. Sin embargo, éste no es muy efectivo debido a las características propias de la SRM (período de solape, funcionamiento no lineal, etc.) y a lo complejo de su implementación en las SRMs [?]. Aun así, existen estudios en los que aplican simplificaciones del control tales como la supresión del lazo de histéresis del flujo [? ? ? ? ?].
- DITC: el par es controlado directamente, de modo que no hay lazo de

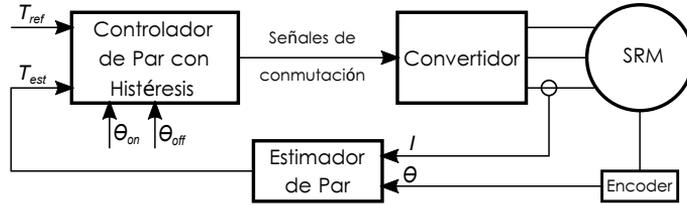


Figura 4.31: Esquema de DITC.

control de corriente (ver figura ??) [? ?]. El DITC se caracteriza por la estimación de par instantáneo mediante corriente y posición de rotor medidos. El par de referencia T_{ref} y el estimado T_{est} se usan en un controlador de histéresis para generar las señales de conmutación. Éstas están normalmente basadas en unas señales de encendido y apagado predefinidas (θ_{on} y θ_{off}), aunque existen versiones mejoradas con estrategias de identificación de los ángulos de disparo más adecuados [?]. Este sistema se comporta de forma robusta frente a variaciones de parámetros de entrada. Sin embargo, su comportamiento está muy limitado a altas velocidades cuando se requiere una rápida desmagnetización [? ?]. Además, hay que tener en cuenta que el reparto de par entre fases durante el solapamiento de éstas no está nada optimizado al no prestar atención alguna al control individual de fases [?].

- ATC: en esta modalidad la referencia de par T_{ref} corresponde al par medio en un período eléctrico del rotor. El controlador de par crea una señal de corriente media I_{ref} y señales de encendido y apagado (θ_{on} y θ_{off}) para el período eléctrico completo. A su vez, el controlador de corriente se encarga de ejecutar las acciones de conmutado (ver figura ??) [? ?]. Como en el ATC, la referencia de corriente se mantiene constante durante un período eléctrico completo, siendo esta técnica conocida también como *square wave control*. Existen numerosas combinaciones de parámetros θ_{on} , θ_{off} y I_{ref} para cada punto de par de referencia T_{ref} , por lo que aumenta la posibilidad de optar por combinaciones que aportasen interesantes ventajas de funcionamiento (reducción del rizado de par, maximización de eficiencia, etc.). Tradicionalmente, todos los datos necesarios se almacenan en una *lookup-table* dentro del control, con entradas de T_{ref} y velocidad [? ? ? ?]. Todo esto requiere un profundo conocimiento de la SRM ya sea mediante FEM, pruebas de funcionamiento o combinación de ambas, lo que dificulta su desarrollo. Por otra parte, el envejecimiento de la SRM implica que los datos guardados en las tablas se queden desfasados, por lo que a largo plazo

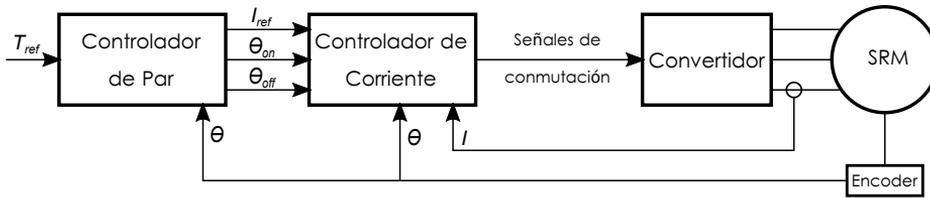


Figura 4.32: Esquema de ATC.

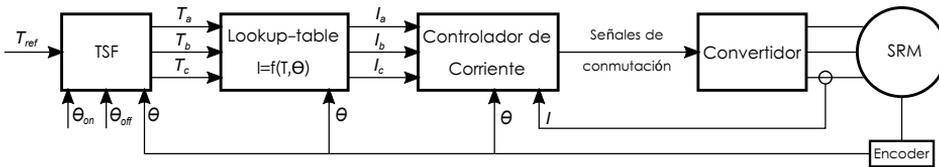


Figura 4.33: Esquema de ITC.

el control deja de ser preciso.

- ITC: en esta técnica el par es controlado de forma indirecta mediante el controlador de corriente, por lo que la elección del control de corriente afecta directamente al comportamiento final del sistema [?]. El ITC divide la referencia de par entre las fases activas en cada momento regulando, así, la forma de reparto para minimizar el rizado de par (ver figura ??). El método más extendido es la conocida TSF que se basa en repartir la referencia de par entre dos fases cuando éstas están funcionando en el período de solape. En este sentido, existen numerosas funciones que acometen dicho reparto de forma diferente. A su vez, este método es una técnica de control derivada del fenómeno de interferencia destructiva [?], el cual se produce cuando dos o más ondas se superponen para formar una onda resultante de mayor o menor amplitud. Este fenómeno puede explotarse para lograr un rizado mínimo y su implementación es análoga al de la TSF (ver figura ??). Sin embargo, la TSF tiene la ventaja de una implementación más fácil y mejor ratio de coste/efectividad [? ?].

Debido a la complejidad de la máquina y a la limitada capacidad de procesamiento, los datos requeridos en las *lookup-table* de los controladores se suelen determinar mediante simulaciones FEM de modelos lineales de SRMs monofásicas, con las inexactitudes que ésto conlleva. Aun así, comienzan a haber nuevos modelos analíticos no-lineales de SRMs en los que se incluye el acoplo entre fases, llegando a ser mucho más precisos [?].

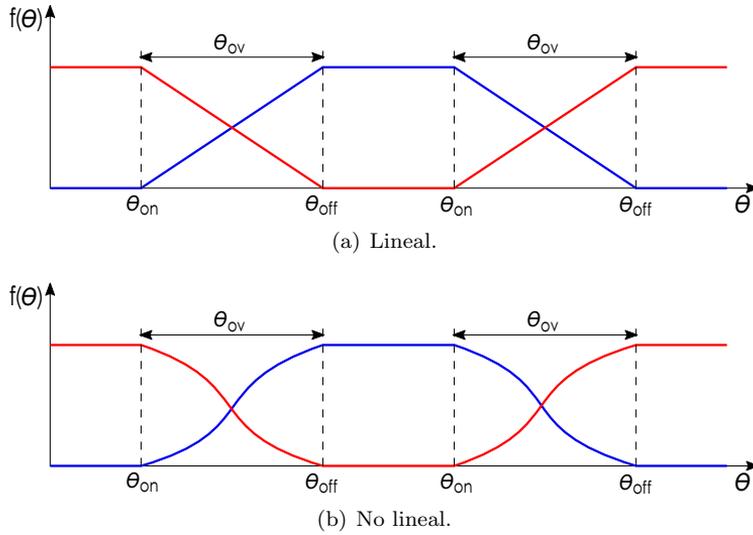


Figura 4.34: Las dos principales variantes de TSF para el ITC.

Debido a la importancia de la TSF dentro del ITC y al extendido uso de esta estrategia de control, a continuación se ahonda más en su funcionamiento y funciones más extendidas. La TSF es una función matemática que varía en función de la posición de rotor. El cometido de esta función es el de distribuir el par de referencia entre las fases implicadas de manera que la suma del par individual de cada fase sea igual al de referencia. En el caso de la SRM, la base de esta técnica es que el par deseado se divide entre las fases solapadas durante el período de conmutación [?]. Existen numerosas funciones desarrolladas para las SRMs, clasificadas éstas como lineales o no lineales. En la TSF lineal el par producido por las fases varía de forma lineal con respecto a la posición de rotor (ver figura ??), mientras que en la TSF no lineal la variación transcurre dependiendo del tipo de función matemática empleada (ver figura ??). En la figura ?? los parámetros θ_{on} , θ_{off} y θ_{ov} corresponden al ángulo inicial, final y del período total de solape durante el conmutado de los interruptores, respectivamente.

Durante el θ_{ov} , el par total T_T puede expresarse como la suma del par de la fase entrante T_I y el par de la fase saliente T_{II} :

$$T_T = T_I + T_{II}, \quad (4.22)$$

donde:

$$T_I = f_I(\theta)T, \quad (4.23)$$

$$T_{II} = f_{II}(\theta)T, \quad (4.24)$$

donde $f_I(\theta)$ y $f_{II}(\theta)$ son, respectivamente, las funciones matemáticas de la TSF de las fases entrante y saliente. Estas funciones actúan en $0 \leq \theta < \theta_T/2$, donde θ_T es el ángulo de conducción de cada fase. A continuación, se procede a analizar las distintas TSFs junto a sus funciones matemáticas:

- Función lineal: reparte el par entre las dos fases de forma lineal en función de la posición de rotor. Posee la ventaja de una fácil implementación. Sin embargo, no es capaz de reflejar las no-linealidades de la producción de par y saturación magnética de la SRM. Además, la variación de inductancia al comienzo y final del período eléctrico causa un significativo error entre el par de referencia y el par de salida. Sus funciones entrante y saliente son las siguientes:

$$f_I(\theta) = \begin{cases} 0 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ \frac{(\theta - \theta_{on})}{\theta_{ov}} & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 1 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases}, \quad (4.25)$$

$$f_{II}(\theta) = \begin{cases} 1 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ 1 - \frac{(\theta - \theta_{on})}{\theta_{ov}} & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 0 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases}. \quad (4.26)$$

- Función cúbica: reparte el par entre las dos fases de forma no lineal en función de la posición de rotor. Esta no linealidad tiene la forma de un polinomio cúbico. Posee un resultado de reducción de rizado de par mucho mejor que en la función lineal. Por otro lado, la TSF cúbica posee la función matemática más simple y la computación en tiempo real más rápida de entre las funciones no-lineales [?]. Desde el punto de vista de pérdidas en el cobre, la TSF cúbica presenta también un mejor ratio con respecto a las demás [?]. Sus funciones entrante y saliente son las siguientes:

$$f_I(\theta) = \begin{cases} 0 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ 3 \left[\frac{(\theta - \theta_{on})}{\theta_{ov}} \right]^2 - 2 \left[\frac{(\theta - \theta_{on})}{\theta_{ov}} \right]^3 & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 1 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases}, \quad (4.27)$$

$$f_{II}(\theta) = \begin{cases} 1 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ 1 - 3 \left[\frac{(\theta - \theta_{on})}{\theta_{ov}} \right]^2 + 2 \left[\frac{(\theta - \theta_{on})}{\theta_{ov}} \right]^3 & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 0 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases} \quad (4.28)$$

- Función cosenoidal: reparte el par entre las dos fases de forma no lineal en función de la posición de rotor mediante una función cosenoidal. Posee un resultado de reducción de rizado de par mucho mejor que en la función lineal. Sus funciones entrante y saliente son las siguientes:

$$f_I(\theta) = \begin{cases} 0 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ \frac{[1 - \cos \pi \frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}}]}{2} & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 1 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases} \quad (4.29)$$

$$f_{II}(\theta) = \begin{cases} 1 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ \frac{[1 + \cos \pi \frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}}]}{2} & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 0 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases} \quad (4.30)$$

- Función exponencial: reparte el par entre las dos fases de forma no lineal en función de la posición de rotor mediante una función exponencial. Posee un resultado de reducción de rizado de par mucho mejor que en la función lineal. Sus funciones entrante y saliente son las siguientes:

$$f_I(\theta) = \begin{cases} 0 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ 1 - \exp \left[- \left(\frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}} \right)^2 \right] & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 1 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases} \quad (4.31)$$

$$f_{II}(\theta) = \begin{cases} 1 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ \exp \left[- \left(\frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}} \right)^2 \right] & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 0 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases} \quad (4.32)$$

Las tres TSF no lineales expuestas poseen un resultado de reducción de rizado de par similar [?]. Sin embargo, la TSF cúbica presenta mejores características que las demás [? ?]: función matemática simple, computación rápida y un menor ratio de pérdidas en el cobre.

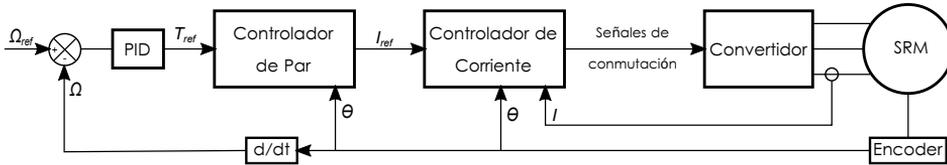


Figura 4.35: Esquema de control de velocidad PID.

4.6.3 Controles de velocidad para la SRM

En el lazo de velocidad ya no entran tanto en juego los modelos de máquina eléctrica como las dinámicas de inercia, par de carga, etc. Debido a esto, en las SRMs pueden emplearse esquemas análogos a los controladores de las máquinas convencionales. Desde los más clásicos controladores PID (ver figura ??), hasta las últimas y más avanzadas teorías de control. A continuación se expone estos métodos de control:

- PID: esta estrategia de control es ampliamente usada en la industria para los lazos de control en máquinas eléctricas. Los efectos de cada uno de los tres controladores se suman sinérgicamente dentro de un mismo lazo cerrado, lo que optimiza el control del sistema cuando los parámetros del PID (k_p , k_i y k_d) están debidamente ajustados. Sin embargo, la correlación entre estos parámetros es tal que cada una de ellas es directamente dependiente del resto, lo que se traduce en una dificultad nada desdeñable a la hora de ajustar los parámetros [?].

Asimismo, este tipo de controlador puede llegar a presentar muy buenos resultados de funcionamiento, ya que el lazo de velocidad difiere muy poco de un sistema completamente lineal. No obstante, en casos complejos donde surgen no-linealidades (envejecimiento de la máquina, fallos parciales, etc.), esta técnica de control convencional deja de ofrecer buenas prestaciones. Sin embargo, hay estudios que trabajan de forma híbrida con controladores de lógica difusa, de redes neuronales u otros algoritmos para hacer frente a la complejidad de modelar estas dinámicas no-lineales [? ? ?].

- Estrategias de control robusto. Aquí "robustez" implica la habilidad del sistema para responder adecuadamente, en términos de rendimiento y estabilidad, aun cuando el modelo de lazo abierto usado en el diseño difiera levemente del sistema físico, debido a la existencia de incertidumbre. A continuación, se analizan algunas de las estrategias de control robusto desarrolladas en los últimos años:

– Control difuso (*fuzzy control*): en estas estrategias de control se utili-

zan sistemas basados en reglas, empleándose lógica difusa (*fuzzy logic*) como elemento central. Estos sistemas, valiéndose del estado del modelo junto a las variables de entrada, evalúan la veracidad de cada regla y, así, toman una decisión (dependiente de las directrices introducidas en las reglas) sobre los cambios a realizar en las variables de salida [? ? ? ? ? ? ? ?].

- Red neuronal artificial (*Artificial Neuronal Network*, ANN): las ANN son sistemas de procesamiento de información desarrollados con el propósito de incorporar al sistema facultades tales como la producir nuevas habilidades y el autoaprendizaje (características propias del cerebro humano, de ahí su nombre). Se usan para el cálculo de problemas sin modelo matemático o con uno de gran complejidad. Estas redes se dividen en “células” con propósitos independientes dentro de un sistema de entradas, pesos, funciones y salidas [? ? ? ?].
- H_∞ (H-infinito): esta estrategia de control se ha desarrollado muy rápida y ampliamente. Esta técnica de control actúa mediante la adición de una matriz de peso en la función de transferencia de forma externa. El propósito es poder definir el sistema y caracterizar sus propiedades en diferentes condiciones de entrada [? ? ? ?].

Una de las desventajas de estas estrategias de control robusto es la alta complejidad, tanto en diseño como en implementación, lo cual las hace poco atractivas para la industria de la automoción. Sin embargo, hoy en día, existen herramientas que facilitan la implementación de controladores robustos en aplicaciones industriales de alta complejidad, lo que deja abierta la posibilidad de aplicarlas en los EVs en un futuro.

Pese a todo, gran parte de la literatura sobre SRMs opta por el clásico controlador PI, ya que es fácilmente implementable, fiable y mucho más robusto que el PID frente a las no-linealidades. Optan por él tanto en líneas de investigación de EV ligero [? ? ? ?] como pesado [? ?].

Queda por decir que, tanto el lazo de par, para la estimación de par generado, como el lazo de velocidad, para saber la velocidad de rotación, necesitan un sensor de posición en el rotor de la SRM. Este sensor puede acarrear serios problemas en el control si dejase de funcionar, por lo que es un punto débil en la tolerancia a fallos del sistema.

Existen multitud de alternativas en controles de posición sin sensor (*Position Sensorless Control*) para SRMs desarrolladas desde la década de los 90 [? ? ? ?]. Los métodos más comúnmente empleados se categorizan de la siguiente manera [? ?]:

- Basados en el *flux linkage*: simples de implementar. Adecuados para estimar la posición del rotor a altas velocidades, ya que a bajas velocidades la resistencia de devanado muestra un error significativo.
- Basados en la inductancia: similares a los basados en el *flux linkage*. Asimismo, dependen de la corriente de fase medida y son adecuados solo para altas velocidades. Existen estudios avanzados de controles de redes neuronales artificiales en las que usan las no-linealidades de la máquina para calcular la posición del rotor en un amplio rango de velocidades [?].
- Basados en la inyección de señales: generan un par negativo debido a la corriente inyectada y su resolución lo limita a altas velocidades.
- Basados en corriente: simples de implementar e insensibles a variaciones paramétricas del sistema. Limitados a bajas velocidades [?].
- Basados en observador: estos métodos requieren implementación en tiempo real de algoritmos complejos, necesiándose una considerable potencia computacional [?].

Pese a todo, los sistemas de propulsión de EV raramente adoptan tecnologías de control de posición *sensorless* [?] como método principal de funcionamiento. No obstante, sí que incorporan estos mecanismos como sistema redundante, pudiendo de esta forma seguir funcionando de forma temporal para poder llegar al punto de reparación más cercano (*limp home mode*).

4.7 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado un análisis exhaustivo de la tecnología de SRM. Se ha comenzado por exponer sus principios de funcionamiento y modos de operación, lo cual, ha servido como contextualización tanto para discernir el porqué de las reglas de diseño de la máquina como para comprender los requerimientos de las topologías de convertidor. A continuación, se han estudiado las topologías especialmente pensadas para tecnología de SRM, y se han comparado las dos con mayor proyección: la topología de puentes en H asimétricos, más conocida como topología asimétrica, y la C-Dump. Para finalizar, se ha llevado a cabo una discusión acerca de los diferentes tipos de control y modulación de esta máquina eléctrica.

Entre las topologías de convertidor estudiadas, la que mayor aceptación para aplicación de EV presenta es la asimétrica. Conlleva grandes costes en componentes de potencia, pero su controlabilidad (permitiendo el solapamiento de fases) y

su tolerancia a fallos, especialmente su inherente protección frente a cortocircuitos, compensan sus desventajas. Por parte del control, el que mejor ratio coste-efectividad presenta es el ITC. Además, el ITC usa generalmente un control de corriente derivado del fenómeno de interferencia destructiva, denominado TSF, muy efectivo a la hora de reducir el rizado de par. De entre todas las funciones TSF se ha optado por una cúbica debido a que presenta una expresión matemática simple y posee un mejor ratio de pérdidas de cobre respecto a las demás. De este modo, el presente capítulo ha servido para establecer los criterios de elección de las plataformas experimental que se usará en el capítulo ?? y de la plataforma de validación que se empleará en el capítulo ??.

Durante el transcurso del presente capítulo, a su vez, se ha ido haciendo especial mención a una característica singular de las SRMs: las fases de la SRM están eléctricamente aisladas unas de otras, pudiéndose tanto alimentar como controlar de forma individual. Esta característica proporciona una tolerancia a fallos y una controlabilidad inherente en las SRMs. Sin embargo, y debido a que hay tanto períodos donde las fases funcionan de forma independiente como períodos donde se solapan, también implica que cada fase debe ser capaz de proporcionar la potencia máxima requerida de forma individual. En resumen, todo esto deriva en una mayor corriente por devanado de fase y, en consecuencia, una mayor corriente reflejada en el bus DC.

La manera más común de hacer frente al problema de altas corrientes en el bus DC es escogiendo grandes condensadores, lo cual aumenta el volumen y costes de los convertidores de potencia. Esta tesis pretende dar solución a dicho problema proponiendo un novedoso algoritmo de modulación que facilita el intercambio de energía entre fases durante el período de solape disminuyendo la intercambiada con el bus DC. Este algoritmo de modulación se presentará en el capítulo ?? y se terminará analizando en el capítulo ?. No obstante, es importante determinar cuál es la tecnología de condensador mejor orientada a aplicación de vehículo eléctrico, y más concretamente, con tecnología de SRM. Ésto se estudiará en el siguiente capítulo.

Capítulo 5

Tecnología de condensadores para aplicación de vehículo eléctrico

5.1 Introducción

Tal y como se ha visto en el capítulo ??, debido a las particularidades que presenta la tecnología de máquina de reluctancia conmutada (*Switched Reluctance Machine*, SRM), los condensadores incluidos en el bus DC son especialmente necesarios para el correcto funcionamiento de toda la etapa de potencia de un vehículo eléctrico (*Electric Vehicle*, EV) (ver figura ??).

Los condensadores, junto con la batería, son los encargados de suministrar la energía necesaria a la SRM (ver figura ??). Sin embargo, la limitación en la potencia de la batería hace que los condensadores sean los encargados de compensar las variaciones rápidas en la tensión, manteniendo constante la energía demandadas por la SRM. Así, durante las conmutaciones, la energía magnética almacenada en el devanado se transfiere al bus DC (desmagnetización) y/o viceversa (ver figura ??), reclamando energía al bus DC (magnetización). Es, por lo tanto, un proceso que se asemeja a la transferencia de energía reactiva que se produce en los sistemas lineales AC de baja frecuencia; sin embargo, en el caso de la SRM esa transferencia de energía se refleja en elevados picos de corriente en el bus DC. Además, la situación se agrava debido a que cualquier fase de una SRM debe ser capaz de generar toda la potencia nominal requerida por la carga.

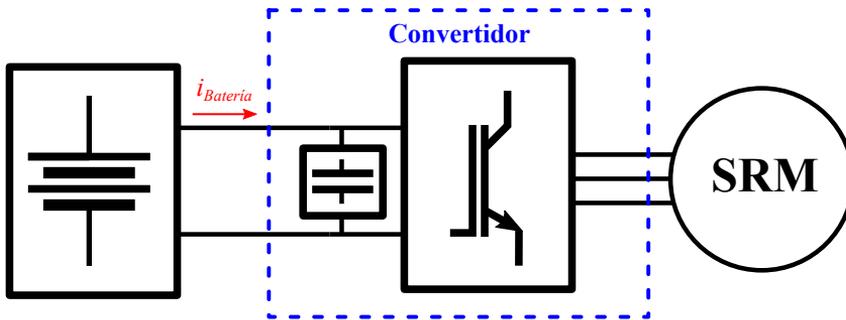


Figura 5.1: Esquema general de la etapa de potencia de un EV.

El modo más común de mitigar estos grandes picos de corriente es por medio de condensadores con valores capacitivos altos, más altos de lo que se requieren con otra tecnología de máquina eléctrica, para facilitar un flujo de energía lo más suave posible en ambas direcciones [?]. Sin embargo, el bus DC es un elemento voluminoso, algo que implica un alto coste económico, además de requerir de una gestión térmica adecuada y presentar ser una fuente importante de fallos en los convertidores de potencia modernos [?], así como uno de los elementos con menor vida útil [?]. Además, el coste y gestión térmica de los condensadores son inconvenientes acrecentados por el tamaño de estos.

Por todo esto, la tecnología de condensador seleccionada es un elemento clave a la hora de diseñar el sistema completo del EV con tecnología de SRM. Éste es, precisamente, el objetivo de este capítulo: analizar las tecnologías de condensador y determinar la mejor opción para la aplicación de EV con tecnología de SRM. De este modo, tras una contextualización, se exponen los aspectos de diseño generales y comparan las tres principales tecnologías de condensador. A continuación, se estudian los aspectos de diseño y construcción de los condensadores de película (ampliamente usados en EVs) y, por último, se exponen los modelos de vida útil, daño acumulado y fiabilidad.

Cabe mencionar, además, que en el anexo ?? se expone una recopilación de parámetros relevantes para la comprensión y modelado de la tecnología de condensadores principalmente analizada en este capítulo, los condensadores de película (*Film Capacitors*, F-Caps).

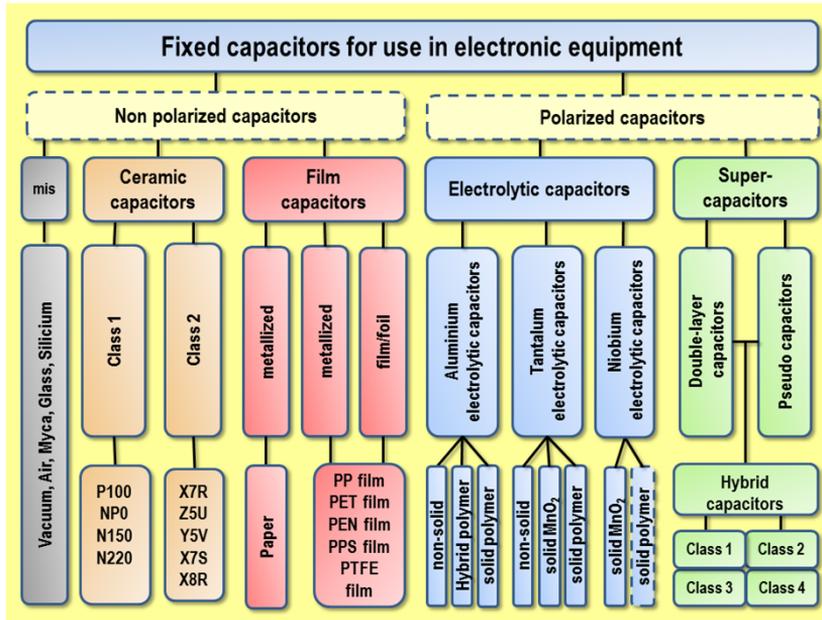


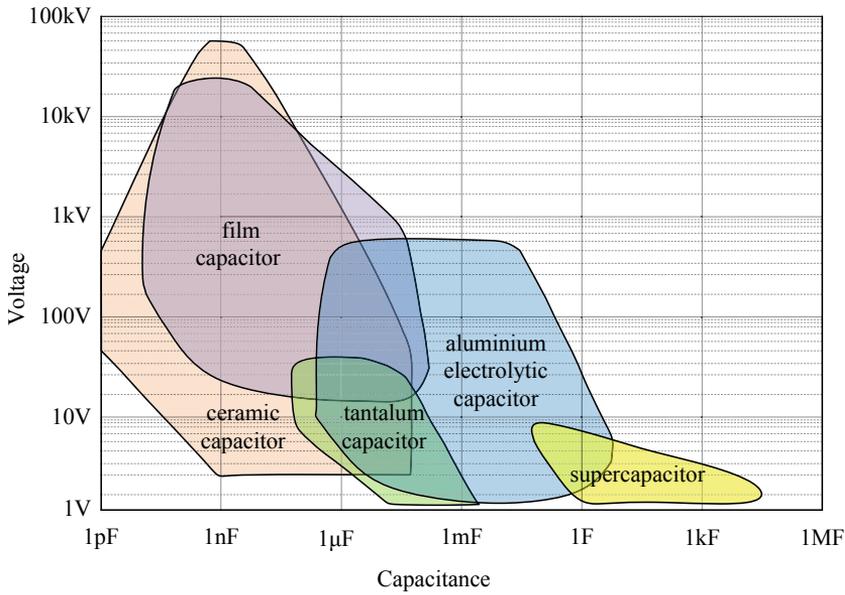
Figura 5.2: Clasificación de condensadores.

5.2 Contexto general de la tecnología de condensadores para EV

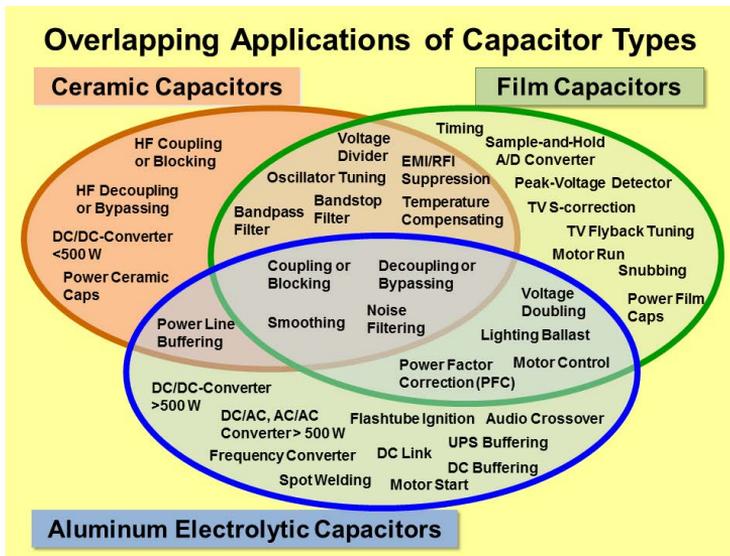
Los convertidores de potencia empleados en los sistemas de tracción de los EVs deben satisfacer importantes requisitos en materia de densidad de potencia, temperaturas de operación, estabilidad, robustez, fiabilidad, etc. Algunas de estas características están estrechamente relacionadas con el tipo de condensador empleado en el bus DC. Por este motivo, es de gran relevancia la elección de una u otra tecnología de condensador. En este sentido, los fabricantes de condensadores están incorporando nuevos materiales dieléctricos y tecnologías de fabricación para cumplir con los requisitos requeridos.

En este contexto, existe en el mercado un amplio abanico de tecnologías de condensador para su uso en sistemas y equipos electrónicos de toda índole: cerámicos, electrolíticos, de película y supercapacidades. La figura ?? proporciona una visión global de los tipos de condensadores más extendidos así como su clasificación.

Por otro lado, las características físicas y eléctricas de un condensador vienen determinadas por la aplicación para la cual éstos han sido diseñados. En este



(a) En función del rango de tensión y su capacidad.



(b) En función de la aplicación.

Figura 5.3: Clasificación de condensadores.

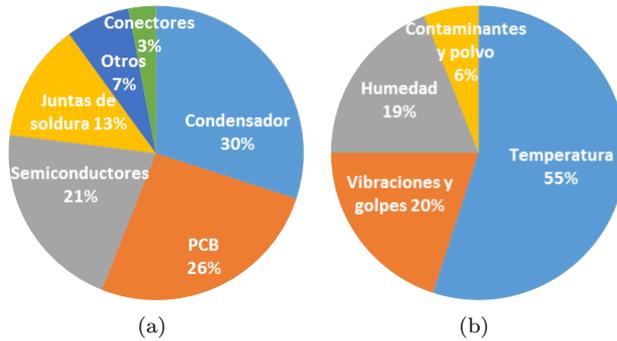


Figura 5.4: Distribución de a) fallos en los convertidores de potencia y b) fuentes de estrés [?].

sentido, la figura ?? muestra un mapa de distintos tipos de condensadores en función del rango de tensión y su capacidad [?]. Asimismo, la figura ?? proporciona una clasificación de los tipos de condensadores atendiendo a su campo de aplicación. Hay que remarcar que dicha clasificación no es canónica, está sujeta al desarrollo de la tecnología y de las propias aplicaciones.

En este contexto, existen tres principales familias de tecnología de condensadores empleados en el bus DC de los convertidores en modo fuente de tensión (*Voltage Source Converter*, VSC): condensadores electrolíticos de aluminio (*Aluminum Electrolytic Capacitors*, Al-Caps), condensadores cerámicos multicapa (*Multi-Layer Ceramic Capacitors*, MLC-Caps) y condensadores de película (*Film Capacitor*, F-Caps).

Poniendo el foco en el sector automotriz, y habiendo visto los requisitos de esta industria en el capítulo ??, puede decirse que la selección del tipo de condensador es determinante. Según [?], el 30% de los fallos en convertidores de potencia corresponden a los condensadores (ver figura ??). Además, para evitar también una degradación significativa de la batería, éstos deben dimensionarse de forma adecuada [?]. La aplicación de EV implica tener que cumplir algunos requisitos especiales y cada una de estas tecnologías presenta distintas características debido a sus propiedades intrínsecas.

5.3 Selección de la tecnología de condensadores para VSCs en EVs

Como ya se ha comentado, el condensador es un elemento voluminoso y una de las principales fuentes de fallos en los convertidores de potencia, siendo, en general, su vida útil más corta que la de los otros componentes del convertidor [?]. Por lo tanto, se debe llevar a cabo una elección de tecnología y dimensionamiento adecuados para extender el ciclo de vida de los mismos.

La correcta elección de la tecnología se debe tomar una vez conocidas las especificaciones de diseño más relevantes, que son las siguientes [? ?]:

- Capacidad suficiente para ajustar el rizado i_{Ripple} de corriente de alta frecuencia en el lado de entrada del convertidor (corriente de batería, ver figura ??) por debajo del 10 % de la corriente nominal de batería [?].
- Tensión nominal V_{DC} por encima de la tensión de la batería y una sobretensión máxima dentro de los límites previstos.
- Capacidad para soportar tanto la corriente eficaz como los picos de corriente repetitivos en todas las condiciones de carga, así como los máximos picos no repetitivos de corriente dentro de los límites previstos.
- Limitación del rizado de tensión de alta frecuencia soportado por el condensador al 10 % de la V_{DC} en todas las condiciones de carga, condición necesaria para garantizar un control adecuado.
- Baja inductancia en serie equivalente (*Equivalent Series Inductance*, ESL) para evitar fallos por exceder la derivada máxima de la tensión (a tensión nominal), además de para reducir las pérdidas de conmutación en el semiconductor.

Para contextualizar la importancia de los requisitos descritos, es importante destacar que los valores típicos de la tensión de la batería en EVs ligeros rondan los 400-600 V. Dejando de lado los vehículos de *heavy-duty*, los cuales pueden alcanzar los 800-1200 V a menos que dispongan de convertidores DC/DC en la salida/entrada de la batería.

Las tres principales familias de tecnología de condensadores, mencionadas en la sección previa, presentan tanto ventajas como desventajas específicas (ver tabla ?? y figura ??), aunque todas son aplicables a un VSC para EV. La operación de todas ellas está condicionada a dos parámetros de estrés: la temperatura ambiente T_{amb} y la tensión de operación V_{Op} . Estos parámetros son los que mayor relación guardan con la vida útil del condensador, tal y como se van a analizar en la sección ???. En lo que a la T_{amb} se refiere, su criticalidad radica en la gran inercia

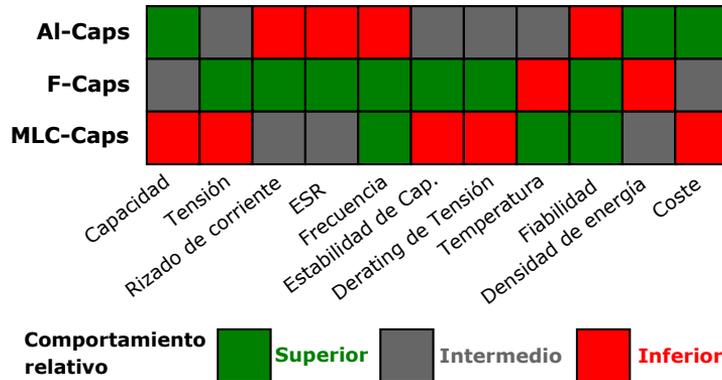


Figura 5.5: Comparación relativa de las tres principales tecnologías de condensadores [?].

térmica que muestran los condensadores, y al hecho de que no se les suele aplicar refrigeración forzada (salvo en las aplicaciones *heavy-duty*).

A continuación, se detallan algunas características de las tecnologías estudiadas en el presente capítulo. En la figura ?? se muestra un resumen comparativo de las distintas prestaciones de cada tecnología:

- **Al-Caps:** estos condensadores alcanzan la densidad energética w_{el} más alta gracias al dieléctrico usado (Al_2O_3), con unidades comerciales que alcanzan los 2 J/cm^3 (situándose el límite teórico en los 10 J/cm^3 [?]). A su vez, presentan valores de capacidad muy altos y el coste más bajo por julio. Por otro lado, muestran valores de resistencia en serie equivalente (*Equivalent Series Resistance*, ESR) relativamente altos, una corriente de fuga i_{Leak} elevada con bajos valores de resistencia de aislamiento R_{aisl} y problemas de desgaste debido a la evaporación del electrolito [?]. Además, esta tecnología no soporta bien el estrés derivado de un funcionamiento con alto i_{Ripple} , suponiendo un gran incremento del coste para aplicación de EV.
- **MLC-Caps:** esta familia de condensadores se caracteriza por tener un tamaño más pequeño, un rango de frecuencias más amplio, una temperatura nominal alta de hasta 200°C y una permitividad del dieléctrico ϵ mucho más alta que el Al_2O_3 . Sin embargo, presentan un mayor coste, son mecánicamente los más sensibles (afectando negativamente la fiabilidad) y presentan una V_{DC} baja [?]. Todo esto hace que se descarten para su uso en aplicaciones de EV.
- **F-Caps:** estos condensadores presentan la menor densidad energética, sin

Tabla 5.1: Comparación de las tres principales tecnologías de condensadores respecto a fallos y capacidad de autocuración.

	Al-Caps	F-Caps	MLC-Caps
Fallos más comunes	Desgaste y circuito abierto	Desgaste y circuito abierto	Desgaste y cortocircuito
Mecanismos de fallos más comunes	Evaporación del electrolito, reacción electroquímica	Corrosión de la carcasa, pérdida del dieléctrico	Degradación del dieléctrico, estrés mecánico
Parámetros críticos de estrés	T_{amb} , V_{Op} , i_{Ripple}	T_{amb} , V_{Op} , humedad	T_{amb} , V_{Op} , humedad
Capacidad de autocuración	Moderada	Buena	Sin capacidad

embargo, son los que mejores prestaciones ofrecen a la hora de incorporarlos en el bus DC de inversores de media y alta potencia para EV. En este sentido, proporcionan un rendimiento bien equilibrado para aplicaciones de alto V_{Op} (> 500 V) en términos de coste, ESR, capacidad, i_{Ripple} y fiabilidad [?]. Además, su capacidad de autocuración (propiedad intrínseca de algunas tecnologías de condensadores) aumenta su tolerancia a fallos y, por lo tanto, su fiabilidad, haciéndola ideal para aplicaciones de EV [?].

Teniendo en cuenta todo lo anterior, puede afirmarse que la tecnología de F-Cap es la que demuestra un mejor equilibrio de características. Por todo esto, la tecnología de F-Cap será la que se considerará en adelante en el presente documento.

5.4 Condensadores de película

Esta tecnología de condensadores, inventada en el año 1876, consta de dos electrodos formados por varias capas delgadas de metal separados por un material dieléctrico (originalmente papel). Aun arrastrando una larga trayectoria histórica, no fue hasta la década de los años 1950 cuando los F-Caps experimentaron un gran avance tecnológico gracias al desarrollo y uso de varios tipos de polímeros en lugar de papel, reduciendo el tamaño y aumentando la densidad de potencia [?].

El proceso de ensamblaje de estos condensadores se realiza, o bien enrollando los electrodos y material dieléctrico de una forma concéntrica (de forma similar a la conformación de los Al-Caps, ver figura ??), o bien apilándolos verticalmente

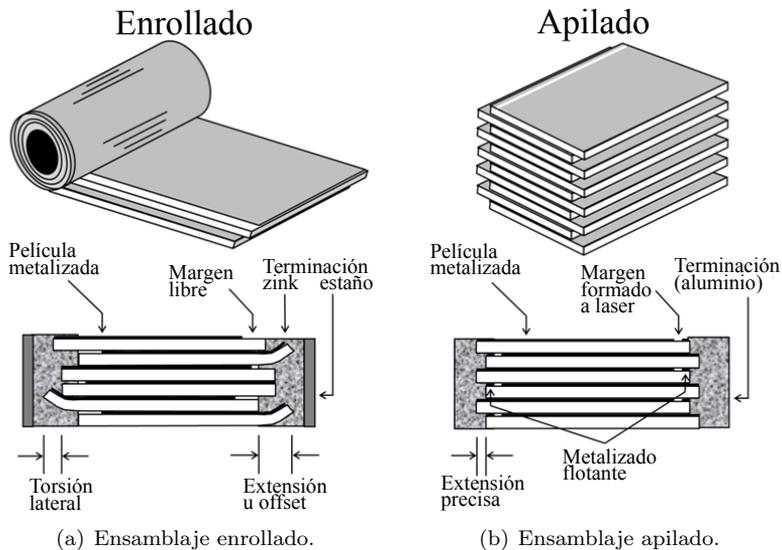


Figura 5.6: Tipos de ensamblajes de los F-Cap.

(conocido como *stacked film-foil*, ver figura ??) en una superposición de capas sucesivas como si fuera un libro. Dichos electrodos se unen a los terminales del condensador y, finalmente, el conjunto es encapsulado.

Dependiendo de la técnica de construcción interna, o técnica empleada para depositar los electrodos, se distinguen tendencias tecnológicas diferentes de F-Caps: los condensadores de película metalizada (*Metallized Film Capacitors*, MF-Caps) y los condensadores de película/lámina (*Film-Foil Capacitors*, FF-Caps). Aunque existe también una tercera tendencia híbrida denominada condensador híbrido de película (*Hybrid Film Capacitor*, HF-Caps).

Los electrodos son de aluminio (con un alto grado de pureza) en la mayoría de los casos, siendo sus características más que conocidas. Aun así, estos electrodos pueden condicionar algunas propiedades del condensador, como por ejemplo, cambiando el espesor. Una metalización ligera proporciona mayor resistencia, mayor densidad de energía y mayor tensión nominal, pero reduce la corriente nominal y los picos repetitivos de corriente que puede soportar el condensador. Además, es posible depositar los electrodos siguiendo un patrón predefinido para mejorar la tensión de ruptura dieléctrica (*Breakdown Field Strength*, BDS) y reducir el autocalentamiento (calentamiento causado por las pérdidas internas) del

condensador.

El componente más relevante a la hora de determinar las propiedades eléctricas y físicas de un condensador es el dieléctrico empleado. Actualmente existen numerosos materiales dieléctricos que, en función de la aplicación, van a permitir la obtención de diversas características, tales como el rango de la temperatura de funcionamiento o tensión nominal. Siendo tan relevante el tipo de dieléctrico usado, a continuación, se analizan en profundidad.

5.4.1 Dieléctricos empleados en la fabricación de condensadores de película

En esta sección se van a detallar los diferentes dieléctricos empleados en F-Caps, que como ya se ha comentado previamente, van a tener una gran relevancia a la hora de determinar las características eléctricas del condensador. Los dieléctricos más empleados en la fabricación de condensadores de película son el tereftalato de polietileno (*polyethylene terephthalate*, PET) y el polipropileno (*polypropylene*, PP). Las altas exigencias térmicas en los EVs hacen que los F-Caps se usen muy cerca de los límites de sus propiedades eléctricas y térmicas, empujando a los fabricantes a desarrollar polímeros con mejores prestaciones generales.

Debido a ésto, están surgiendo nuevos polímeros para la fabricación de F-Caps, entre los que destacan el policarbonato (*polycarbonate*, PC), la poliimida (*polyimide*, PI), el naftalato de polietileno (*polyethylene naphthalate*, PEN) y el polisulfuro de fenileno (*poly-phenylene sulfide*, PPS).

El punto débil común de todas las películas de estos polímeros es la temperatura máxima de funcionamiento T_{max} , la cual limita la operación de los condensadores a temperaturas por debajo de los 140 °C [?]. Existen investigaciones de nuevas películas de alta temperatura, como la polieterimida (*polyetherimide*, PEI), que han demostrado un funcionamiento estable hasta los 185 °C [?], mas aún se encuentra en fase de desarrollo.

A continuación, se detallan las características generales de los dieléctricos comerciales previamente definidos:

- PET: se le conoce también como poliéster. La alta rigidez dieléctrica del PET proporciona a los condensadores un menor tamaño y un menor coste en comparación con el dieléctrico PP. Asimismo, presenta la ventaja de poder funcionar a 125 °C a la mitad de la tensión nominal y muestra excelentes propiedades de autocuración [?]. Sin embargo, a temperaturas y/o frecuencias elevadas, su factor de disipación $\tan \delta_D$ (parámetro directamente relacionado con la ESR) se dispara, aumentando el autocalentamiento

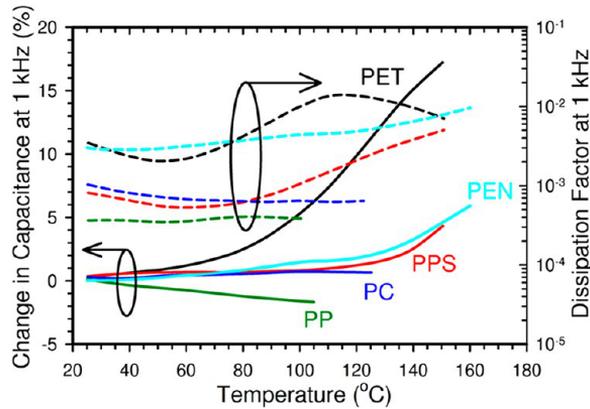


Figura 5.7: Cambio típico en la capacitancia y el factor de disipación de varios polímeros en función de la temperatura [?].

(ver figura ??). En consecuencia, no son empleables en aplicaciones de alta corriente o tensión alterna de alta frecuencia. El PET presenta una variabilidad en el valor de la capacitancia de solo un $\pm 1\%$ de $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, aunque ésta se dispara a temperaturas altas, por lo que no es una buena elección si es necesaria una capacitancia estable a temperaturas extremas. Este dieléctrico es el más usado, en general, para aplicaciones VSC. En la tabla ?? se presentan sus características más significativas.

- PP: se le conoce también como BOPP (*Biaxially Oriented PP*) debido a su proceso de producción. Las láminas de PP presentan unas pérdidas en el dieléctrico muy bajas y alta resistencia de aislamiento [? ?]. El factor de disipación del PP cambia mínimamente con la temperatura y la frecuencia (ver figura ??), lo que lo convierte en una opción atractiva para las aplicación de EV. Además, la lámina de PP proporciona una excelente resistencia a la variabilidad de la capacitancia frente a la humedad y la temperatura.

La mayor limitación de las películas de PP es su temperatura máxima admisible de tan solo sólo $105\text{ }^{\circ}\text{C}$, lo que hace que la gestión térmica sea clave cuando se utilizan en electrónica de potencia [?]. Por otro lado, el PP presenta una característica denominada polarización interfacial, lo cual se traduce en una menor caída de tensión ante fenómenos como la desconexión repentina de una fuente de alimentación. Aun así, es el más usado en la fabricación de condensadores de potencia [?]. La tabla ?? presenta un resumen de sus características más relevantes.

- PEN: es otro polímero dieléctrico recientemente introducido para el mismo

Tabla 5.2: Propiedades de diferentes polímeros dieléctricos para F-Caps [? ? ?].

Polímero	ϵ [F/m]	T_{max} [°C]	BDS* [V/ μ m]	$\tan \delta_D^{**}$ [10^{-2}]	w_{el} [J/cm ³]
PET ^{n/a}	2.2	125	570	<0.5	1-1.5
PP ^{***}	2.2	105	820	<0.02	1-1.2
PEN ^{n/a}	3.2	125	550	<0.15	1-1.5
PC ^{***}	3.1	150 ^{n/a}	820	-	-
PPS ^{n/a}	3	200	550	<0.03	1-1.5
PEI ^{****}	3.2	200	>550	0.2	-

(*)BDS obtenido a 25 °C.
 (**)tan δ obtenido a 25 °C y 1 kHz.
 (***)Dato obtenido a a 25 °C y 1 kHz.
 (****)Dato obtenido a a 25 °C y 100 kHz.
 (n/a)No disponibles las condiciones de obtención.

grupo de aplicaciones que el PET. La variabilidad del factor de disipación, en función de la temperatura y la frecuencia del PEN es similar al del PET debido a la similitud de las estructuras químicas. Aun así, el PEN puede funcionar a temperaturas más altas que el PET [?]. La figura ??, junto a la tabla ??, presenta sus características más significativas, entre las que destaca su buena permeabilidad ϵ .

- PC: esta es una tecnología disponible desde finales de los años 50. Fue empleada de forma generalizada en aplicaciones de media frecuencia y temperatura máxima de 125 °C. La película de PC estuvo ampliamente disponible hasta finales de 2000, cuando el único proveedor de este material dieléctrico suspendió su producción. En la actualidad, los condensadores PC están disponibles gracias a un único fabricante, que produce su propia película (Electronic Concepts, Inc. [?]).
- PPS: se trata de un polímero propuesto como sustituto del PC en F-Caps al presentar propiedades dieléctricas similares. Esta película de condensadores, relativamente nueva, se introdujo a finales de la década de 1980, inicialmente para condensadores de montaje superficial que debían soportar altas temperaturas durante la soldadura. Los condensadores PPS pueden utilizarse de forma estable por encima de los 150 °C con un diseño especial [?], por lo que son interesantes para aplicaciones de potencia como los EVs. La figura ??, junto a la tabla ??, presenta sus características más relevantes.
- PEI: ésta es una tecnología que presenta propiedades bastante prometedoras. Este polímero tiene un alto factor de disipación, estabilidad a altas

Tabla 5.3: Clasificación de F-Caps según la norma IEC 60062:2016.

Polímero	MF-Caps	FF-Caps	HF-Caps
PET	MKT	KT	MFT*
PP	MKP	KP	MFP*
PEN	MKN	KN	-
PC	MKC	KC	-
PPS	MKI	KI	-

(*) A falta de poder comprobarlo no están cubiertos por la norma IEC 60062:2016.

temperaturas (demostrado un funcionamiento estable hasta 185 °C [?]), presenta una autocuración propia y es relativamente barato [?]. El PEI es producido por varias compañías alrededor del mundo bajo la marca Ultem. La figura ??, junto a la tabla ??, presenta sus características más significativas.

Todos los dieléctricos mencionados se encuentran en diseños comerciales de F-Caps. Aun así, y pese a que algunos de los nuevos dieléctricos como el PEI o el PEN muestran características notablemente superiores, los más usados en convertidores de potencia para EVs siguen siendo el PET y el PP. Esto es así debido, principalmente, a su madurez tecnológica y fiabilidad probada.

5.4.2 Clasificación de condensadores de película

Tal y como se ha visto, las características y posibilidades de aplicación de los F-Caps se ven directamente afectados por el dieléctrico utilizado, de modo que, la gran mayoría de veces, dichos condensadores se agrupan y clasifican de acuerdo con el tipo de dieléctrico.

Los códigos de identificación, que describen tanto el dieléctrico como la técnica de construcción aplicada, fueron definidos por los fabricantes a medida que la tecnología era desarrollada para, después, ser normalizados. Es por ello que algunas identificaciones de dieléctrico/construcción no son aún oficiales e incluso hay fabricantes que usan sus propias identificaciones al margen de la norma vigente.

La primera norma en oficializar estas identificaciones, hoy obsoleta, fue la DIN 41379 [?]. La siguió la norma IEC 60062:2005 [?], posteriormente actualizada como IEC 60062:2016. En la tabla ?? puede verse una clasificación general de los F-Caps.

5.5 Construcción interna de los condensadores de película

En la sección anterior se ha hecho hincapié en el dieléctrico empleado en la concepción de un F-Cap. Sin embargo, éste no es el único parámetro a tener en cuenta a la hora de determinar sus características eléctricas. Y es precisamente aquí donde entra en juego la construcción interna del condensador, que es algo que se va a estudiar en profundidad en la presente sección.

El diseño interno (dimensionado y uso de materiales) de los F-Caps está determinado por un compromiso de costes/tamaño, tensión nominal y rendimiento conforme a las características de la aplicación final. El principio de construcción, sin embargo, es común en todos los F-Caps: superposición de capas aislantes (material dieléctrico) y capas conductoras (electrodo). A continuación, se hace una clasificación de los condensadores en función del tipo de capas apiladas.

5.5.1 Condensadores de película/lámina

Los condensadores de película/lámina, también conocidos como condensadores de lámina metálicas (*metal-foil capacitors*), están conformados básicamente por capas alternas de película de polímero o papel y lámina de metal que se apilan juntas (ver figura ??). Posteriormente, estas capas pueden ser enrolladas alrededor de un mandil hueco y encapsulado en forma cilíndrica (al estilo de los encapsulados de los Al-Caps) o directamente encapsulado en forma de hexaedro. De cualquiera de las formas, en ambos extremos de las capas apiladas se aplica una superficie de contacto compuesta por metal pulverizado (también conocido como *schoopage*), conectando, de esta forma, las láminas metálicas a los terminales de conexión del encapsulado.

Generalmente, las láminas metálicas tienen un grosor de entorno a los $6\ \mu\text{m}$ (considerablemente superior a los de película metalizada), lo que les otorga mayores capacidades de manipulación de corriente que un condensador de película metalizada de tamaño similar.

Las ventajas de este tipo de construcción son la fácil conexión eléctrica a los electrodos de lámina de metal y su capacidad para manejar elevados valores de corriente (tanto eficaz como picos consecutivos). Los *snubbers* en IGBTs son un ejemplo de su campo de aplicación, siendo éstos dimensionados para manejar los altos picos de corriente que se producen durante la conmutación de los IGBTs. Además, las aplicaciones típicas de IGBTs presentan derivadas de tensión que exceden los $1\ \text{kV}/\mu\text{s}$ para velocidades de conmutación de 10 kHz o superiores, todo ello deriva en corrientes elevadas que circulan por el condensador. Los contactos

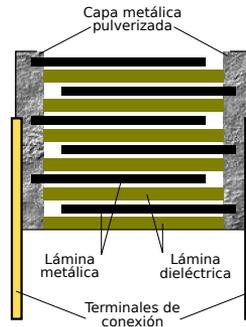


Figura 5.8: Diseño interno de un FF-Cap.

de los condensadores están conformados por electrodos, que se deterioran con la exposición repetida a estas condiciones. En este sentido, los FF-Caps utilizan láminas metálicas con un grosor que les permiten soportar pulsos de corriente elevada, presentando una ESR menor que la de los MF-Caps y, por lo tanto, disminuyendo las pérdidas óhmicas.

La principal desventaja de los FF-Caps es su nula capacidad de autocuración (debido al espesor de la lámina metálica, la cual requiere de mucha más energía para vaporizarse que en el caso de los MF-Caps). En consecuencia, los condensadores FF-Caps son más susceptibles al cortocircuito de sus terminales, pudiendo provocar un calentamiento significativo por autocalentamiento y quemar el condensador mediante avalancha térmica. Presentan también una baja densidad energética en comparación con los MF-Caps, debido al mayor espesor de capas, y un mayor coste de construcción.

5.5.2 Condensadores de película metalizada

Éstos son conocidos también como condensadores metalizados. Su nombre se debe a que sobre uno o ambos lados de las capas del dieléctrico se aplica o deposita un recubrimiento de metal de aluminio, zinc o aleación (zinc/aluminio). Esta capa de metal es de un espesor del orden de los nm (< 100 nm) y muy inferior a la del dieléctrico, por lo que ocupa un espacio muy reducido cuando se bobina el condensador.

La figura ?? muestra una sección transversal detallada de un MF-Cap. Los electrodos del condensador se fabrican depositando una capa de metalización en la lámina dieléctrica mediante la evaporación del metal, en vacío, sobre la superficie de la lámina. Cada capa de película tiene un borde sin metalización impresa en

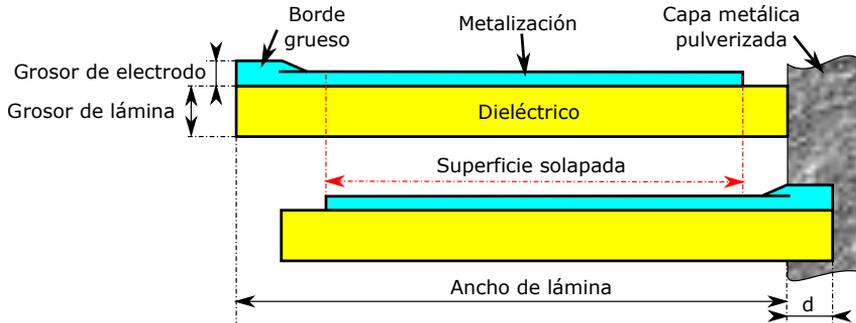


Figura 5.9: Sección transversal detallada de un MF-Cap.

ella, de modo que cada lámina dieléctrica se conecta con un solo lado a la capa metálica pulverizada, aislando las películas entre sí y creando una estructura capacitiva. Posteriormente, se incorporan los terminales de conexión y se procede al encapsulado (ver figura ??).

La característica más relevante en lo referente a fiabilidad en los F-Caps, y especialmente en los MF-Caps, es su capacidad de autocuración. Ésta funciona de la siguiente manera [? ?]:

1. Al producirse una ruptura dieléctrica en un punto débil (poro o impureza), se crea un área de plasma en torno a la avería.
2. El plasma aumenta la temperatura local (hasta los 6000 K) y evapora la capa metálica (electrodo) de la película alrededor del punto débil. La rápida expansión del plasma hace que se enfríe después de unos pocos μs , enfriando, así, la descarga antes de que se produzca una mayor caída de tensión.
3. Como resultado, el punto débil se aísla del condensador y éste sigue funcionando con normalidad, produciéndose una pérdida mínima de la capacidad nominal.

Cabe señalar que los niveles de tensión necesarios para activar el mecanismo de autocuración son muy superiores a las tensiones nominales. Por tanto, se trata de una medida de seguridad diseñada para actuar cuando los condensadores funcionan fuera de sus condiciones nominales [?].

La capacidad de autocuración de un F-Cap se incrementa a medida que la resistencia de la superficie del electrodo aumenta (reduciendo el espesor del electrodo). Esto se debe a que se reduce la cantidad de metal que tiene que ser evaporada durante el evento. Por otro lado, esto aumenta la ESR y, por lo tanto, las pérdidas

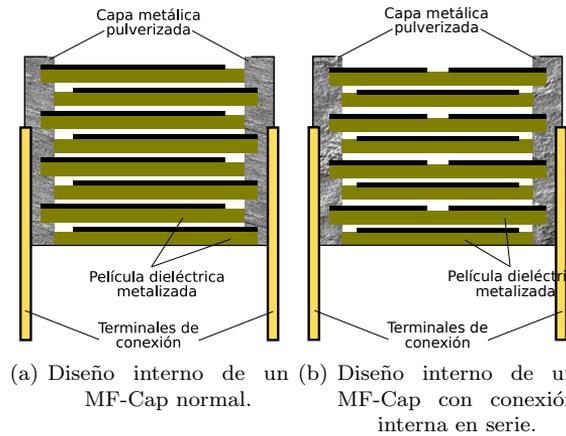


Figura 5.10: Detalles de construcción interna de unos MF-Caps.

óhmicas.

Asimismo, en el proceso de fabricación de los condensadores metalizados pueden aparecer defectos en el dieléctrico que crean cortocircuitos entre capas metalizadas en distintos puntos. Posteriormente, a la hora de utilizar el condensador en la aplicación destino, van a circular corrientes elevadas, lo que produce la evaporación del metal y provoca la reparación de los puntos cortocircuitados a costa de reducir ligeramente la capacidad. Este fenómeno es parecido al que sucede durante la autocuración.

Por otro lado, para aplicaciones de alta tensión es posible ofrecer diseños internos con secciones dobles y múltiples en serie, que equivalen a condensadores dispuestos en serie. Si ocurre un cortocircuito en un segmento, parte de la metalización se funde y aísla el segmento cortocircuitado del resto del condensador. La figura ?? muestra algunas de las posibles disposiciones de los segmentos.

Dependiendo del diseño, estos condensadores permiten altas corrientes eficaces y picos de corriente repetitivos, alta tensión nominal, reducción de tamaño (incremento de la densidad energética) y buenas propiedades de autocuración [?]. Por contra, segmentar la metalización reduce un poco la capacidad nominal y aumenta la ESR. Además, con el tiempo, la capacidad nominal disminuirá a medida que el condensador envejece y se aíslan más segmentos [?]. En la figura ?? se ve un ejemplo de MF-Cap con conexión interna en serie.

Como ejemplo ilustrativo, se contempla un condensador con láminas de PP como

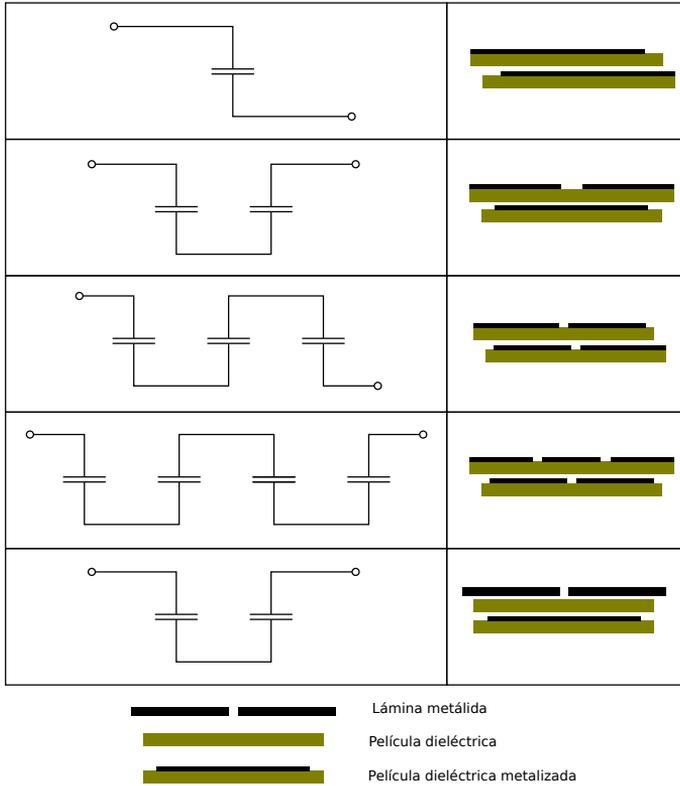


Figura 5.11: Disposición esquemática de películas y láminas de diferentes tipos de condensadores junto a su circuito interno equivalente [?].

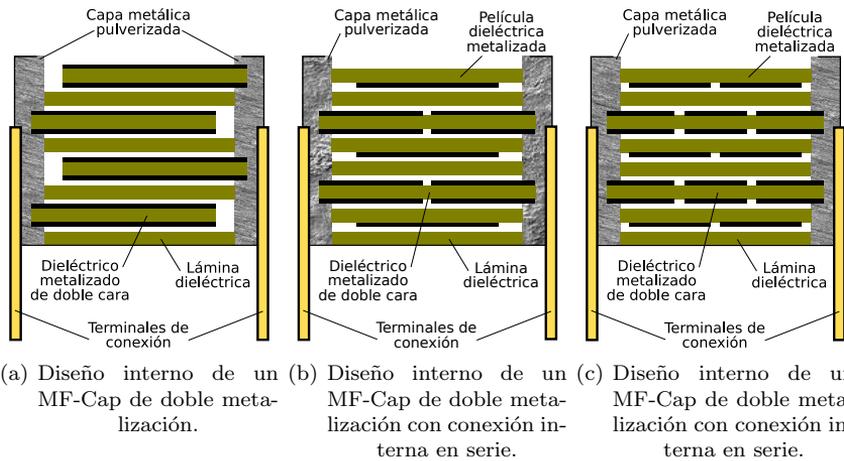


Figura 5.12: Detalles de construcción interna de unos MF-Caps.

dieléctrico funcionando a temperatura nominal [?]. Bajo estas condiciones el PP presenta una tensión de ruptura dieléctrica de $200 \text{ V}/\mu\text{m}$. Siendo $15 \mu\text{m}$ el máximo grosor disponible de dieléctrico, la máxima tensión de diseño es de 3000 V ; sin embargo, si que se incluye en el diseño una conexión interna en serie, como la mostrada en la figura ??, el límite teórico se duplica hasta los 6000 V .

Además, para aplicaciones de alta corriente, los MF-Caps también pueden contener diseños internos especiales, como láminas dieléctricas con metalización de bordes gruesos (ver figura ??), o de metalización de doble cara para un mejor rendimiento ante pulsos. En la figura ?? se ven varios ejemplos de construcción interna con metalización de doble cara, así como conexionado interno en serie.

La geometría del condensador, a su vez, es especialmente relevante en aplicaciones de alta corriente y alta frecuencia. Un buen diseño interno, junto a un correcto empaquetado exterior, presenta una menor ESR y menor ESL y, por lo tanto, mejor rendimiento, menor autocalentamiento y mayor vida útil [?].

5.5.3 Condensadores híbridos de película

Como su nombre indica, estos condensadores aúnan los beneficios de los FF-Caps y los MF-Caps, al presentar un esquema híbrido de construcción interna. Los HF-Caps intercalan láminas metálicas que se conectan a los terminales de conexión, láminas dieléctricas y películas dieléctricas metalizadas. El resultado

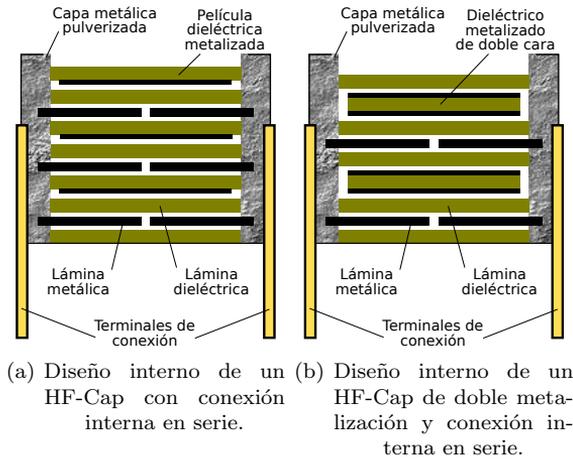


Figura 5.13: Detalles de construcción interna de unos HF-Caps.

es un condensador con buena capacidad de autocuración que es capaz, al mismo tiempo, de manejar pulsos de alta corriente.

Al igual que en los MF-Caps, dependiendo de la aplicación objetivo, pueden usarse diseños internos especiales con láminas dieléctricas metalizadas de doble cara y conexiones internas en serie (ver figura ??).

Por otro lado, ésta es una opción más costosa y con menor densidad energética que los MF-Caps. Con todas estas variables de diseño (la elección del dieléctrico, metales del electrodo, espesor del electrodo y patrón metalizado) existen múltiples posibilidades para optimizar el comportamiento del condensador para una aplicación específica.

5.6 Vida útil, daño acumulado y fiabilidad de los condensadores

Una vez analizadas las características más importantes de las distintas tecnologías de condensadores, a continuación, se definen ciertos parámetros empleados para crear modelos de evaluación de vida útil. Éstos serán utilizados tanto para comparar distintas tecnologías de componentes durante el diseño como para monitorizar el estado de un sistema ya en activo.

Así, se analizan los conceptos de vida útil, daño acumulado y fiabilidad. El primero hace referencia al tiempo total de vida (teórico) que presenta un dispositivo (en ciertas ocasiones también se usa para referirse a la vida útil restante según éste se va degradando). En lo que se refiere al daño acumulado, éste hace referencia al complemento de la progresión de la vida útil expresado en una escala de 0 a 1. De este modo, el funcionamiento del dispositivo durante un período y una carga específicas causan un daño que se resta a la vida útil y se suma al daño previamente acumulado.

Cabe indicar que, en realidad la vida útil de un F-Cap depende del número de eventos de autocuración y la energía con la que se producen los eventos a medida que aumenta el número de horas de funcionamiento [?]. Cada evento de autocuración es seguido por una ligera caída de su capacidad nominal debido a la pérdida de superficie metalizada. El criterio de fin de la vida útil de un F-Cap, definido por la norma IEC61071, se establece en el punto donde el condensador ha perdido el 3% de su valor inicial de capacidad nominal [?].

Los eventos de autocuración están directamente relacionados con el uso que se le dé al F-Cap, pero también a otros factores externos a la aplicación (como fallos en la fabricación). Estos factores son difícilmente previsible y se analizan de forma estadística. Es por esto que se analiza también el concepto de fiabilidad.

5.6.1 Modelo de vida útil

Disponer de un modelo de vida útil fiable es muy importante y, a la vez, complicado. Debido a la degradación y envejecimiento del dieléctrico causado de forma natural o por el estrés (principalmente, la temperatura del punto más caliente T_{hs} y la tensión de operación V_{Op}), el factor de disipación aumenta a lo largo de la vida útil del dispositivo, afectando al rendimiento de éste (aumento de ESR, pérdidas totales, autocalentamiento y disminución de la capacidad nominal). Además, los condensadores también se ven afectados por factores secundarios como la presión en las capas dieléctricas o el aumento de humedad debido a hendiduras y fugas causadas por estrés mecánico. Estos mecanismos de fallo son secundarios y se consideran puntiformes (sólo afectan a zonas puntuales/aisladas). Por el contrario, los principales mecanismos de envejecimiento dieléctrico, así como la T_{hs} y la V_{Op} son parte de la operación normal del condensador.

En [? ?] se presenta el siguiente modelo matemático general de vida útil válido para todas las tecnologías y fabricantes de condensadores:

$$\frac{\lambda}{\lambda_o} = \begin{cases} \left(\frac{V_{op}}{V_{DC}}\right) e^{\left[\left(\frac{E_a}{K_B}\right)\left(\frac{1}{T_{hs}} - \frac{1}{T_{amb}}\right)\right]} & (\text{bajo } \xi) \\ \left(\frac{V_{op}}{V_{DC}}\right)^{-n} e^{\left[\left(\frac{E_a}{K_B}\right)\left(\frac{1}{T_{hs}} - \frac{1}{T_{amb}}\right)\right]} & (\text{medio } \xi) \\ e^{[b_1(V_{op}-V_{DC})]} e^{\left[\frac{E_{a0}-b_0\xi}{K_b T_{hs}} - \frac{E_{a0}-b_0\xi_0}{K_b T_{amb}}\right]} & (\text{alto } \xi) \end{cases}, \quad (5.1)$$

donde λ y λ_o son la vida útil bajo condiciones de testeo y la nominal, respectivamente; E_a es la energía de activación, E_{a0} la energía de activación bajo test, K_b la constante de Boltzmann y b_0 y b_1 son constantes que describen la dependencia respecto a la tensión y la temperatura de E_a . ξ y ξ_0 son variables que describen el estrés del sistema (es decir, tensión y/o temperatura) bajo operación y test, respectivamente.

Se observa en la expresión (??) que la influencia del estrés de la tensión se modela de forma lineal, potencial o exponencial, respectivamente, para estrés de baja tensión, media tensión o alta tensión. Por otro lado, E_a varía con la tensión y la temperatura, especialmente bajo condiciones de estrés de alta tensión.

El modelo de vida útil más ampliamente usado, tanto en los F-Caps como en los Al-Caps o MLC-Caps, es el derivado de la expresión (??) a medio ξ [? ?]:

$$\lambda = \lambda_o \left(\frac{V_{op}}{V_{DC}}\right)^{-n} e^{\left(\frac{E_a}{K_b}\right)\left(\frac{1}{T_{amb}} - \frac{1}{T_{hs}}\right)}, \quad (5.2)$$

donde n una constante dependiente de la tecnología.

Para tecnología de F-Caps (con una $E_a = 0,94$ eV), en específico, la expresión (??) se aproxima por [? ?]:

$$\lambda = \lambda_o \left(\frac{V_{op}}{V_{DC}}\right)^{-k_1} 2^{\frac{T_{amb}-T_{hs}}{k_2}}, \quad (5.3)$$

donde k_1 y k_2 son constantes dependientes de la tecnología usada. Los principales fabricantes de F-Caps usan valores de entre 7 y 9.4 para k_1 y un valor típico de en torno a 10 para k_2 .

Por otro lado, la dependencia de la vida útil estimada respecto a la T_{hs} está definida por la ecuación de Arrhenius y es exponencial (ver figura ??), mientras que la dependencia respecto a V_{Op} lo es respecto a una función potencial (ver figura ??). De todo esto se deduce que V_{Op} debe estar directamente vinculada a la T_{hs} para mantener una vida útil estimada constante. Por ejemplo, V_{Op} debe ser más baja a T_{hs} altas y viceversa.

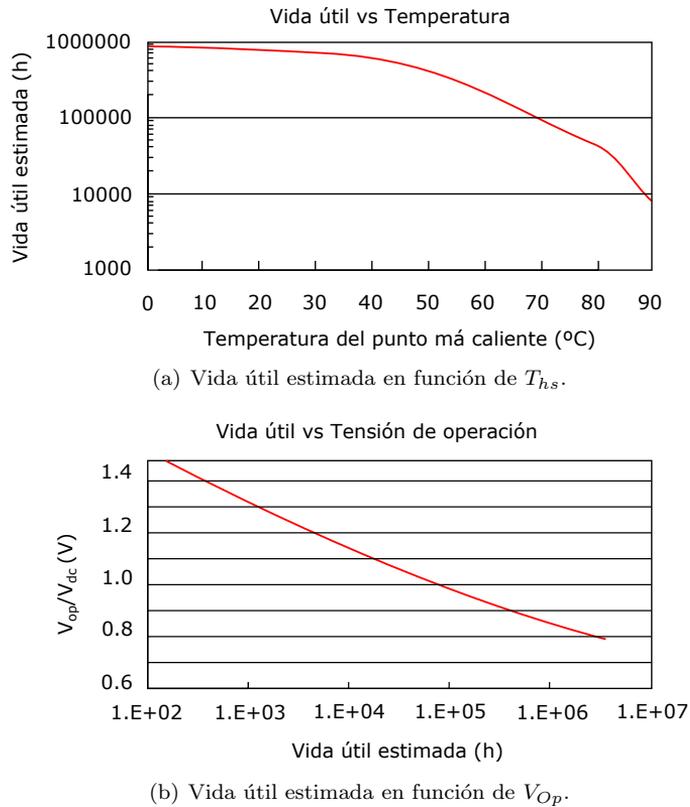


Figura 5.14: Funciones típicas de vida útil estimada de condensadores [?].

En [? ? ?] se mencionan otras variantes de la expresión (??) de distintos fabricantes y para distintas tecnologías, e incluso teniendo en cuenta también el factor de la humedad [?].

5.6.2 Modelo de daño acumulado

El daño acumulado es el complemento de la progresión de la vida útil expresado en una escala de 0 a 1, es decir, un daño acumulado de 0 equivale a la vida útil nominal y un daño acumulado de 1 significa que ha llegado a su vida útil teórica. Al igual que la vida útil, su cálculo deriva de modelos matemáticos contrastados y confiables [?].

Los estudios indican que la mayor manifestación del daño en el condensador es el incremento de la *ESR* [? ?], ya que al estar directamente relacionada con parámetros y fenómenos tales como la capacidad nominal, impedancia eléctrica, impedancia térmica, autocalentamiento, etc. implica muchos procesos entrelazados y sinérgicos que aumentan la T_{hs} [?]. A partir del método empírico, uno de los modelos que da cuenta de los efectos de este incremento se representa mediante la expresión:

$$a = a_0 + (a_f - a_0)r^q, \quad (5.4)$$

donde a_0 , a y a_f son el crecimiento normalizado de la *ESR* en el estado inicial, instantáneo y final, respectivamente; asimismo, r es el ratio de daño expresado como:

$$r = \frac{\Lambda_i}{\lambda_i}, \quad (5.5)$$

donde Λ_i y λ_i son el tiempo de operación instantáneo y la vida útil total bajo la misma condición de carga, respectivamente. Por su parte, q es una función que representa la velocidad de degradación del condensador dependiendo de las condiciones de funcionamiento. Asimismo, en [? ?] se profundiza en el modelo físico definiendo:

$$q = B\Lambda_i^\beta, \quad (5.6)$$

donde B y β son dos variables del material del condensador dependientes, principalmente, de la tecnología, la V_{Op} y la T_{hs} , éstas dos últimas estrechamente relacionadas con la *ESR*.

El método de obtención de estas curvas es extremadamente complicado, por lo que éste tiende a simplificarse siendo representada mediante la curva de aumento de la *ESR* durante el ciclo de vida. Esta curva, por su parte, se obtiene a partir de una serie de pruebas (de varios cientos o miles de horas, hasta el fallo del dispositivo) a diferentes condiciones de carga. Debido a la complejidad de obtención e importancia de estos datos, no suelen ser públicos y las empresas de diseño/fabricación de condensadores recelan a la hora de compartirlos.

Por otro lado, el daño bajo el estrés especificado se define como la relación entre el aumento instantáneo y el aumento final de la *ESR*:

$$D = \frac{a}{a_f}. \quad (5.7)$$

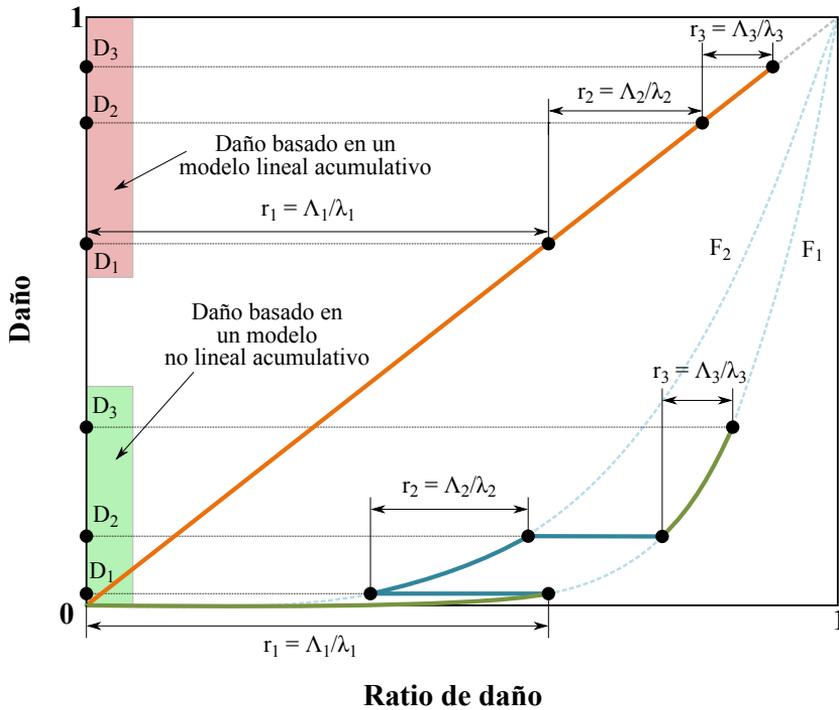


Figura 5.15: Comparación de modelos de daño acumulado lineal y no lineal [?].

Sin embargo, en la mayoría de los casos $a_0 = 0$, por lo que la expresión (??) redefine como:

$$D = r^q. \tag{5.8}$$

El D se calcula por cada punto de operación y va acumulándose según avanza la vida operativa del dispositivo. Esta acumulación puede realizarse de diversas formas, las expresiones analizadas hasta el momento, por ejemplo, dan lugar a modelos de daño no lineales. Sin embargo, para simplificar la estimación del daño es posible aproximar estas expresiones por una acumulación lineal, dando lugar a un modelo de daño lineal.

Las comparaciones entre el modelo de daño lineal y el modelo de daño no lineal se muestran en la figura ?? . La curva naranja es el modelo lineal y las curvas de líneas de puntos F_1 y F_2 son las funciones de los modelos no lineales para diferentes condiciones de carga. En el ejemplo descriptivo de a continuación, plasmado en

la figura ??, se analizan tres etapas en la acumulación de daños. La etapa uno sucede bajo la primera condición de carga y el tiempo de funcionamiento es Λ_1 . En esta primera etapa se puede ver que el daño con el modelo lineal acumulado es mucho mayor que con el modelo no lineal. Y esta diferencia significativa no puede ser ignorada.

Siguiendo con la etapa dos, ésta sucede bajo la segunda condición de carga donde el tiempo de funcionamiento es Λ_2 . Para el caso basado en el modelo lineal, el daño continúa acumulándose linealmente. Para el caso basado en el modelo no lineal, el daño se acumula siguiendo F_2 . La etapa tres vuelve a suceder bajo la primera condición de carga donde el tiempo de funcionamiento es Λ_3 . En el transcurso de este proceso puede observarse cómo el modelo lineal va acumulando un error en la estimación de D con respecto al estimado en el modelo no lineal.

A continuación, se detalla el modelo matemático del modelo de daño acumulado no lineal. Bajo la primera condición de carga, el daño del condensador se expresa como:

$$D_1 = F_1 \left(\frac{\Lambda_1}{\lambda_1} \right) = \left(\frac{\Lambda_1}{\lambda_1} \right)^{q_1} . \tag{5.9}$$

Bajo la segunda condición de carga, el daño del componente se expresa como:

$$D_2 = F_2 \left[\frac{F_2^{-1} D_1 \lambda_2 + \Lambda_2}{\lambda_2} \right] = \left[\left(\frac{\Lambda_1}{\lambda_1} \right)^{\frac{q_1}{q_2}} + \frac{\Lambda_1}{\lambda_2} \right]^{q_2} , \tag{5.10}$$

donde F_2^{-1} es la función inversa de F_2 . Desarrollando esta expresión el daño acumulado total del modelo no lineal se expresa como:

$$D_{tot} = \left[\left(\frac{\Lambda_{i-1}}{\lambda_{i-1}} \right)^{\frac{q_{i-1}}{q_i}} + \frac{\Lambda_i}{\lambda_i} \right]^{q_i} , \tag{5.11}$$

donde q_{i-1} y q_i son los coeficientes del modelo no lineal durante las condiciones $i - 1$ e i , respectivamente.

Tal y como se ha comentado previamente, para emplear el modelo de daño acumulado no lineal se requiere un conocimiento muy profundo sobre el condensador analizado, por lo que, normalmente se descarta a favor del modelo lineal.

5.6.3 Fiabilidad

La fiabilidad se define, de acuerdo con el IEEE [?], como la capacidad de un componente para realizar las funciones requeridas bajo las condiciones establecidas durante un período de tiempo específico.

En este sentido, la tasa de fallos γ es la relación entre el número de fallos y la vida útil. Este parámetro ofrece una forma de cuantificar la fiabilidad de un componente y es el inverso del tiempo medio entre fallos (*Mean Time Between Failure*, MTBF). Por lo general, γ suele estar indicada en fallos de componentes por cada 10^{10} horas de funcionamiento (*Failure in Time*, FIT), siendo un parámetro muy usado para indicar la fiabilidad de los componentes:

$$\gamma = \frac{n}{Nt_b}, \quad (5.12)$$

donde n es el número de componentes testeados, N el número de fallos y t_b el tiempo de test en horas.

Si la muestra n es grande, entonces la tasa de fallos en el tiempo puede ser representada por una curva continua (ver figura ??), denominada *bathtub* [? ?]. En dicha figura, el período I representa la curva de fallos tempranos y muestra una γ alta debido a los test realizados en fábrica a los componentes para minimizar los fallos tempranos una vez que salen al mercado. Al test estándar, conocido también como envejecimiento artificial, se le denomina *burn-in* y consiste en someter a un estrés tanto eléctrico como térmico a los componentes. En el período II la tasa de fallos se vuelve constante (con un valor de γ_0) hasta λ_o , y en el período III γ aumenta progresivamente debido al deterioro gradual.

Al igual que ocurre con λ_o , a γ se le debe de aplicar unos factores de corrección dependiendo de las condiciones de uso [?]. Estos factores se establecen mediante la norma IEC 1709.

5.7 Conclusiones

En este capítulo se han analizado las tres principales tecnologías de condensador para su aplicación en los EVs con tecnología de SRM. Las condiciones de funcionamiento del EV (temperatura ambiente, fiabilidad, tensión nominal, rizado de corriente, etc.) y las exigencias propias de la industria automovilística (coste, densidad energética, etc.) hacen que la elección de la mejor tecnología sea un asunto de primer nivel.

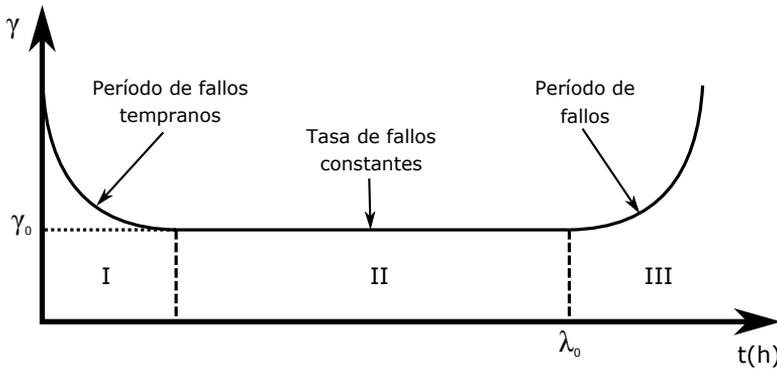


Figura 5.16: Curva *bathtub* mostrando la γ a lo largo del tiempo [?].

Cabe destacar, además, que en el caso de emplear una SRM, el rizado de corriente en el bus DC tiene especial relevancia a la hora de dimensionar el capacidad del condensador del convertidor de potencia. Por sus buenas características frente al rizado de corriente, estabilidad de la capacidad frente a variables de estrés (tensión y temperatura de operación), *ESR* y fiabilidad, los F-Caps son los que mejores prestaciones ofrecen.

Los dos polímeros más usados dentro de esta tecnología son el PET y el PP. Éste último es el más usado en la fabricación de condensadores de potencia debido a sus muy bajas pérdidas dieléctricas, alta resistencia de aislamiento y alta tensión de ruptura dieléctrica, así como la gran estabilidad de su *ESR* respecto a la temperatura y frecuencia.

Dentro de los F-Caps, los HF-Caps ofrecen una mayor versatilidad respecto a rangos de tensión nominal y corriente eficaz. Sin embargo, los valores típicos de tensión de batería en los EVs rondan los 400-600 V (caso aparte los vehículos de *heavy-duty*), siendo ésto sobradamente asumible por la tecnología de MF-Cap. Además, la tecnología de MF-Cap es más barata y está mucho más contrastada que la de HF-Cap.

Por todo esto, la tecnología de condensador que mejor se adapta a las particularidades del EV con SRM es la MKP, también conocida como condensadores de película de polipropileno metalizado (*Metalized Polypropilene Film Capacitors*, MPPF-Caps) [? ?].

Esta tecnología es la que se empleará posteriormente en el capítulo ???. En ese capítulo se analizará cómo afectan distintas técnicas de modulación a la vida útil de un bus DC con tecnología de MPPF-Cap. Así como en el capítulo ???, donde

se presentará una metodología para determinar la vida útil de un condensador a partir de la corriente que éste soporta.

Parte III

Contribuciones

Capítulo 6

Algoritmos de modulación de conmutación sincronizada

6.1 Introducción

Tal y como se ha visto en los capítulos anteriores, debido a las características intrínsecas de la máquina de reluctancia conmutada (*Switched Reluctance Machine*, SRM), existe un intercambio de grandes cantidades de energía magnética entre los devanados y el bus DC, viéndose reflejado en forma de elevados picos de corrientes en los condensadores. Éste es un efecto que, aunque sucede en todas las tecnologías de máquina eléctrica, es más pronunciado en las SRMs debido a que cada una de las fases debe ser capaz de generar la potencia máxima de forma independiente. Todo esto deriva en una necesidad de aumentar la capacidad del condensador, lo que incrementa el volumen y los costes de los convertidores de esta tecnología.

En este contexto, en la sección ?? se ha visto que los objetivos de mejora tecnológica (densidad de potencia, eficiencia, costes, etc.), tanto para motores como para convertidores, propuestos por los diferentes organismos y agencias internacionales son muy exigentes. En este sentido, hoy en día, la mayoría de la investigación relacionada con la tecnología de SRM está enfocada en la mejora estructural de la máquina (ver subsección ??), mejora en el control (incidiendo en el rendimiento de la máquina, ver sección ??) o en nuevas topologías de convertidor (ver sección ??) [? ? ? ?].

En lo que se refiere a la mejora de las arquitecturas de convertidor de potencia

para la tecnología de SRM, una de las vías de reducción del condensador del bus DC es mediante el empleo de topologías de convertidor más complejas y/o diseños especiales de máquina. En [?], por ejemplo, se propone el uso de un complejo convertidor multipuerto que permite incorporar, de forma controlada, un conjunto de condensadores al bus DC como un elemento extra; de esta forma, al permitir un mayor rizado de tensión, se logra reducir el tamaño del conjunto principal de condensadores. En [?] se valida el uso de un convertidor DC-DC *boost*, pudiendo reducir el tamaño de los condensadores mediante un filtrado activo de la corriente. En [?] se usa una topología *buck-boost* bidireccional en cascada paralela al convertidor base para filtrar el rizado de corriente, permitiendo, así, reducir el condensador del bus DC. Y en [?] se propone el uso de un *quasi-Z-source integrated multiport converter*, topología analizada en la sección ??, pudiendo reducir el tamaño de los condensadores. Hay que constatar que aunque estas soluciones presentan alguna ventaja, todas emplean más dispositivos, reducen la tolerancia a fallos e incrementan el volumen total del convertidor.

Una vía para reducir el condensador del bus DC, sin tener que acometer cambios físicos en los diseños tradicionales de convertidor o motor, es mediante el control. En este contexto, en [?] se propone una innovadora forma de onda de corriente de fase y en [?] se usa un filtro pasa bajo con el mismo fin. Ambos métodos hacen uso de modelos FEM, por lo que no tienen en cuenta la degradación del sistema ni los errores de construcción, siendo poco fiables a largo plazo. En [?], por otro lado, se aplica un ángulo de conmutación calculado en tiempo real especialmente pensado para minimizar la corriente de los condensadores. No obstante, este último método añade un sensor de corriente extra al sistema y requiere gran capacidad computacional. A su vez, en [?] se propone un método para favorecer el intercambio de energía magnética entre fases, y en [?] se aplica este método en una técnica que permite mantener constante la corriente media de los condensadores en cada período de conmutación del PWM. Aun así, estos métodos no hacen un uso eficiente del fenómeno de intercambio de energía y dejan de lado los aspectos de fiabilidad y rendimiento de la SRM (tolerancia a fallos, eficiencia, rizado de par, etc.). Es más, estas propuestas no son extrapolables a otros esquemas de control sin cambios sustanciales.

Una de las aportaciones de esta tesis se centra en ese fenómeno: desarrollar un algoritmo de modulación universal, es decir, que no sea dependiente de un método de control de corriente específico, siendo el único requisito de adaptación que el fenómeno de la SRM en el que se basa sea explotable.

A dicho algoritmo de modulación se le ha denominado **Modulación de Conmutación Sincronizada** (*Synchronized Switching Modulation*, SSM), el cual potencia el intercambio de energía magnética entre fases durante el período de solape

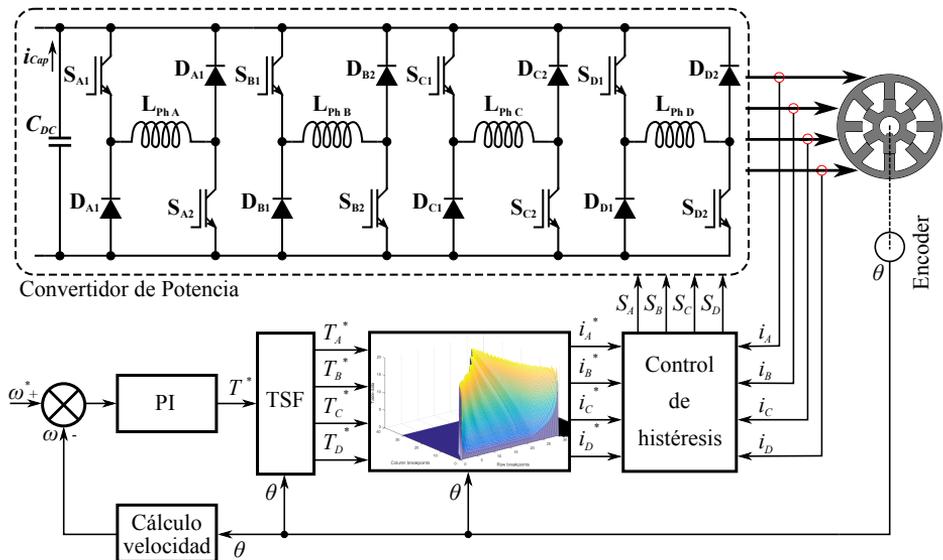


Figura 6.1: Diagrama de una SRM 8/6 de cuatro fases con un ITC y TSF.

(*overlap*), disminuyendo al mismo tiempo la energía transferida entre el bus DC y la SRM. Al mismo tiempo, se ha desarrollado y testeado una modificación de dicho algoritmo de modulación, denominado **Modulación de Conmutación Sincronizada Premagnetizada** (*Premagnetized Synchronized Switching Modulation*, P-SSM), con el objetivo de minimizar el aspecto más perjudicial de la primera manteniendo las mejoras.

Para la validación de estos algoritmos, se ha trabajado en estrecha colaboración junto al Grupo de Accionamientos Eléctricos con Conmutación Electrónica (GAECE) de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), quienes han proporcionando gran parte de la plataforma experimental y cedido sus instalaciones.

A continuación, y debido a su importancia en el desarrollo del presente capítulo, se expone el control que se ha escogido como base para, posteriormente, desarrollar los algoritmos de modulación y analizar el fenómeno del que se valen. Tras ello, se plantean las hipótesis que, posteriormente, se contrastan. Seguidamente, se describen tanto el banco de pruebas usado como el procesamiento de los datos experimentales empleados para validar los algoritmos de modulación planteados en esta tesis. Y finalmente, se analizan los resultados extraídos y se contrastan con las hipótesis planteadas para obtener unas conclusiones razonadas.

6.2 Control base de la aplicación seleccionada

A continuación, se explica cuál es el esquema de control que se ha escogido como base para el desarrollo de la SSM y la P-SSM y su comparación en prestaciones. Asimismo, para evitar problemas de nomenclatura se vuelven a explicar y definir algunos parámetros ya mencionados en la sección ??.

La dinámica de control de par es muy importante en los EVs, ya que es, al mismo tiempo, un factor clave a la hora de acelerar/frenar y causante del fenómeno de sobreaceleración (conocido también como tirón o *jerk*). Éste último fenómeno está directamente relacionado con el confort a la hora de conducir un vehículo [?]. Los algoritmos de modulación que se disponen a estudiar son independientes de la técnica de control de par. Por esta razón, se ha seleccionado un control indirecto de par (*Indirect Torque Control*, ITC) debido, por una parte, a su fácil implementación y buen ratio coste-efectividad [?] y, por otra, a que la implementación de una función de reparto de par (*Torque Sharing Function*, TSF) permite la generación de un par mucho más estable.

La figura ?? muestra el diagrama de control seleccionado para esta aplicación, donde la SRM empleada tiene cuatro fases. Hay que considerar que el ITC con TSF es muy dependiente de la posición instantánea θ del rotor. Para afrontar esta necesidad y calcular la velocidad ω se emplea un encóder. Generalmente, en un EV se prescinde del lazo de velocidad al controlar la velocidad indirectamente mediante el par con el pedal acelerador (a menos que se use un control de “velocidad crucero”). Sin embargo, para facilitar la posterior experimentación sobre una bancada, en esta tesis se usa un regulador PI en el lazo de velocidad para obtener la referencia total de par T^* . A continuación, el bloque de la TSF divide la T^* en los pares de referencia de las diferentes fases T_j^* en función de θ . Tras lo cual, mediante una *look-up table* se obtienen las referencias de corriente i_j^* y, por último, el controlador de histéresis genera las señales de conmutación S_{jn} en base a los valores de i_j^* y las lecturas de las corrientes reales i_j .

De entre todas las TSF disponibles, se han elegido las siguiente funciones cúbicas debido a que presentan una mayor eficiencia computacional para su aplicación en tiempo real y al bajo índice de pérdidas de Joule (con respecto a otras alternativas, estudio realizado en la sección ??) [? ?]:

$$f_{in}(\theta) = \begin{cases} 0 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ 3 \left[\frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}} \right]^2 - 2 \left[\frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}} \right]^3 & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 1 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases}, \quad (6.1)$$

Tabla 6.1: Estado de los interruptores en un puente en H asimétrico.

	Magnetización	<i>Freewheeling</i>	Desmagnetización
S_{j1}	1	0	0
S_{j2}	1	1	0

$$f_{out}(\theta) = \begin{cases} 1 & \forall \theta \in [0, \theta_{on}) \\ 1 - 3 \left[\frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}} \right]^2 + 2 \left[\frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}} \right]^3 & \forall \theta \in [\theta_{on}, \theta_{off}) \\ 0 & \forall \theta \in [\theta_{off}, \theta_T/2) \end{cases}, \quad (6.2)$$

donde $f_{in}(\theta)$ y $f_{out}(\theta)$ representan la entrada y salida de las corrientes de fase, respectivamente (ver figura ??), con:

$$\theta_{ov} \triangleq \text{ángulo de solape.}$$

La figura ?? muestra los perfiles típicos de T_j^* , i_j^* y i_j de cada fase. Nótese que T_j^* está construida a partir de la referencia de par general T^* , con lo cual T_j^* depende de la zona en la que esté operando cada fase, donde se cumple que:

$$\text{Zona \#1 } T_j^* = T^* f_{in}(\theta), \quad (6.3)$$

$$\text{Zona \#2 } T_j^* = T^*, \quad (6.4)$$

$$\text{Zona \#3 } T_j^* = T^* f_{out}(\theta). \quad (6.5)$$

En la figura ?? puede verse un zoom del período de solape, coincidiendo siempre con la zona #1 de una fase y la zona #3 de su adyacente (dependiente del sentido del giro). Para evitar problemas de nomenclatura y facilitar el posterior desarrollo de los algoritmos de modulación, a la corriente de fase magnetizante de la zona #1 se la ha denominado como i_{in} y a la de la fase desmagnetizante de la zona #3 como i_{out} ; asimismo se ha denominado i_{in}^* y i_{out}^* a sus respectivas referencias.

Como modulación se ha empleado una estrategia de histéresis debido a su simplicidad y fácil implementación. La figura ?? muestra la corriente dentro de la ventana de histéresis. El control de corriente mediante histéresis cubre los dos niveles inferiores de la estructura jerárquica de control, tal y como se explica en la sección ?. Es decir, además del control de corriente también se encarga de la modulación. La ventana de histéresis se controla mediante el parámetro *Hyst*, el cual representa el tanto % con respecto a i_j^* .

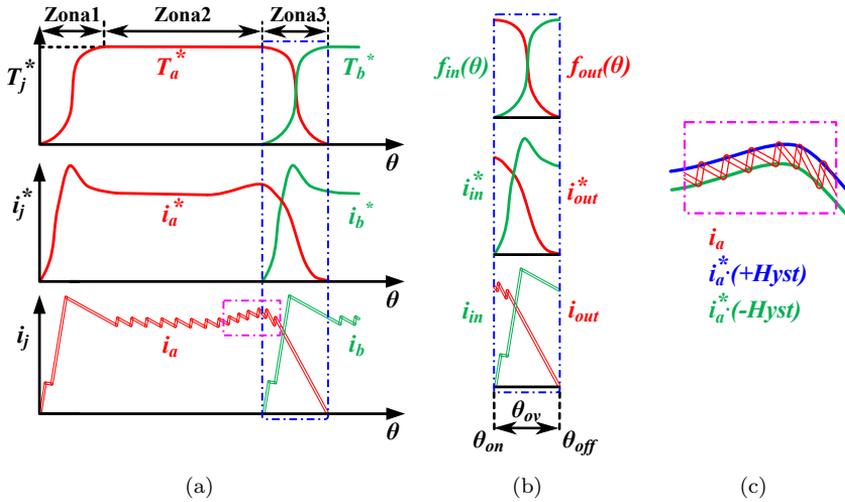


Figura 6.2: Perfiles típicos de referencia de par T_j^* , referencia de corriente i_j^* , y corriente medida i_j con una TSF.

Por último, a este respecto, se ha adoptado una estrategia de conmutación para disminuir tanto el número total de conmutaciones como los picos de corriente en los condensadores i_{Cap} (ver tabla ??). La clásica estrategia de magnetización/desmagnetización mantiene i_j dentro de la ventana de *Hyst* en todo momento y es la manera de obtener el mejor resultado de rizado de par. Sin embargo, implica un alto número de conmutaciones y un elevado estrés de i_{Cap} (ver figura ??). En este trabajo se ha optado por el uso de una estrategia de conmutación con prioridad del *freewheeling* consistente en: por una parte, anteponer el *freewheeling* frente a la desmagnetización en la zona #1 y zona #2; y, por otra parte, anteponer el *freewheeling* frente a la magnetización en la zona #3 (ver figura ??). De esta manera, se consigue reducir sobremanera i_{Cap} (ver figura ??) a cambio de empeorar de forma admisible la respuesta de par.

6.3 Solución para la reducción de corriente en el bus DC

Tras sentar las bases de lo que es el esquema principal de control, a continuación, se expone todo el proceso de desarrollo y validación de los algoritmos de modulación ideados en la presente tesis. Inicialmente se muestra el funcionamiento

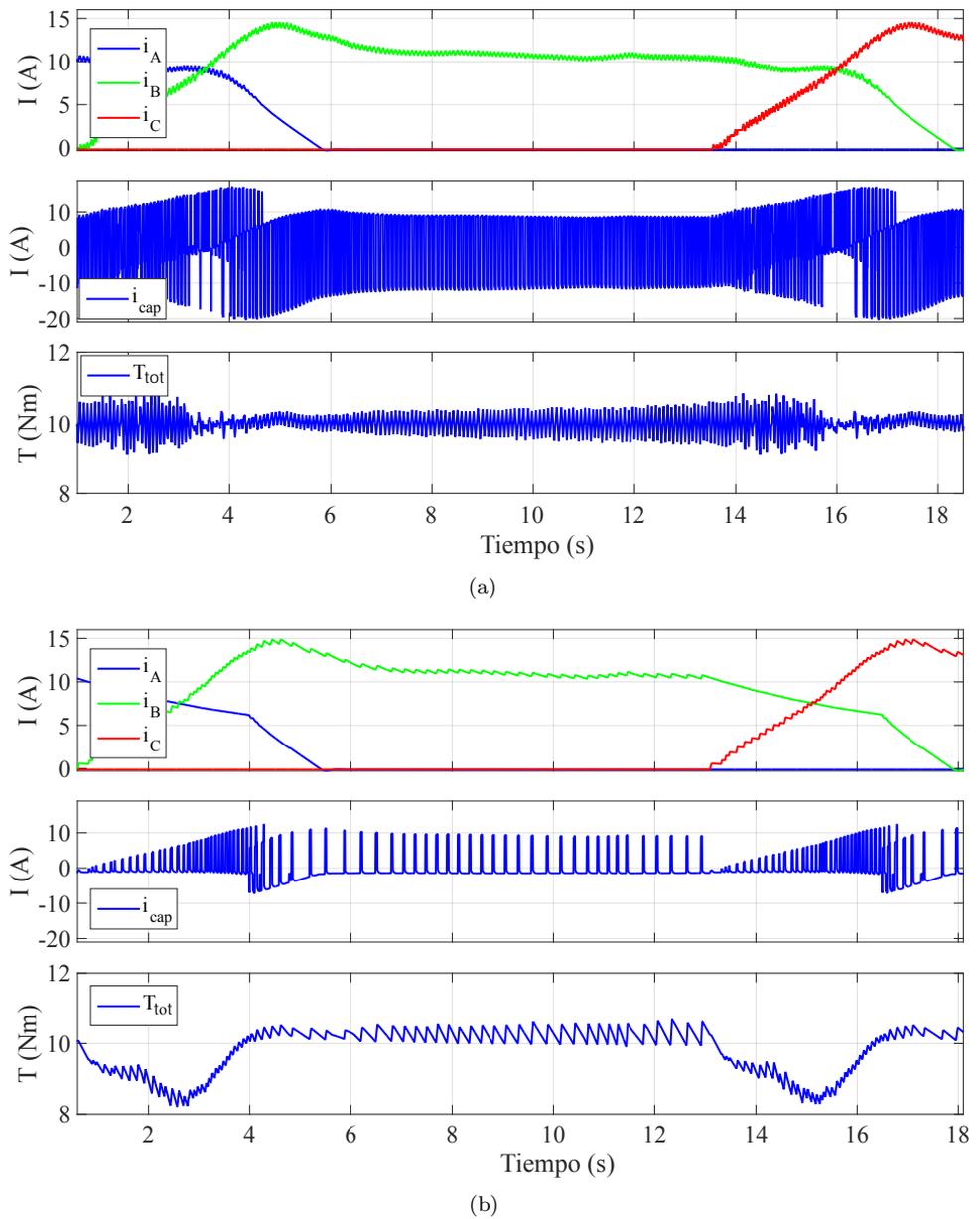


Figura 6.3: Comparación de una estrategia a) clásica sin prioridades y otra b) con prioridad de *freewheeling*, a 200 rpm y 10 Nm.

del fenómeno de trasvase de energía, después se analiza la implementación de ambos algoritmos de modulación, tras lo cual se validan mediante simulación y, por último, se exponen las hipótesis correspondientes.

No obstante, antes de nada se recuerda dónde nace la necesidad de reducir el tamaño de los condensadores del bus DC. Durante las conmutaciones, la energía magnética almacenada en el devanado se transfiere al bus DC (desmagnetización) y/o viceversa, reclamando energía al bus DC (magnetización) y generando picos de i_{Cap} (ver figura ??). Además, debido a las características innatas de la SRM cada una de las fases debe ser capaz de generar la potencia máxima de forma independiente, teniendo que soportar grandes i_j que se ven reflejadas como grandes picos de i_{Cap} .

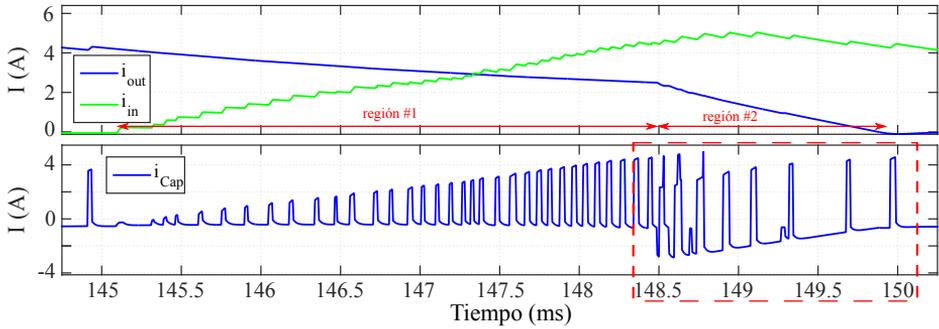
El modo más común de hacer frente a estos grandes flujos de energía es incorporando un condensador con capacidad relativamente grande al sistema para que actúe como un amortiguador que equilibre la diferencia de potencia instantánea entre la fuente de energía y la carga [?]. En este contexto hay que tener en cuenta que los condensadores son ya de por sí un elemento voluminoso, además de ser una de las mayores fuentes de fallos en los modernos convertidores de potencia [?]. Siendo además éste, en general, uno de los componentes con menor vida útil [?]. En consecuencia, el coste y gestión térmica de los condensadores son inconvenientes acrecentados por el tamaño de éstos. Todo esto debe tenerse en cuenta y deja en evidencia la necesidad de desarrollar una alternativa a la solución mencionada.

6.3.1 Fenómeno de trasvase de energía

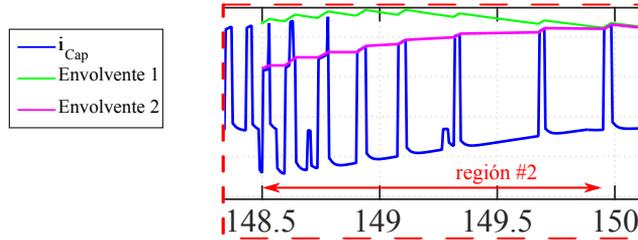
Anteponiendo, tal y como se ha dicho, el *freewheeling* frente a la desmagnetización o magnetización, se consigue reducir el número total de conmutaciones. Al mismo tiempo se consigue aislar la fase de la máquina disminuyendo, a su vez, el número de picos de corriente que el condensador del bus DC debe soportar (ver figura ?? y figura ??). Sin embargo, el estrés de corriente que sufre el condensador sigue siendo muy alto, por lo que sigue siendo necesario el uso de un gran condensador.

En este contexto, el perfil de i_{Cap} se divide en dos regiones (ver figura ??). La región #1, en la que, principalmente, se aprecian picos positivos de i_{Cap} (la poca corriente negativa que se ve es la proveniente de la fuente de energía) debido a que i_{out} no conmuta y se mantiene en *freewheeling*; y la región #2, donde se aprecia corriente tanto positiva como negativa al conmutar ambas fases. Esta diferenciación de regiones facilita, más adelante, tanto la explicación de los algoritmos de modulación desarrollados como los resultados de su aplicación.

Las lógicas de conmutación, tanto de la fase entrante como de la saliente, son



(a) ITC con TSF.



(b) Detalle de la región #2.

Figura 6.4: Perfiles de corriente simuladas durante el período de solape a 200 rpm y 1.7 Nm.

independientes entre sí, cada una sigue su propia referencia y conmutan dependiendo de la ventana de *Hyst* que se aplique. Aun así, hay veces en las que la conmutación de ambas coinciden en el tiempo (ver figura ?? y figura ??), dándose una transferencia de energía entre fases y disminuyendo la corriente reflejada en los condensadores. Debido a esto, la i_{Cap} que los condensadores deben absorber/aportar es (ver figura ??):

$$i_{Cap} = i_{Inv} - i_{Source} = i_{in} - i_{out} - i_{Source}, \quad (6.6)$$

donde i_{Source} es la corriente de la fuente de energía e i_{Inv} la corriente que el inversor aporta a las fases. La figura ?? muestra en detalle cómo ocurre este fenómeno de forma casual. La línea *Envolvente 1* muestra los valores que alcanzan los picos de i_{Cap} en el caso de no coincidir en el tiempo la desmagnetización de i_{out} con la magnetización de i_{in} , mientras que la *Envolvente 2* muestra los valores en el caso de que coincidan en el tiempo.

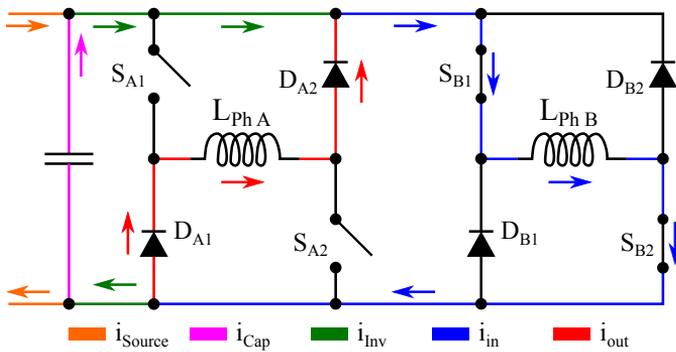


Figura 6.5: Diagrama de corrientes en una conmutación sincronizada.

En vista de que es un fenómeno controlable de forma forzada, éste puede aprovecharse en beneficio del sistema de la forma más adecuada. Este fenómeno ha motivado el desarrollo de los algoritmos SSM y P-SSM (compatibles e independientes de cualquier modelo de control), los cuales son la principal aportación de esta tesis. A continuación, se describen estos algoritmos en detalle.

6.3.2 Desarrollo de los algoritmos de modulación

Tal y como se ha justificado en la sección ??, tanto la SSM como la P-SSM se han construido sobre la base de la TSF, implementando para ello unas secuencias de conmutación específicas con el objetivo de explotar el fenómeno descrito de transferencia de energía. Para mostrar las bondades de estos nuevos algoritmos, éstos se han comparado con la misma TSF cúbica.

Para sincronizar las conmutaciones de las fases solapadas i_{in} e i_{out} una tiene que supeditarse a la otra, en otras palabras, una debe ser la fase maestra y la otra la fase esclava. Como al inicio del período de solape el ratio de Nm/A es mayor en i_{out} que en i_{in} (debido a la curva de $dL(\theta, i)/d\theta$ de la expresión (??) intrínseca del motor), se ha decidido que la primera sea maestra siguiendo la trayectoria de $f_{out}(\theta)$ y que la segunda sea esclava alejándose de la trayectoria $f_{in}(\theta)$ óptima de reducción de rizado de par (??)-(??).

Se han desarrollado dos algoritmos de modulación distintos;

En el primer algoritmo de modulación, denominado simplemente SSM, la magnetización de i_{in} es siempre complementaria de la desmagnetización de i_{out} (ver figura ??), aplicándose desde θ_{on} pero entrando en juego en la región #2. Y en el

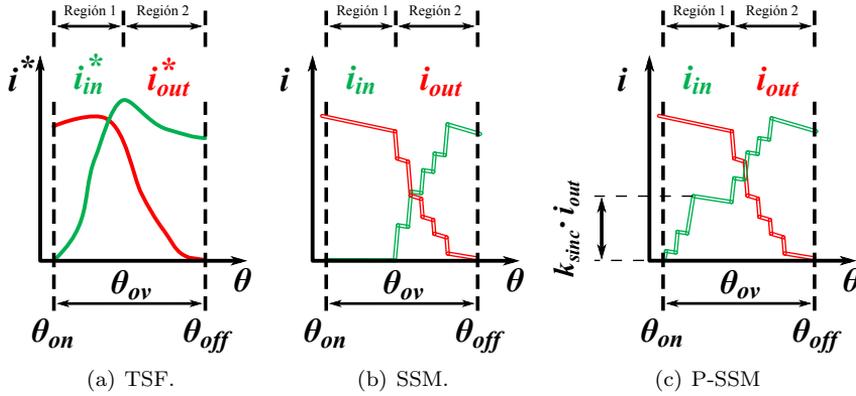


Figura 6.6: Perfiles típicos de referencia de corriente i_j^* y corriente medida i_j durante el período de solape.

segundo algoritmo, denominado como P-SSM, se premagnetiza i_{in} mediante las referencias generadas por la TSF hasta un tanto % de i_{out} (ver figura ??) para disminuir los picos máximos de i_{Cap} durante la región #2, tal y como se explica a continuación.

Si se obvia i_{Source} de la expresión (?), i_{Cap} es siempre la diferencia de corrientes entre las fases activas:

$$\Delta i_{out-in} = i_{in} - i_{out}. \tag{6.7}$$

Teniendo en cuenta ésto, y viendo el funcionamiento de la TSF (ver figura ??), es obvio que los mayores valores de Δi_{out-in} se producen al comienzo y al final del período de solape. Asimismo, premagnetizando i_{in} hasta el nivel $i_{out}k_{sinc}$ se consigue una disminución de Δi_{out-in} al comienzo de la “región 2” (ver figura ??).

La base de la que se parte para el desarrollo de ambos algoritmos de modulación es un control de corriente mediante histéresis, en la que ambas fases se monitorizan y controlan (ver figura ??); con la particularidad de que solo i_{out} se controla mediante histéresis mientras que i_{in} se sincroniza a la primera. A continuación, se describen los diagramas de flujo de ambos algoritmos de modulación:

- **SSM:** en el diagrama de flujo de la figura ?? se explica el algoritmo SSM. Al inicio de cada iteración se leen los datos necesarios y se determina, mediante el primer bloque de decisión, si se inicia o finaliza la ejecución de la SSM.

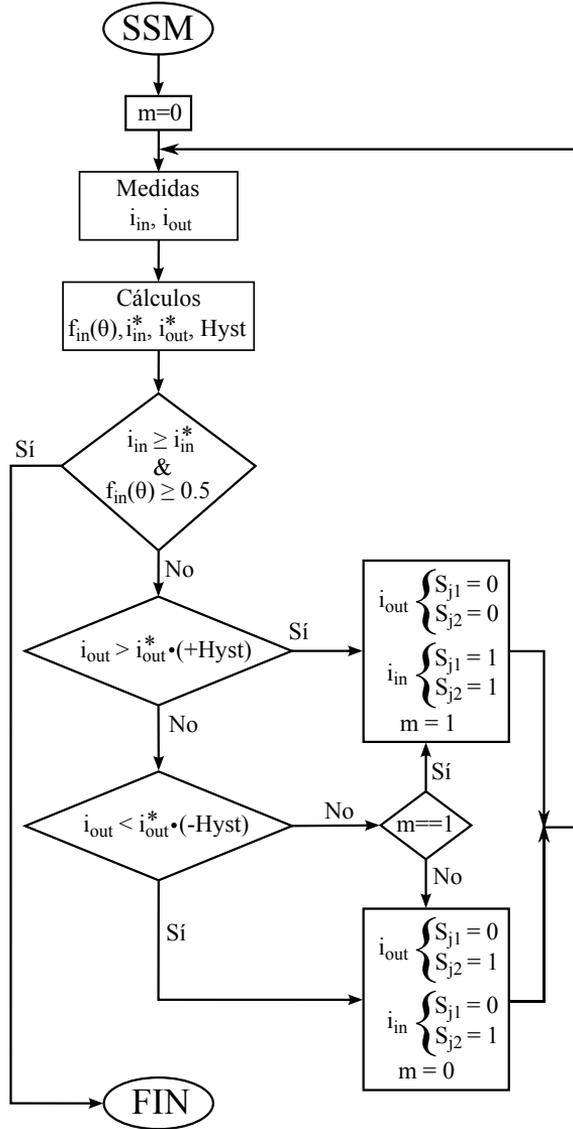


Figura 6.7: Diagrama de flujo del algoritmo SSM.

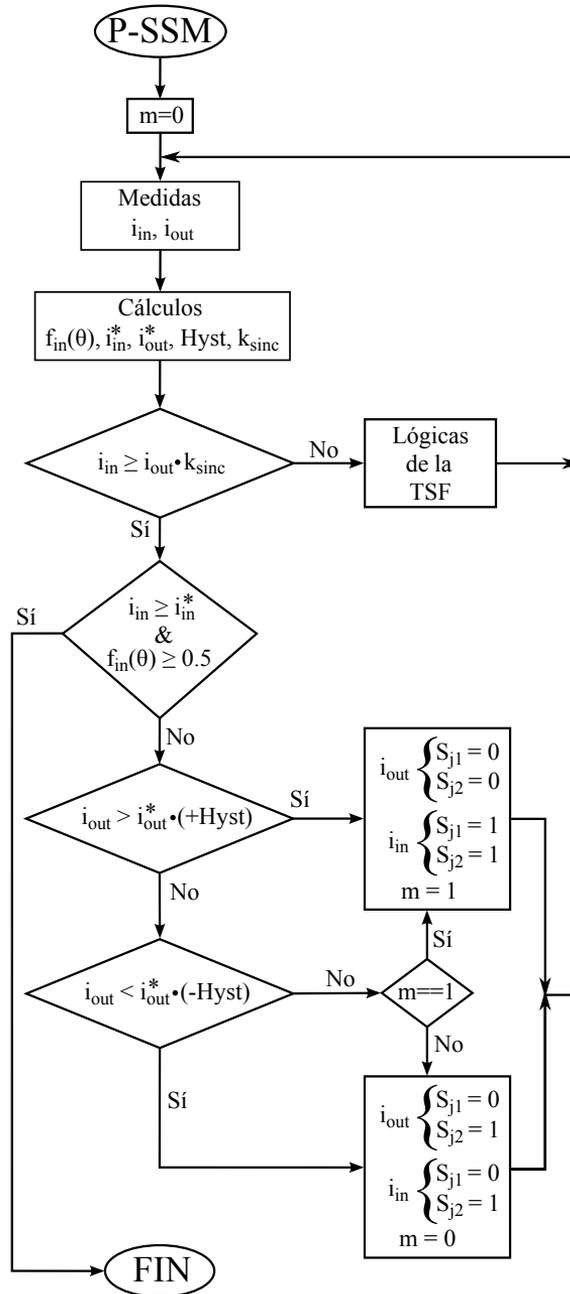


Figura 6.8: Diagrama de flujo del algoritmo P-SSM.

En lo que respecta al primer bloque de decisión, al sincronizar las conmutaciones i_{in} se magnetiza más rápido de lo que i_{out} se desmagnetiza, esto provoca que i_{in} sobrepase siempre su referencia antes del fin del período de solape causando un mayor rizado de par e innecesarios picos de i_{Cap} . En consecuencia, la SSM se aplica solamente entre el inicio del período de solape y hasta el condicionante $i_{in} \geq i_{in}^*$. A su vez, para eludir situaciones iniciales en las que tanto i_{in} como i_{in}^* son cercanas a cero y, por errores de medida o computacionales, se cumpla la condición de fin de la SSM, se incorpora el segundo condicionante $f_{in}(\theta) \geq 0,5$ como medida de seguridad.

De no cumplirse esas condiciones, los siguientes bloques ejecutan las lógicas de histéresis y determinan el estado de los interruptores de i_{in} y de i_{out} , tras lo cual acaba la iteración al volver al punto de lectura de datos.

- **P-SSM:** en el diagrama de flujo de la figura ?? se explica el algoritmo P-SSM. La estructura sobre la que se sustenta es la misma que en el caso anterior, por lo que gran parte de las lógicas son iguales.

La única diferencia es la incorporación del parámetro k_{sinc} para, en el primer bloque de decisión, determinar si i_{in} ha llegado al nivel preestablecido y magnetizar la fase si fuera necesario. Esto ocurre únicamente al comienzo del período de solape (durante la región #1, ver figura ??) y durante los primeros grados de giro, puesto que una vez las fases comiencen a conmutar sincronizadas el nivel de i_{in} crece y el de i_{out} decrece rápidamente.

Queda decir que al comienzo del algoritmo se define el parámetro m , siendo éste una variable auxiliar empleada para conocer en cada iteración el estado previo (*freewheeling* o desmagnetización) de la fase maestra. Es por ello que en cada iteración vuelve a definirse junto a los estados de los interruptores.

6.3.3 Validación mediante simulación de los algoritmos SSM y P-SSM

Tras el desarrollo de ambos algoritmos de modulación, se ve necesario validar ciertos aspectos mediante simulación antes de realizar los ensayos en la plataforma experimental. Por una parte, se validan las lógicas desarrolladas para la SSM, a continuación, se estudian las diferencias en la gestión de la energía y, por último, se analiza el aspecto de la tolerancia a fallos.

La figura ?? muestra los resultados de la implementación de la SSM en las mismas condiciones de operación descritas para la figura ?. Es notable la reducción de i_{Cap} durante el intervalo de solape: los picos de la zona #1 desaparecen como

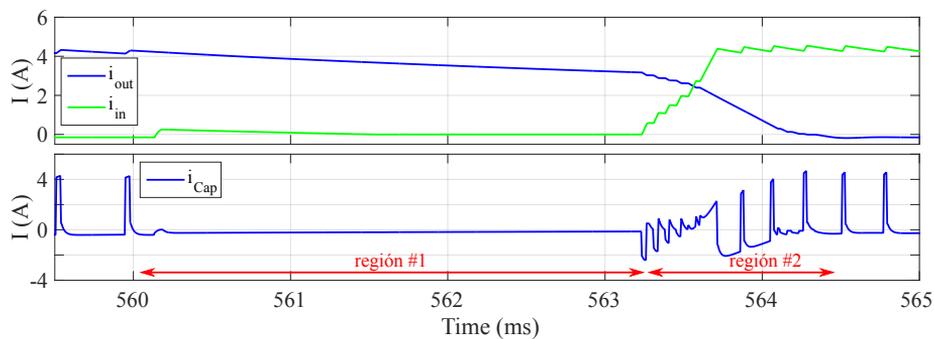


Figura 6.9: Perfiles de corriente simuladas de una ITC con SSM durante el período de solape a 200 rpm y 1.7 Nm.

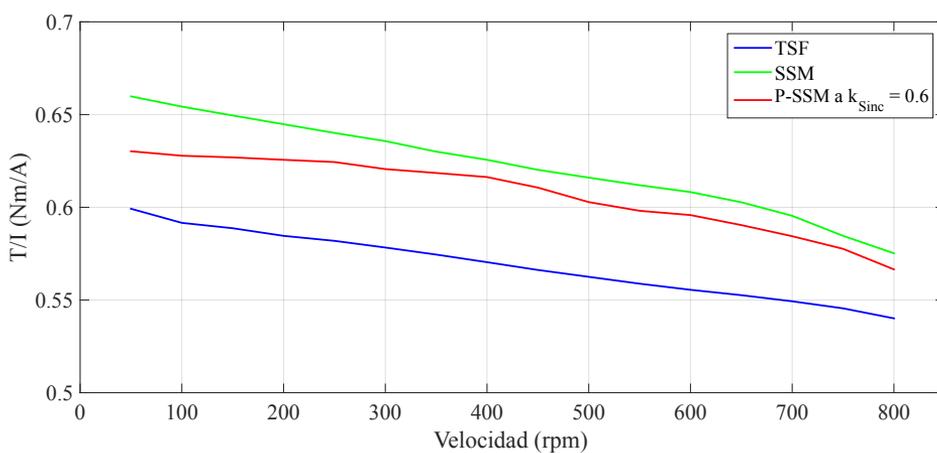


Figura 6.10: Barrido a 4 Nm del ratio T/I .

resultado de que la fase esclava obedece a la fase maestra, y los picos de la zona #2 disminuyen debido a la sincronización de las conmutaciones.

Debido a que i_{in} retrasa la magnetización de la fase, esa fase actúa en un intervalo más corto. Para compensar esto, las curvas de i_j alcanzan valores que son ligeramente más altos que con la TSF clásica. Para analizar dicho efecto en el par producido, se ha realizado un barrido de simulaciones estableciendo una carga de 4 Nm y luego calculando la relación T/I , es decir, el par medio por corriente RMS de las fases [?]. Los resultados de la figura ?? muestran un mejor comportamiento de la SSM en todo el intervalo estudiado tanto respecto a la TSF como a la P-SSM. Ello se debe a un comportamiento más eficiente en términos de energía (un mejor uso de las i_j con respecto a la curva de $dL(\theta, i)/d\theta$ de la expresión (??)).

De hecho, la relación T/I es un marcador ampliamente usado para medir la eficiencia energética de los motores. Aunque esta relación deja fuera las pérdidas de hierro, esto no debe ser motivo de preocupación, ya que las pérdidas de histéresis dependen de la frecuencia y del valor máximo de flujo, no así de la técnica de modulación. Sin embargo, cabe esperar que las pérdidas por corrientes de Foucault se vean afectadas, ya que la SSM da lugar a valores más pronunciados de di/dt [?].

Por último, pero no por ello menos importante, hay que analizar la cuestión de la tolerancia a los fallos tanto en ambos algoritmos de modulación. Como resultado de que la fase esclava esté supeditada a la fase maestra, las fases ya no se controlan independientemente, derivando en una pérdida de tolerancia a fallos (si una fase falla sus adyacentes se ven afectadas). Esto puede resolverse aplicando una rutina de control de fallos que modifique una parte de la modulación en tal situación. En este sentido, la figura ?? muestra la simulación de un fallo en la fase A en $t = 6$ s para el algoritmo SSM. Se aprecia cómo el algoritmo implementado detecta el incidente y modifica las referencias de par producidas por la TSF de la fase B, cuando su corriente actúa como i_{in} , y de la fase D, cuando actúa como i_{out} . Así pues, las fases recuperan su comportamiento independiente, lo que hace que la velocidad se estabilice incrementando el par producido por las fases restantes para compensar la fase no operativa. El algoritmo P-SSM reacciona de igual forma ante el mismo caso.

Tras el desarrollo de los algoritmos de modulación y validación de sus prestaciones mediante simulaciones, quedan formular las hipótesis correspondientes antes de realizar las pruebas sobre la plataforma experimental.

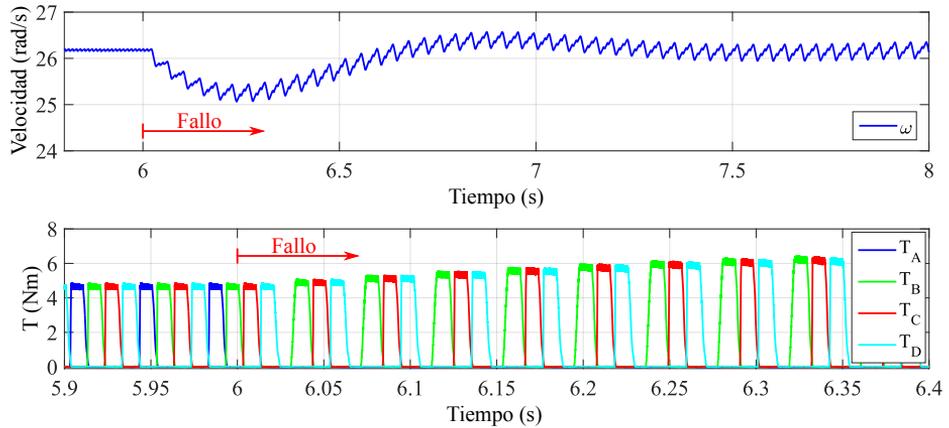


Figura 6.11: Perfiles de simulación en un fallo para una ITC con SSM.

6.3.4 Formulación de hipótesis

Teniendo en cuenta el funcionamiento característico de las SRMs, así como la perspectiva que aportan las simulaciones analizadas hasta el presente en esta tesis, se han planteado una serie de hipótesis respecto a los resultados experimentales que se obtienen de ambos algoritmos de modulación comparados entre ellos y con la TSF:

1. La corriente inducida sobre las fases (tanto i_{in} como i_{out}) sufrirá un desvío respecto a la referencia generada por la TSF en ambas modulaciones, causando mayor perturbación en el par generado al igual que pasa al modificar las prioridades de conmutación (ver figura ??). No obstante, se prevé que en el caso de la SSM esta penalización será superior debido al mayor desvío de i_{in} .
2. Respecto a i_{Cap} , se espera una notable reducción en la SSM con respecto a la generada con la TSF: desaparición de picos de corriente en la región #1 y disminución de picos, tanto en número como en magnitud, en la región #2. En la P-SSM, en cambio, se esperan picos de corriente en la región #1 (menores en número comparado con la TSF) y menores picos tanto en número como en magnitud en la región #2 comparado con la SSM.
3. La i_{Cap} , en general, se reducirá considerablemente en la SSM respecto a la TSF. En el caso de la P-SSM, debido a la complejidad de determinar el peso de la reducción/incremento descritos en el punto anterior, no puede preverse si mejorará o no respecto a la SSM; aunque sí mejorarán respecto

a la TSF.

4. Por otra parte, se espera que la mejora de los resultados de i_{Cap} sea menor según aumentan la velocidad de giro y/o el par de carga. Ésto, se debe a que cuanto mayor sea la velocidad de giro y/o el par de carga, mayor será también la EMF y, por lo tanto, menor la di/dt que afecte a la des/magnetización de las fases (??) y menor su controlabilidad. Asimismo, el empeoramiento del rizado de par se atenuará en cierta medida.

Falta por mencionar que, como consecuencia de lo descrito, ambos algoritmos mejorarán prestaciones, principalmente, a bajas revoluciones. Del mismo modo que la mejora será proporcionalmente menor según aumenta progresivamente la velocidad de giro. Ésto condicionará la aplicación objetivo y/o las condiciones de aplicación de ambos algoritmos de modulación.

5. En el caso de la P-SSM, los resultados dependerán directamente del parámetro k_{sinc} . Si k_{sinc} tiende a 1 el algoritmo de modulación actuará como una TSF clásica mientras que si tiende a 0 lo hará como la SSM.

Por consiguiente, y con el objetivo de analizar en profundidad el fenómeno descrito, se realizarán ensayos con valores de $k_{sinc} = 0,4$, $k_{sinc} = 0,5$ y $k_{sinc} = 0,6$ para su posterior comparación.

6.4 Plataforma experimental

A continuación, se presenta la plataforma experimental empleada para la validación de los dos algoritmos de modulación desarrollados. Primero se exponen todos los elementos que componen el banco de pruebas, desde los elementos activos (motor, convertidor, etc.) hasta las herramientas de control/monitorización como de registro de datos. En segundo lugar se analiza el procesado de datos llevado a cabo con los resultados de la bancada. Y una vez realizada esta exposición, en la siguiente sección se analizan los resultados obtenidos.

Para la validación de estos algoritmos, se ha trabajado en estrecha colaboración junto al Grupo de Accionamientos Eléctricos con Conmutación Electrónica (GAECE) de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), quienes han proporcionando gran parte de la plataforma experimental y cedido sus instalaciones.

6.4.1 Banco de pruebas

La figura ?? muestra el esquema general del banco de ensayos empleado. La máquina utilizada para la validación de los algoritmos de modulación es una

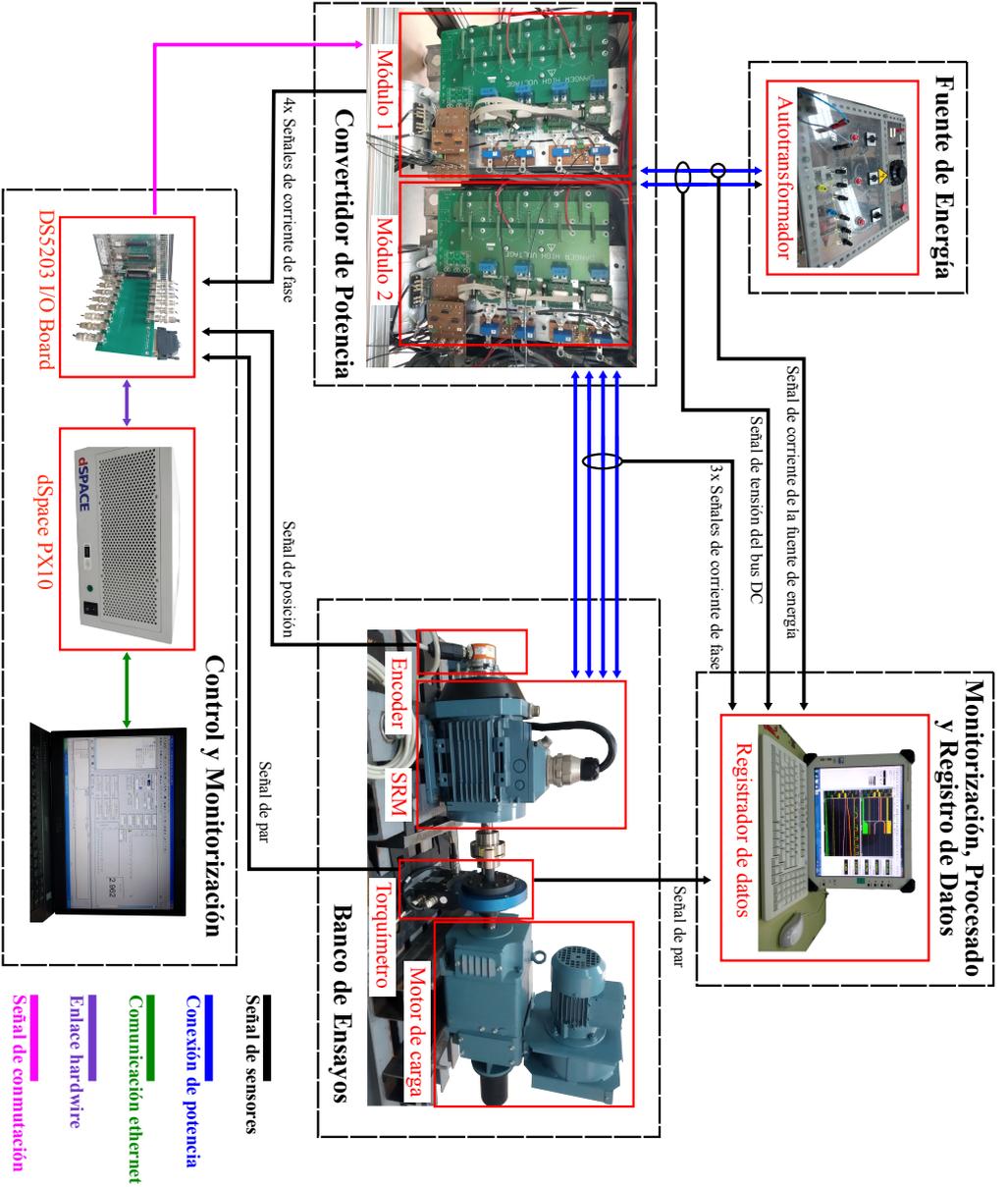


Figura 6.12: Vista general del banco de pruebas.

Tabla 6.2: Características de la SRM de 8/6 polos y cuatro fases empleada.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Potencia nominal	P_n	1.5	kW
Velocidad nominal	ω_n	1500	rpm
Tensión nominal	v_n	300	V
Corriente nominal	i_n	20	A
Inductancia de alineamiento	L_a	0.086	H
Resistencia del estátor (incluido cables conectores)	R_{est}	1.1	Ω
Diámetro exterior del estátor	-	150	mm
Longitud axial	-	95	mm
Diámetro interior del estátor	-	80.8	mm
Diámetro exterior del rotor	-	80	mm
Acero de laminación	-	FeV 270-50 HA	-

SRM de 1.5 kW y cuatro fases cuyos parámetros más significativos se listan en la tabla ???. La tabla ??, por su parte, muestra el material de instrumentación empleado en el banco de pruebas.

El control se ha implementado en un dispositivo de Prototipado Rápido de Control (*Rapid Control Prototyping*) del fabricante dSpace, más concretamente en un PX10 modular equipado con procesador y FPGA. La regulación de velocidad y par se realiza mediante el procesador ACE1005 (con un período de control de 55 μ s) en tanto que la regulación de corriente se realiza en la FPGA DS5203 para asegurar un tiempo computacional más corto (con un tiempo de muestreo de 10 ns). Todas las entradas y salidas, tanto digitales como analógicas, se gestionan mediante la FPGA para maximizar la velocidad de respuesta. Asimismo, el control y gestión de la FPGA está implementado de tal forma que sea capaz de responder ante los eventos que sucedan en la plataforma en tan solo 330 ns, sin necesidad de que la parte implementada en el procesador deba entrar en juego.

En lo que se refiere a la carga, se ha usado una máquina de corriente continua de 4.4 kW y entre ambos un torquímetro capaz de medir pares de hasta 100 Nm (ver tabla ??). La señal de par del torquímetro, por su parte, se ha empleado tanto para el control de la SRM como para el registro de datos. De los 14 bits del encoder empleado solamente se utilizan 12, disponiendo, de este modo, de una resolución de $\theta = 0.0879^\circ$.

Tabla 6.3: Material de instrumentación usado en el banco de pruebas.

	Modelo	Características
Convertidor de pot.	Semi-stack-IGBT SKS 180F B8CI 118 V12	Dos puentes en H, 7050 μ F, 800 V
Sistema de control	dSpace PX10 modular: Procesador ACE1005 FPGA DS5203	PowerPC 750GX Xilinx® Virtex®-5 SX95T-2C
Carga	Máquina DC	4.4 kW y 3000 rpm
Encoder	Kuebler 8.5870	14 bits de resolución
Torquímetro	Kistler 4504B	Rango de ± 100 Nm
Registrador de datos	HBM GEN3i	200 MB/s de lectura y una tarjeta de adquisición
Sonda de corriente	FLUKE i310s	

El convertidor de potencia está compuesto por dos módulos Semi-stack-IGBT SKS 180F B8CI 118 V12 (ver tabla ??) cada uno con dos puentes en H completos y dos sensores de corriente de efecto hall. Estas cuatro señales de medida se emplean para el control de la SRM. Para usar los puentes en H como puentes en H asimétricos se mantienen permanentemente abiertos los dos IGBTs correspondientes. Como fuente de energía para el convertidor se emplea un autotransformador conectado a una toma trifásica.

Tanto para la monitorización como para el registro y procesamiento de datos se emplea un registrador de datos GEN3i del fabricante HBM. Con este registrador se miden las señales de V_{DC} , T_{em} , i_{Source} , i_A , i_B e i_C (ver figura ??). En la siguiente subsección se explican los cálculos realizados para la obtención de todos los parámetros a analizar.

6.4.2 Procesado de datos y cálculo de resultados

A continuación, se expone cómo se han procesado los datos obtenidos en la plataforma experimental (ver figura ??) y cómo se ha procedido al cálculo de los resultados que más adelante se muestran y analizan en la sección ?. Las variables procesadas, debido a que necesitan un post-procesado o a que no son directamente medibles, son: i_D , i_{Cap} , la eficiencia global del sistema η_{tot} , el factor de rizado de par (*torque ripple factor*, T_{rf}) y la capacidad mínima requerida C_{min} .

Asimismo, conviene aclarar lo siguiente:

1. El sistema de RCP (dispuesto mediante los componentes del PX10 modular) también efectúa una lectura y procesado de datos continua. Sin embargo, su propósito ha sido únicamente el de control, dejando el cometido de registrar los datos al HBM GEN3i (ver tabla ??) debido a su capacidad superior de procesamiento y almacenamiento de datos.
2. El HBM GEN3i empleado dispone de una sola tarjeta GN610B con seis entradas analógicas cada una, limitando, así, los parámetros de lectura a: V_{DC} , T_{em} , i_{Source} , i_A , i_B y i_C (ver figura ??).

Por otro lado, la comparación entre las distintas modulaciones se ha llevado a cabo en régimen permanente realizando ensayos a diferentes cargas y velocidades para obtener al final un mapa de datos en distintos puntos de operación. Se ha descartado la comparación en régimen transitorio debido a la imposibilidad de realizar perfiles de velocidad/carga iguales. Esto es así debido a que mientras la velocidad se controla mediante el lazo de velocidad implementado en la dSpace, la carga de esta bancada se controla de forma manual.

Sabiendo la velocidad en rpm w_{rpm} del ensayo, i_D se obtiene mediante duplicación de i_C , desfazando ésta el tiempo transcurrido durante un ciclo eléctrico. Aunque todas las fases de la máquina no son exactamente iguales y, por consiguiente, esta aproximación resulta en un desvío de los resultados finales, en régimen permanente las fases no difieren mucho entre ellas, por lo que el desvío es mínimo.

A su vez, la obtención de i_{Cap} se realiza mediante un procesado de las corrientes de fase en Matlab Simulink[®]. Primero se diferencian los períodos de solape (zona #1 y zona #3) y, después, los períodos de única fase funcionando (zona #2). A continuación, y teniendo en cuenta la estrategia de conmutación escogida (ver tabla ??), se diferencian los flancos de corriente ascendentes de los descendentes para identificar los estados de operación (des/magnetización o *freewheeling*). Con lo cual, solo queda aplicar la expresión (??) para el cálculo de i_{Cap} .

Esto permite realizar una comparación de la i_{Cap} tanto del ciclo eléctrico completo como del período de solape en concreto, siendo este último donde las diferencias entre las modulaciones se hacen más visibles.

Con las variables guardadas disponibles se calcula también la eficiencia global del sistema η_{tot} (convertidor + motor).

Para mostrar la afeción negativa en el rizado de par se usa el término T_{rf} :

$$T_{rf} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{av}}, \quad (6.8)$$

donde T_{max} , T_{min} y T_{av} son el par máximo, mínimo y medio, respectivamente.

Por último, hay que constatar que la hipotética reducción de i_{Cap} permitirá, a su vez, una reducción en el valor de la capacidad del condensador. En este sentido, en [?] se define la capacidad mínima requerida por el accionamiento C_{min} como:

$$C_{min} = \frac{L_a i_{Cap}^2}{0,1V_{op}^2}, \quad (6.9)$$

donde L_a es la inductancia con los polos alineados y V_{op} es la tensión de operación.

6.5 Análisis de los resultados obtenidos

Tras los barridos de las pruebas realizadas sobre la plataforma experimental, en la presente sección se realiza un análisis completo de los resultados obtenidos. Sin embargo, conviene aclarar ciertos puntos necesarios antes de realizar el mencionado análisis:

- La frecuencia de conmutación de los IGBTs se limita a no más de 10 kHz, por lo tanto, el valor mínimo de $Hyst$ debe escogerse de forma consecuente. Para esta aplicación se ha optado por una $Hyst$ del 1% de la i_j^* al observarse mediante simulación que valores mayores presentan peor comportamiento y valores menores no cumplen con las especificaciones de conmutación de los IGBTs.
- El par nominal de la SRM es de 10 Nm pero a bajas velocidades es posible generar más par. Es por ello que a ciertas velocidades se han realizado ensayos de hasta 13 Nm.
- La velocidad nominal de la SRM es de 1500 rpm pero, tal y como se ha mencionado, los algoritmos de modulación desarrollados están pensados para bajas velocidades y, por lo tanto, se han realizado ensayos hasta los 800 rpm.
- Debido a las limitaciones del motor de carga no se han podido realizar barridos completos de par a velocidades por debajo de 250 rpm.
- Los puntos no ensayados se muestran en blanco en los mapas de resultados presentados a continuación (ver figuras ??, ??, ?? y ??).

En la figura ?? se comparan los resultados de la TSF clásica y de la SSM para un punto de operación. Si se comparan los resultados reales de la figura ?? con los simulados de la figura ?? se ven claras similitudes en el comportamiento.

Dentro del recuadro rojo de la figura ?? se observa que el efecto de intercambio de energía entre fases, cuando la conmutación de éstas coincide en el tiempo, ocurre realmente de forma casual fuera de simulación.

Comparando la figura ?? con la figura ??, se aprecia, por un lado, la desaparición de picos de i_{Cap} en la región #1 debido a la falta de conmutación causada por la supeditación de la fase esclava a la fase maestra y, por otro lado, una disminución en número y magnitud de picos de i_{Cap} en la región #2 debido a la conmutación sincronizada de las fases.

En la figura ?? se muestran los mismos perfiles de corriente, esta vez correspondientes a los tres niveles de la P-SSM durante el período de solape. Por un lado, se ven picos de i_{Cap} en la región #1, similares a los de la TSF (ver figura ??), para alcanzar el nivel establecido de premagnetización. Por otro lado, un comportamiento similar al de la SSM (ver figura ??) en la región #2 pero con picos de menor magnitud. Cuanto mayor es k_{Sinc} menores son los picos de i_{Cap} al comienzo de la región #2, por otro lado, los picos de i_{Cap} que presenta la región #1 son más numerosos y de mayor magnitud.

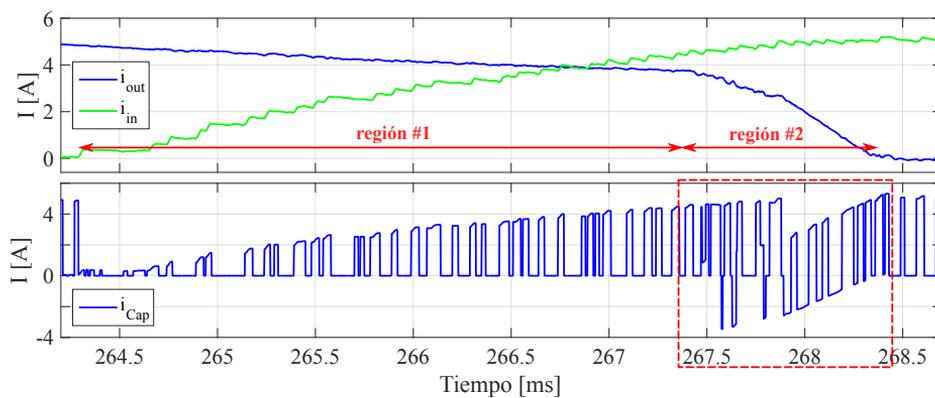
La figura ?? muestra una visión más amplia de las formas de onda de las i_j y el par total T_{tot} . La SSM retrasa la magnetización de i_{in} alejando T_{tot} de su referencia, el control compensa esto con un nivel máximo de i_j mayor que en la TSF para mantener un T_{av} igual pero mostrando un rizado de par mayor.

En las formas de onda de las corrientes de fase (ver figura ??) se aprecia una respuesta híbrida entre la TSF y la SSM. Se discierne el escalón de premagnetización de las i_j , hasta lo establecido mediante k_{Sinc} en cada caso de la región #1, y la sincronización de conmutaciones de la región #2. En el caso de T_{tot} se aprecia, tal y como se preveía, una disminución progresiva del rizado de par según k_{Sinc} aumenta asemejando el control a la TSF.

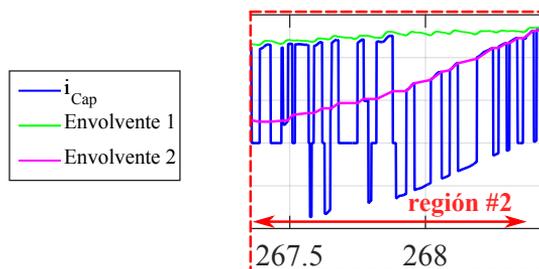
Por otro lado, la figura ?? muestra los mapas de resultados comparativos de la SSM respecto a la TSF. En la figura ?? puede verse la diferencia porcentual de corriente RMS e i_{Cap} en el sistema, teniendo en cuenta varios ciclos eléctricos de la máquina. La SSM disminuye la i_{Cap} en todo el área de testeo, siendo la mejora más pronunciada con cargas medias/bajas.

La figura ?? muestra también la reducción porcentual de corriente RMS de i_{Cap} pero teniendo en cuenta solo la ventana del período de solape durante varios ciclos eléctricos. Al poner el foco en la zona donde actúa la SSM la mejora es consecuentemente mayor. Ésta muestra picos de hasta un 47% de mejora y disminuye según aumenta la carga y la velocidad.

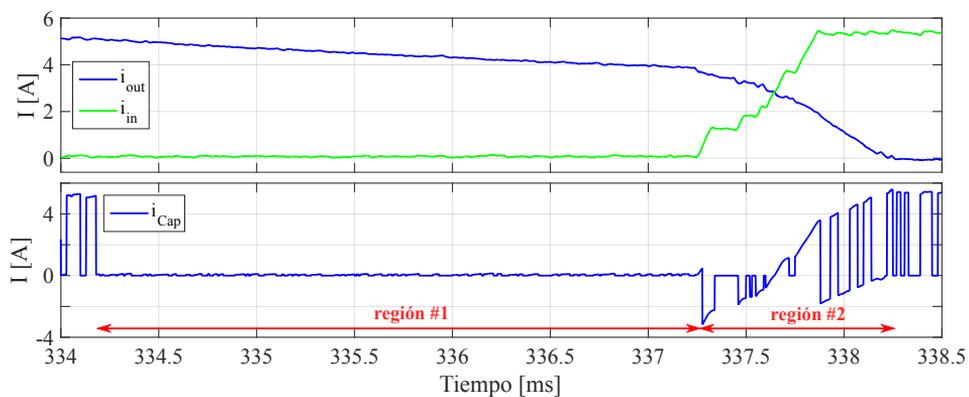
La variación de la eficiencia total η_{tot} presenta la misma tendencia (ver figura



(a) ITC con TSF.



(b) Detalle de la región #2.



(c) ITC con SSM.

Figura 6.13: Perfiles de corriente durante el período de solape a 200 rpm y 1.7 Nm. Resultados de la TSF y la SSM.

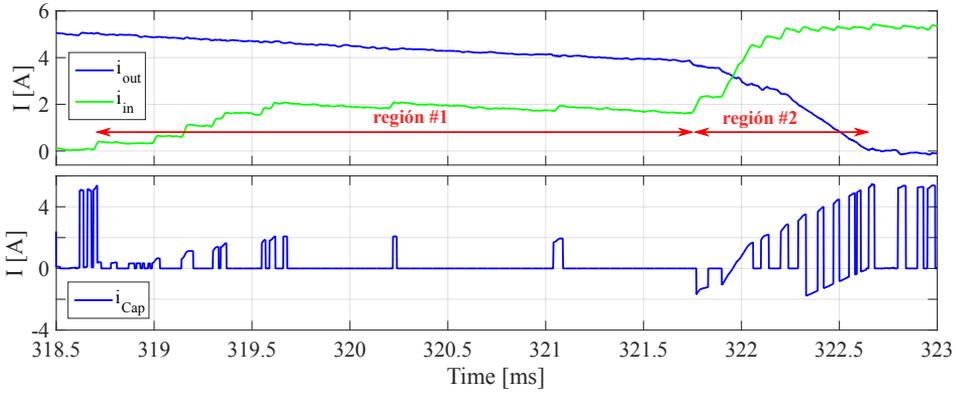
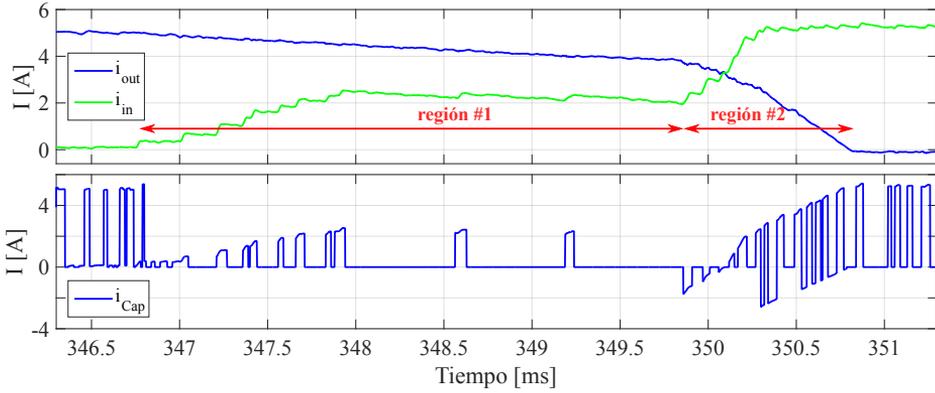
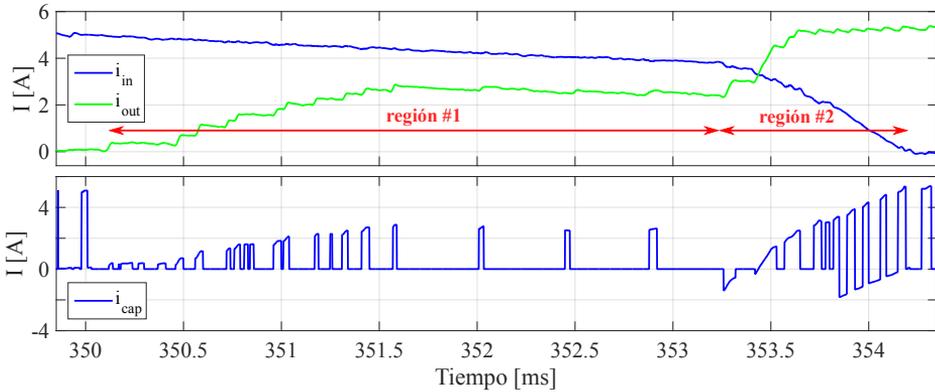
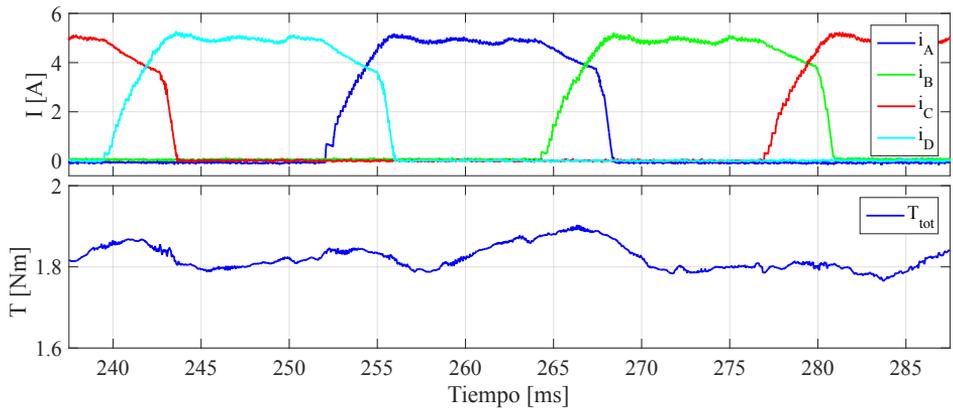
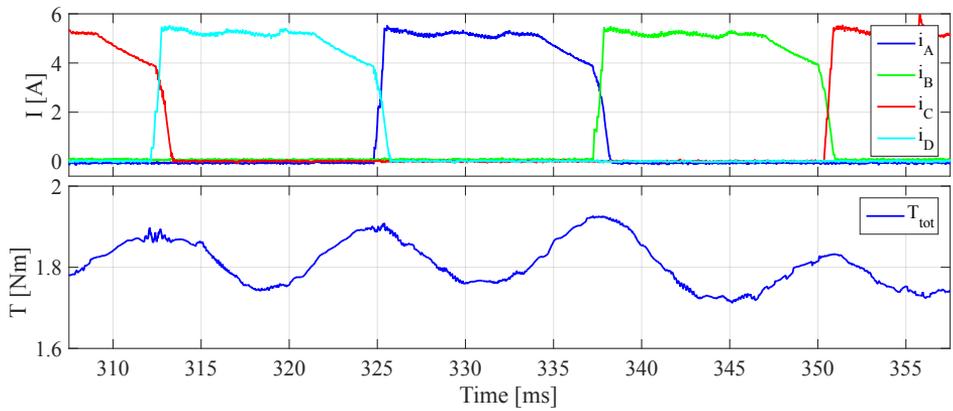
(a) ITC con P-SSM a $k_{Sinc} = 0,4$.(b) ITC con P-SSM a $k_{Sinc} = 0,5$.(c) ITC con P-SSM a $k_{Sinc} = 0,6$.

Figura 6.14: Perfiles de corriente durante el período de solape a 200 rpm y 1.7 Nm. Resultados de la P-SSM.



(a) ITC con TSF.



(b) ITC con SSM.

Figura 6.15: Perfiles de corrientes de fase i_j y par T_{tot} a 200 rpm y 1.7 Nm. Resultados de la TSF y la SSM.

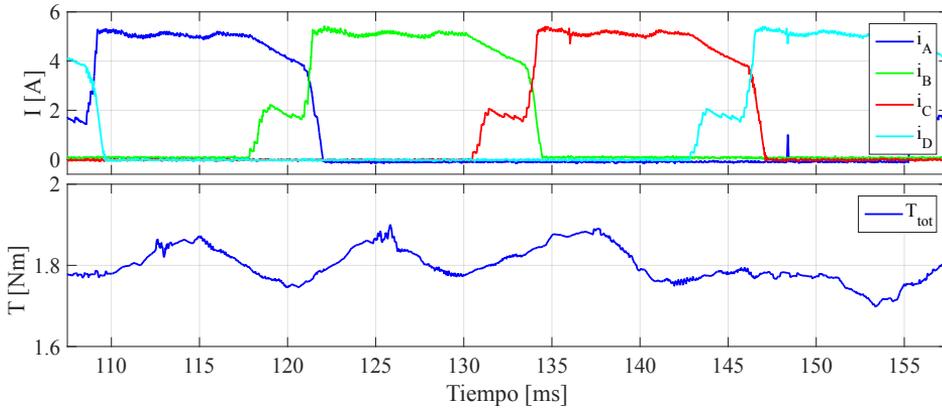
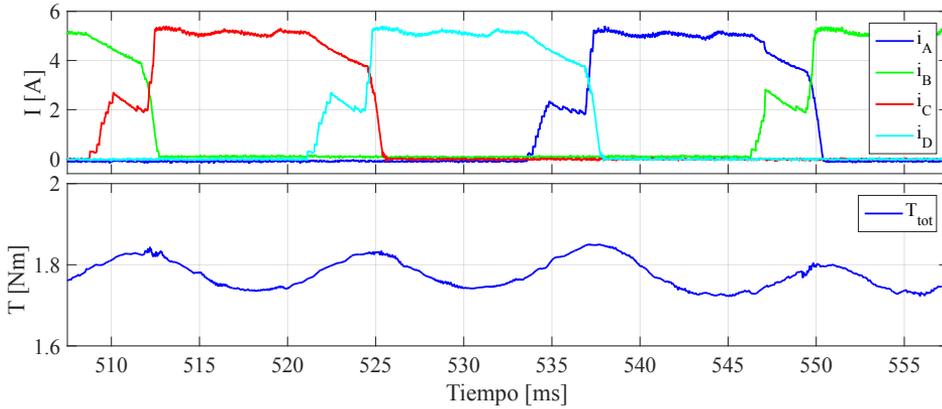
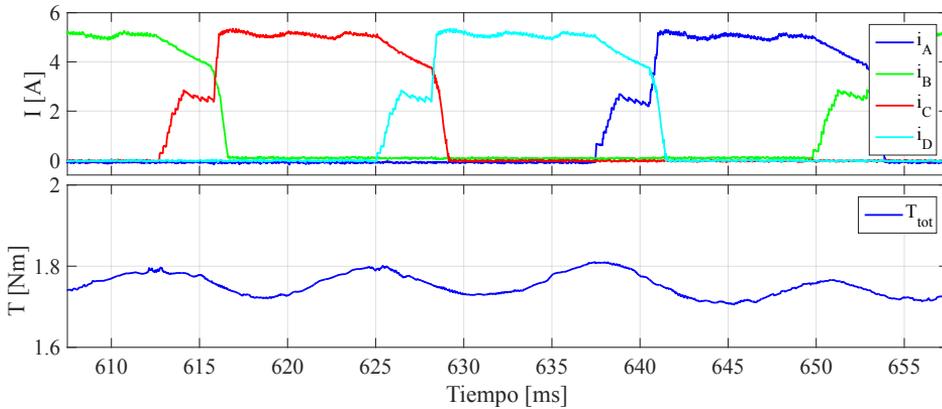
(a) ITC con P-SSM a $k_{Sinc} = 0,4$.(b) ITC con P-SSM a $k_{Sinc} = 0,5$.(c) ITC con P-SSM a $k_{Sinc} = 0,6$.

Figura 6.16: Perfiles de corrientes de fase i_j y par T_{tot} a 200 rpm y 1.7 Nm. Resultados de la P-SSM.

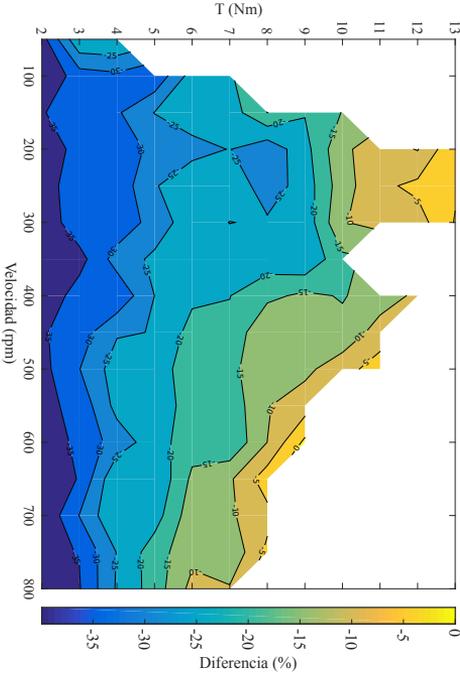
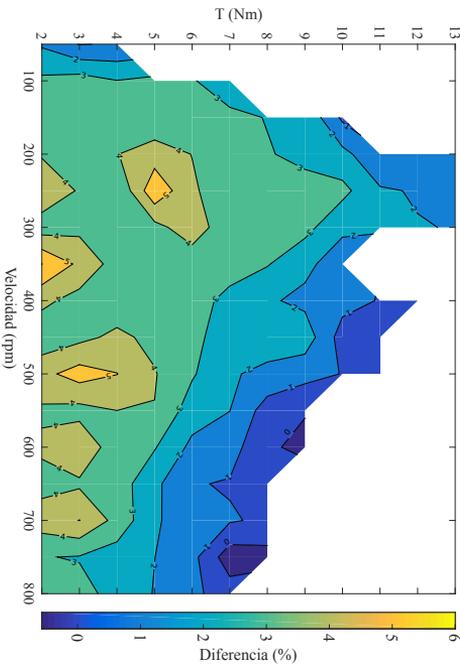
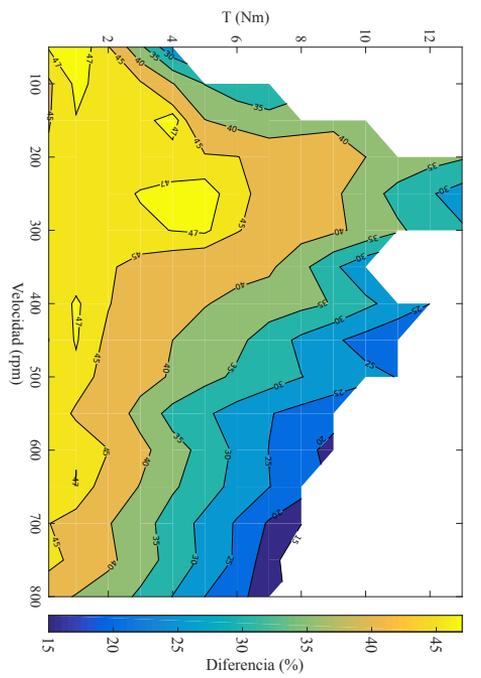
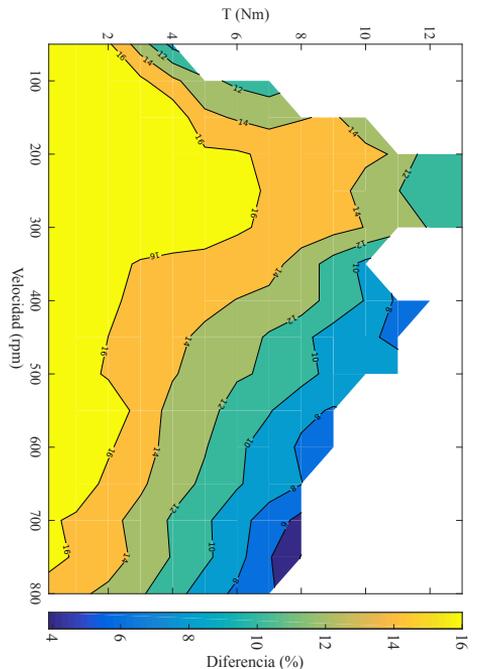


Figura 6.17: Mapas de resultados experimentales. Comparación de la TSF y la SSM.

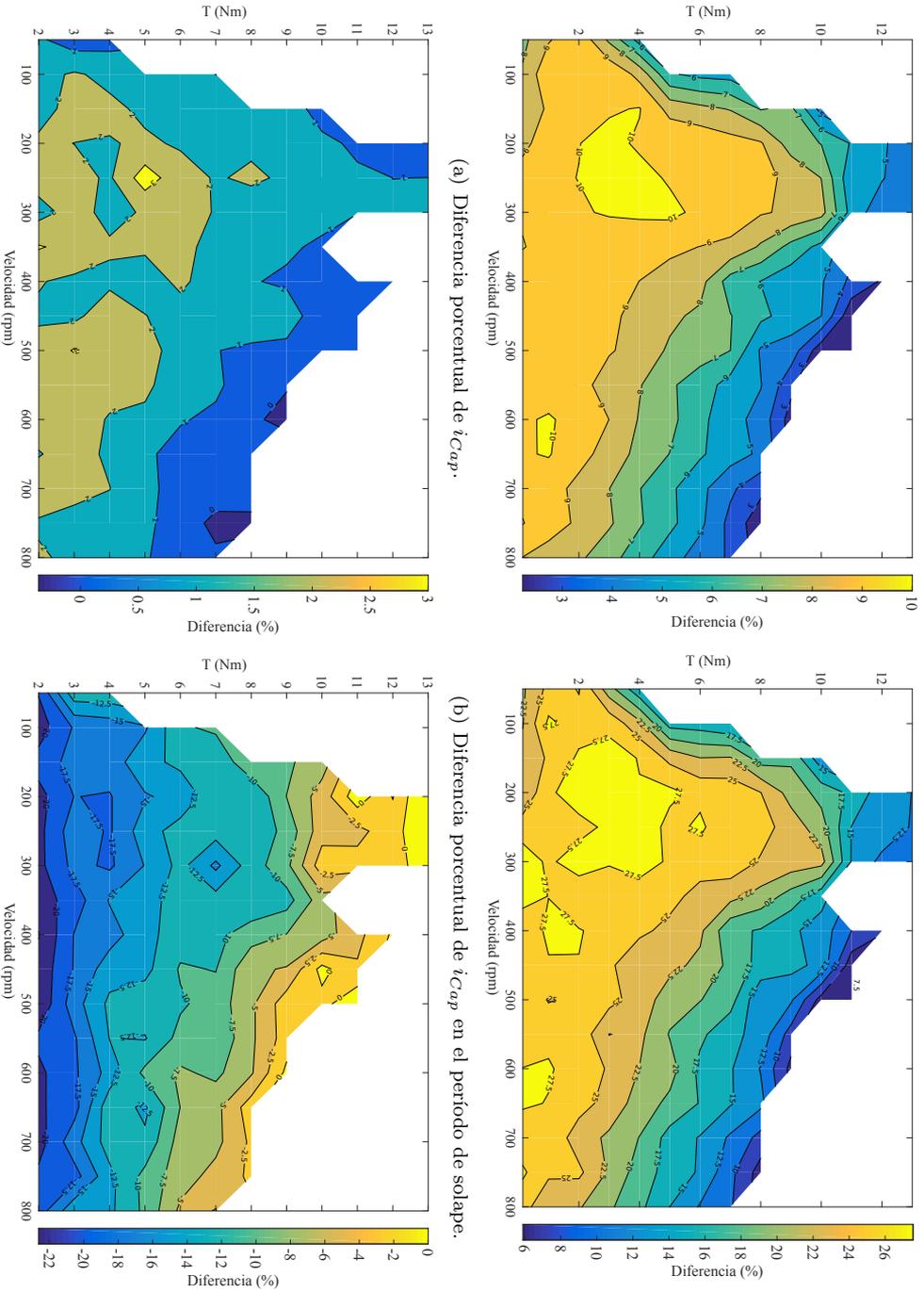


Figura 6.18: Mapas de resultados experimentales. Comparación de la TSF y la P-SSM a $k_{Sinc} = 0,4$.

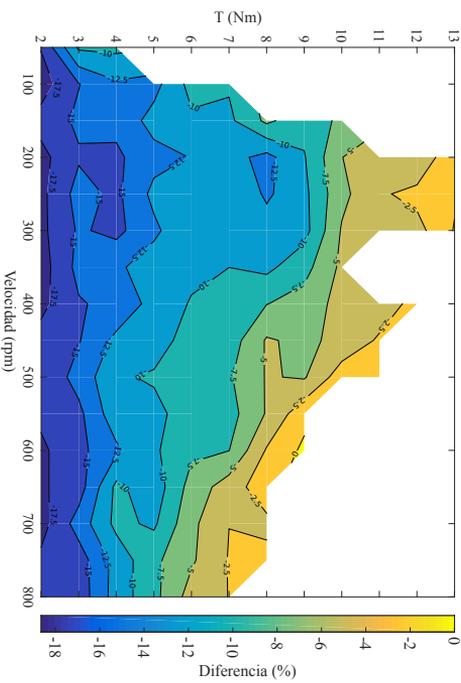
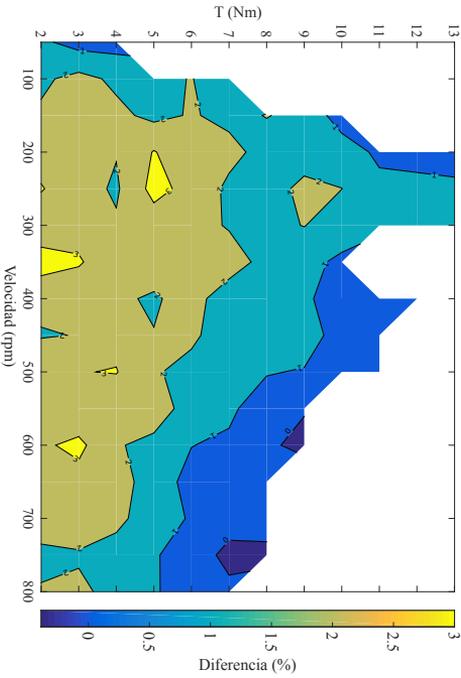
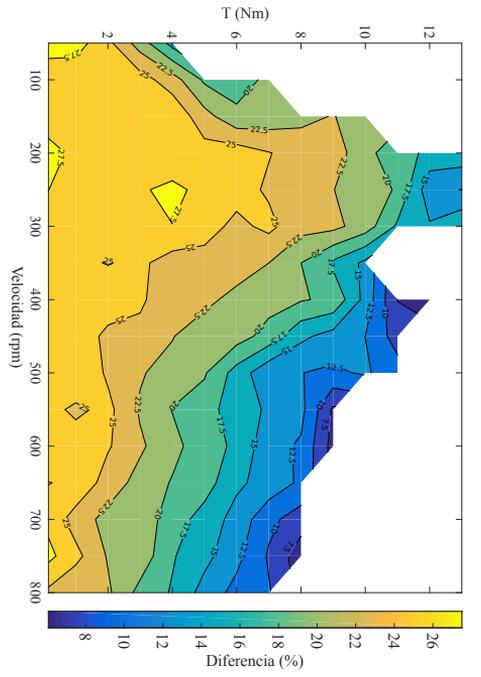
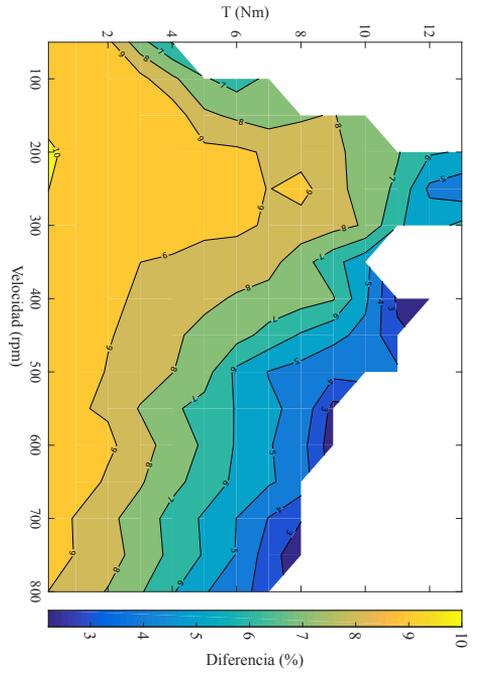


Figura 6.19: Mapas de resultados experimentales. Comparación de la TSF y la P-SSM a $k_{Sinc} = 0,5$.

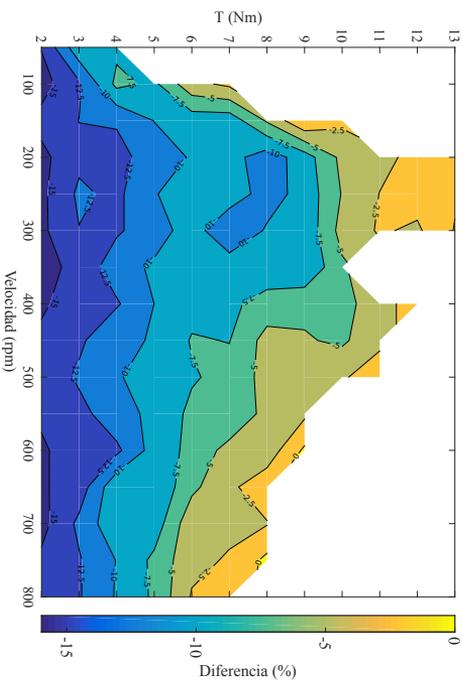
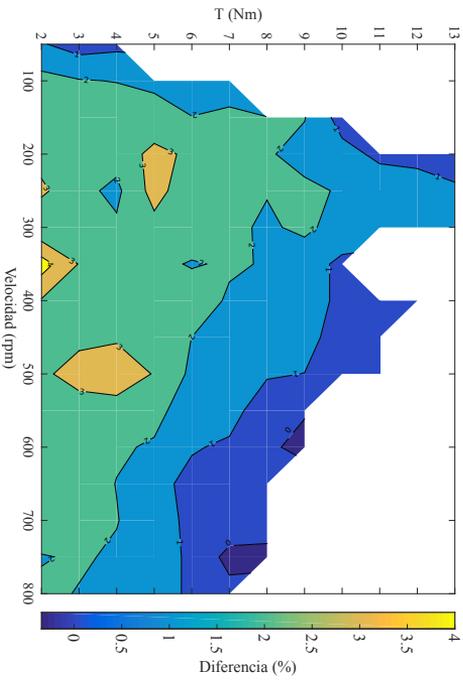
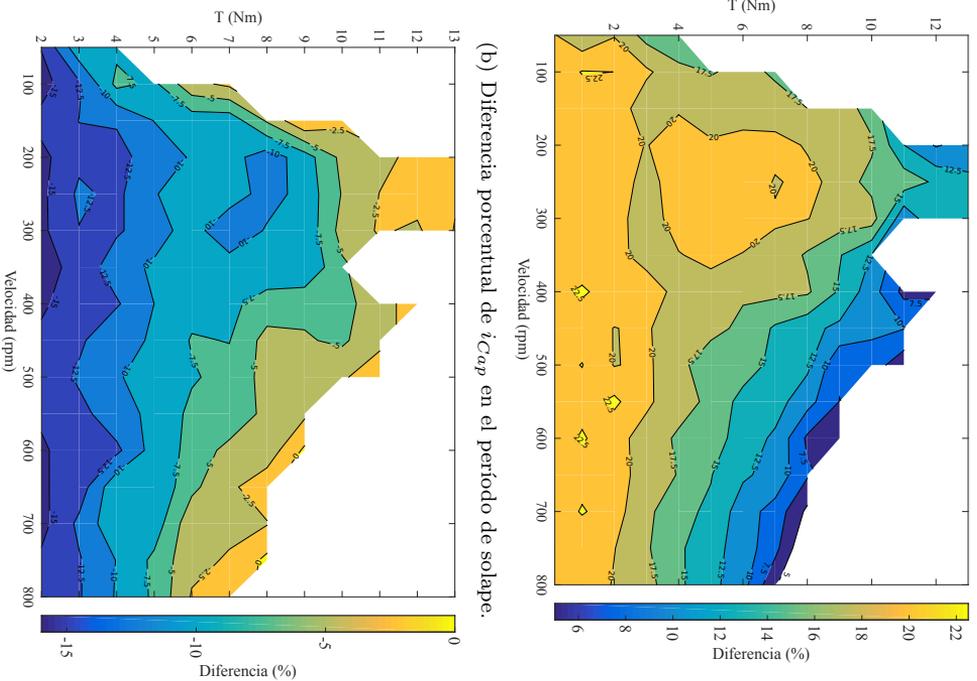
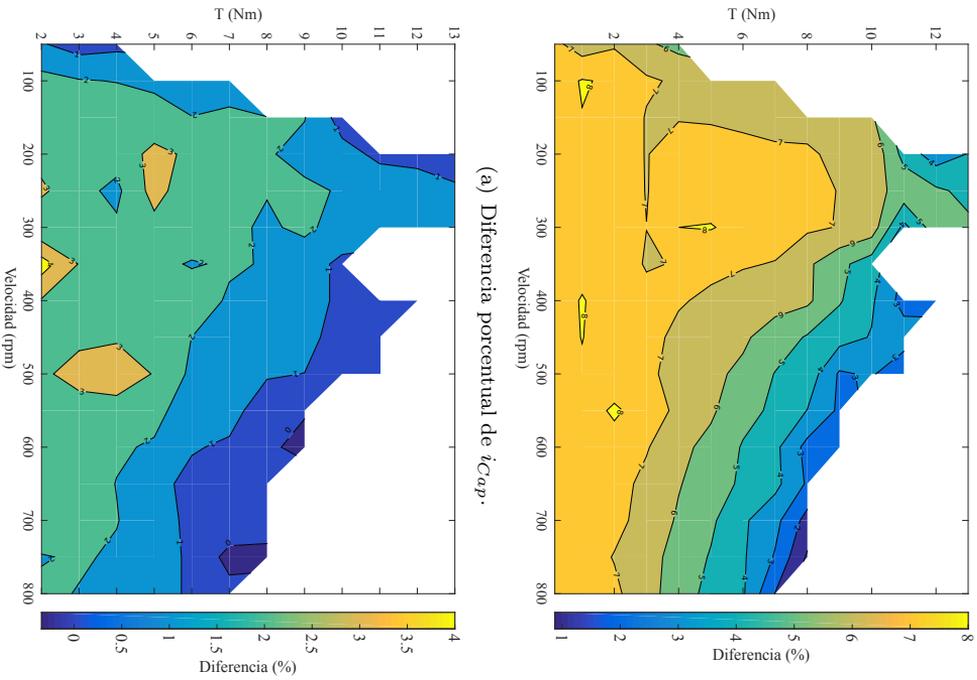


Figura 6.20: Mapas de resultados experimentales. Comparación de la TSF y la P-SSM a $k_{Sinc} = 0,6$.

??). Ésta mejora considerablemente, con incrementos de hasta un 5% a cargas medias/bajas, y según aumenta la carga o la velocidad se iguala a la η_{tot} de la TSF. En la figura ?? se ve la diferencia porcentual del rizado de par T_{rf} entre ambos controles, mostrando siempre un empeoramiento al modificar la TSF.

Asimismo, la figura ?? muestra los mismos mapas de resultados comparativos, pero esta vez de la P-SSM a $k_{Sinc} = 0,4$ respecto a la TSF. El mapa de mejora de la i_{Cap} muestra una tendencia parecida a la de la SSM, pero con valores sustancialmente menores, ya que la mejora de la i_{Cap} en la ventana del período de solape se reduce a casi la mitad afectando al período total. La η_{tot} sufre una variación parecida pero el T_{rf} , en cambio, mejora significativamente reduciéndose hasta el 22% en el peor de los casos.

Por otro lado, las figuras ?? y ?? muestran una tendencia clara con respecto a k_{Sinc} . Cuanto mayor sea éste más se asemeja la SSM a la TSF. Por lo tanto, a mayor k_{Sinc} menor reducción en i_{Cap} y menor T_{rf} .

Por último, la reducción de i_{Cap} entre la SSM y la TSF observada en la figura ?? permite una reducción del tamaño de los condensadores del bus DC. Los EVs, por la naturaleza de su aplicación, funcionan siempre en un régimen dinámico y, así, se ve reflejado en los condensadores de éstos. Sin embargo, teniéndose en consideración solamente el peor punto de operación (13 Nm y 250 rpm en el caso de este motor), y aplicando los resultados de i_{Cap} sobre la expresión (??), resulta que con la TSF se necesitaría una $C_{min} = 782 \mu\text{F}$ mientras que la SSM exigiría una $C_{min} = 619 \mu\text{F}$. El cambio del algoritmo de modulación resulta en una reducción de la capacidad de condensador del 20.8%, valor nada desdeñable si se tiene en cuenta que este elemento es uno de los más voluminosos de todo el convertidor de potencia, tal y como se ha plasmado en el capítulo ??.

6.6 Conclusiones

Los dos algoritmos de modulación desarrollados basan su funcionamiento en la sincronización de la conmutación de las fases durante el período de solape, resultando en una reducción de los picos de corriente en los condensadores (tanto en número como en valor) del bus DC. Este hecho ha sido confirmado en la SSM y la P-SSM mediante simulaciones sino en una plataforma experimental con motor y convertidor reales.

Tal y como se ha expuesto en el análisis de resultados, los datos experimentales obtenidos son prometedores y muestran la viabilidad de los algoritmos, especialmente a cargas medias/bajas.

A partir de los resultados comparativos de la SSM con la TSF se han confirmado los siguientes puntos:

- La reducción de i_{Cap} en el período de solape se produce tal y como se preveía. Desaparecen los picos de corriente en la región #1 y, en la región #2, disminuyen los picos tanto en número como en magnitud (ver figura ??).
- Esta caída en i_{Cap} permite una reducción del 20.8 % de la capacidad mínima requerida en el punto de operación más adverso.
- La reducción total de i_{Cap} es significativa en todo el rango testado y, principalmente, a cargas medias/bajas con una amplia zona de mejora del 16 % (ver figura ??).
- La eficiencia total del sistema η_{tot} mejora debido a las menores pérdidas causadas por la disminución de intercambio de energía entre el motor y el convertidor de potencia. Con zonas de mejora de hasta un 6 % (ver figura ??).
- Al distorsionarse la TSF para implementar la SSM se percibe un empeoramiento del rizado de par T_{rf} (ver figura ?? y figura ??).

Las observaciones respecto a la P-SSM se resumen en los siguientes puntos:

- El comportamiento de i_{Cap} en el período de solape es el esperado (ver figura ??). Presenta algunos picos de corriente en la región #1 (menores en número comparado con la TSF, ver figura ??) y menos picos, tanto en número como en magnitud, en la región #2 (comparado con la SSM, ver figura ??).
- La reducción total de i_{Cap} , en cambio, no es tan pronunciada (ver, por ejemplo, figura ?? y figura ??). Pese a la notable reducción en la región #2 no compensa la presencia de i_{Cap} en la región #1 y de media presenta un peor comportamiento comparado con la SSM.
- La η_{tot} del sistema mejora respecto a la TSF, pero no tanto como en la SSM debido al mayor intercambio de energía entre el motor y el convertidor (ver, por ejemplo, figura ?? y figura ??).
- Muestra un empeoramiento del T_{rf} , pero no tan acuciado como en la SSM al presentar una menor distorsión entre las referencias generadas por la TSF y las corrientes inducidas sobre las fases (ver, por ejemplo, figura ?? y figura ??).
- Se confirma la tendencia prevista respecto a k_{Sinc} . Si éste tiende a 1 el

algoritmo de modulación actúa como una TSF mientras que si tiende a 0 lo hace como la SSM.

Por otro lado, el algoritmo de modulación de la P-SSM (ver figura ??) está ideado para que i_{in} se magnetice según k_{Sinc} siempre que sea necesario. Dicho de otro modo, debido a que la energía magnética almacenada en la fase va convirtiéndose en par electromagnético, la di/dt se muestra negativa desmagnetizando i_{in} aún en *freewheeling* y, por consiguiente, ésta debe remagnetizarse varias veces antes de sincronizarse con i_{out} . Todo esto se refleja en picos de i_{Cap} (ver figura ??). Esto es, cuanto mayor es k_{Sinc} menores son los picos de i_{Cap} al comienzo de la región #2, pero mayor número de picos de i_{Cap} presenta la región #1.

En ambos algoritmos de modulación se confirma, tal y como se esperaba, que cuanto mayor es la carga y/o velocidad de funcionamiento menor es la mejora de los resultados, dándose los mejores resultados a velocidades bajas y cargas bajas/medias.

Es por esto que su implementación es ideal en máquinas *in-wheel* sin reductora o aplicación de *heavy-duty*, donde las velocidades de funcionamiento son relativamente bajas. Sin embargo, las máquinas eléctricas de EVs operan, principalmente, en la zona baja/media de carga, por lo que en este contexto también tendrá cabida en aplicación de EV con máquina de tracción central combinándola junto a otras modulaciones y utilizando la SSM siempre que sea ventajoso.

Respecto a la desventaja principal de los algoritmos presentados, hay que comentar que un rizado de par mayor puede ser perfectamente asumible frente a una reducción en tamaño del condensador (menor coste y mayor densidad de potencia), mejora en la η_{tot} del sistema y, por consiguiente, disminución de la refrigeración requerida.

Por último, hay que constatar que ambos algoritmos de modulación permiten su implementación, o hibridación mediante pequeñas modificaciones, en cualquier esquema de control que permita un control directo de las corrientes de fase.

Capítulo 7

Metodología para el estudio de la fiabilidad de un condensador de automoción para aplicación de máquina de reluctancia conmutada

7.1 Introducción

En capítulos previos se ha visto cómo las máquinas de reluctancia conmutada (*Switched Reluctance Machines*, SRMs) producen elevados picos de corriente en los condensadores del bus de continua del convertidor, derivados del intercambio de grandes cantidades de energía magnética entre los devanados de éstas y el bus DC. La forma más común de hacer frente a este comportamiento intrínseco de las SRMs es mediante el aumento de la capacidad del condensador. Sin embargo, esta solución incrementa el volumen y los costes de los convertidores de potencia empleados y, a su vez, disminuye la densidad de potencia del convertidor.

En este sentido, en el capítulo ?? se han presentado dos algoritmos de modulación que evitan realizar cambios en el *hardware* del convertidor de potencia. De las dos modulaciones desarrolladas, en este capítulo se hace referencia a la denominada Modulación de Conmutación Sincronizada (*Synchronized Switching*

Modulation, SSM), la cual potencia el intercambio de energía magnética entre fases durante el período de solape (*overlap*) y, al mismo tiempo, disminuyendo la energía transferida entre el bus DC y la SRM.

El enfoque de esta novedosa modulación tiene dos beneficios principales. Por un lado, se ven considerablemente mitigados los picos de corriente que los condensadores del bus DC deben absorber o dar. Permitiendo de este modo, utilizar condensadores con valores capacitivos de menor tamaño, es decir, condensadores más pequeños, lo que aumenta la densidad de potencia reduciendo los costes. Por otro lado, las pérdidas de efecto Joule disminuyen, lo que permite disminuir los requisitos de refrigeración y mejorar la eficiencia general del sistema. En este sentido, en esta tesis (capítulo ??) se han demostrado experimentalmente una serie de mejoras en la corriente del condensador. Entre las que destaca una reducción de la corriente del condensador i_{Cap} (ver figura ??) en torno al 16 % en un amplio rango de operación, permitiendo una reducción de la capacidad del 20.8 % en el punto más adverso y mejorando la eficiencia global del sistema hasta en un 6 %. Asimismo, la estructura de la SSM permite implementar el algoritmo fácilmente en cualquier esquema de control.

No obstante, hay un aspecto del algoritmo SSM que no se ha tenido en cuenta en el estudio desarrollado en el capítulo ?. La reducción de la corriente, derivada del uso de la SSM, disminuye el estrés térmico y afecta directamente al ciclo de vida del condensador. Ya en el capítulo ? se mencionó que la vida útil de un condensador es muy importante y necesaria para ser considerada en el diseño del sistema completo (ver figura ??), y el estrés térmico causado por la corriente es un factor estresante crítico en el desgaste del condensador [?].

Además, el análisis del capítulo ? se ha realizado sobre puntos de operación estáticos, y el funcionamiento de un EV es dinámico. De la misma manera, el efecto de aplicar la SSM sobre un EV depende de muchos otros factores, tales como: la carga de la SRM, modelo del EV, aplicación de éste, modelo del condensador, etc. En este contexto, es fundamental definir una metodología para predecir la vida útil de un condensador a partir de la i_{Cap} , es decir, del conjunto de puntos operacionales (o ciclo de conducción) en el que está trabajando el accionamiento.

Una de las formas de cuantificar la fiabilidad de un dispositivo es a través de la relación del tiempo medio entre fallos (*Mean Time Between Failure*, MTBF) [? ? ?]. Este es un método comúnmente empleado en el sector automovilístico, incluso sobre sistemas con múltiples dispositivos, ya que éste se basa en el *count part method*. Este método considera incluso ciertas condiciones del entorno (temperatura, humedad, etc.) si se dispone de los suficientes datos estadísticos. Sin embargo, no considera el estrés térmico real y se necesita una gran cantidad de

datos estadísticos para poder realizar un modelo eficaz.

En la literatura pueden encontrarse numerosos métodos de evaluación del ciclo de vida de condensadores, teniendo en cuenta tanto la temperatura como otros factores de estrés [? ?]. En [?], por ejemplo, se propone un método para determinar los problemas de fiabilidad en los módulos de potencia de los EVs combinando simulaciones en tiempo real para la caracterización electrotérmica. Aun así, este planteamiento no tiene en cuenta el condensador ni el ciclo de vida en su análisis. Además, las simulaciones multifísicas dinámicas requieren mucho tiempo de ejecución y su aplicación sobre ciclos de conducción estandarizados es muy compleja.

Otro método, de especial interés, es el que se presenta en [?], donde se valida un modelo de vida útil para diferentes tecnologías de condensadores (de uso general en la industria), que utiliza los dos factores de estrés principales en el desgaste de los condensadores: la temperatura del punto caliente (*hot spot*) y la tensión de operación. Este modelo se aplica dentro de un interesante modelo de análisis del daño acumulado del condensador para una predicción estadística de la vida útil en diversas aplicaciones: un accionamiento de velocidad variable en [?], un convertidor de potencia de aplicación eólica en [?] y un sistema de tracción de un metro en [?]. Sin embargo, estas tres aplicaciones analizan el comportamiento eléctrico y térmico del condensador solamente en condiciones de carga estáticas, no sobre un ciclo de operación real ni dinámico. Por otro lado, necesitan datos obtenidos de repetidas pruebas de la vida útil (de varios cientos o miles de horas, hasta el fallo del dispositivo) ante diferentes condiciones de carga. En consecuencia, es un método extremadamente tedioso y difícil de ser extrapolado a otras aplicaciones.

Todas las metodologías analizadas hasta ahora fallan en algún aspecto u otro; por consiguiente, deben combinarse entre sí o con otras estrategias para resultar útiles y de fácil aplicación. Teniendo en cuenta todo lo anterior, este capítulo presenta dos contribuciones. En primer lugar, una aportación consistente en el desarrollo de una metodología que permita predecir la vida útil de un condensador para la aplicación de EV. Para lo cuál, se tiene como punto de partida la i_{Cap} del condensador en base a un ciclo de conducción estandarizado, y siendo los únicos requisitos disponer del modelo del condensador y las características del EV en el que se aplica. Esta metodología simplifica las simulaciones electrotérmicas a realizar, aprovechando la gran inercia térmica que presentan los condensadores, lo que hace que sea fácil de implementar y con un coste computacional relativamente bajo. Además, el esquema propuesto permite aplicar fácilmente la metodología para analizar cualquier control que afecte a la corriente del condensador.

En segundo lugar, la metodología propuesta se emplea para completar el análisis,

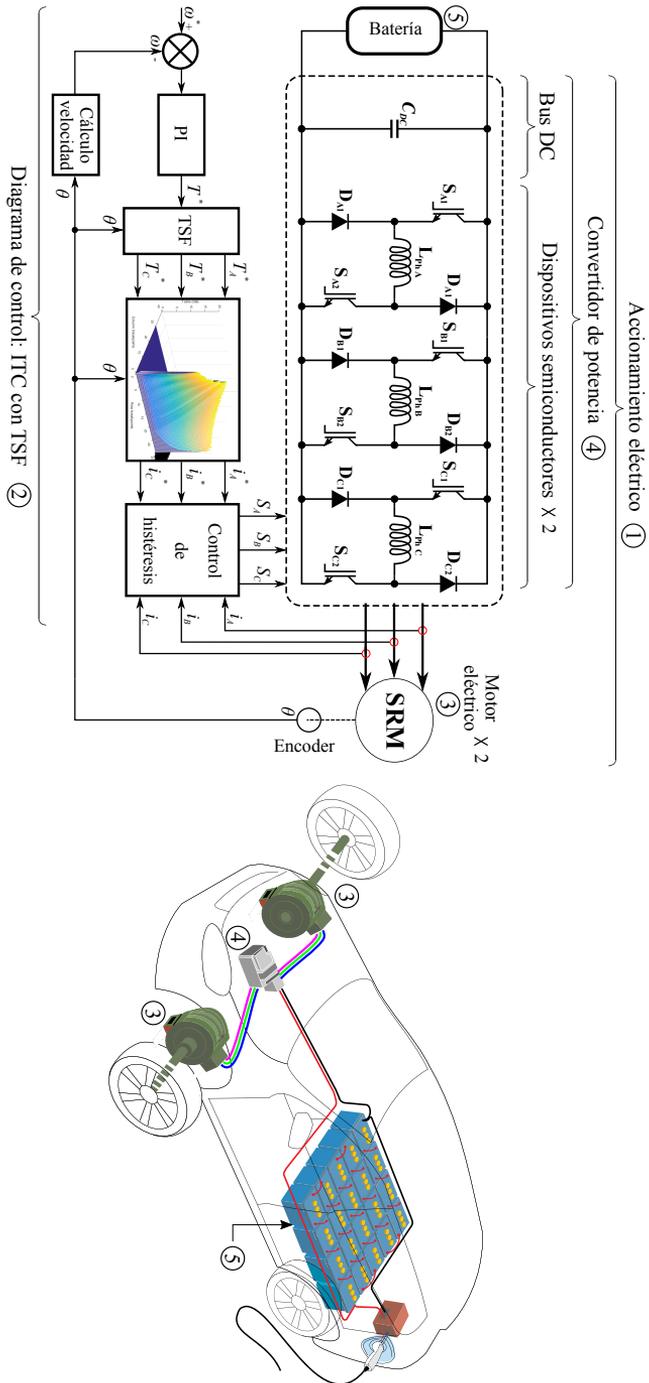


Figura 7.1: Vista general del sistema de tracción eléctrica del EV usado con sus principales componentes.

desde el punto de vista de la vida útil de la SSM desarrollada en el capítulo ???. Con este fin, se ha empleado una nueva plataforma de validación mediante simulación. En ésta, se ha testeado un modelo de EV real en las condiciones de funcionamiento de un ciclo de conducción estándar. Para el desarrollo de la metodología, se ha trabajado también en estrecha colaboración junto a la empresa TDK ¹. Quienes también han proporcionado el modelo del bus DC empleado en el presente capítulo, así como las simulaciones electrotérmicas de éste.

Teniendo en cuenta todo esto, el presente capítulo se divide de la siguiente manera. Primero, se describe la plataforma de simulación usada en el análisis. A continuación, se presenta el bus DC empleado junto al modelo electrotérmico de éste. Seguidamente, se describen tanto el ciclo de conducción empleado como el modelo del EV. Después, y tras describir todas las herramientas que se usan en ella, se presenta la metodología desarrollada y se analiza el funcionamiento del algoritmo SSM. Y finalmente, se exponen los resultados para obtener unas conclusiones razonadas.

7.2 Plataforma de simulación para la validación de la metodología desarrollada

A continuación, se describe la plataforma de simulación empleada para la validación de la metodología presentada en este capítulo. En la figura ?? se muestra un esquema general del sistema de tracción eléctrica empleado, éste se divide en dos partes principales: el accionamiento eléctrico (ver figura ??-①) y el diagrama de control (ver figura ??-②).

Tal y como se concluyó en el capítulo ??, la SSM es especialmente adecuada en máquinas *in-wheel* sin reductora donde las velocidades de funcionamiento son relativamente bajas. Es por ello por lo que en esta plataforma se ha optado por un EV con transmisión dividida: dos motores *in-wheel* idénticos sin reductora en el mismo eje y sin conexión mecánica entre ellos (ver figura ??-③ y tabla ??). Ambos motores están controlados mediante el mismo convertidor de potencia (ver figura ??-④) y alimentados por el mismo banco de baterías (ver figura ??-⑤). El convertidor de potencia, a su vez, está compuesto por un puente en H asimétrico por cada fase de las SRMs (manteniendo la independencia de fases), las cuales comparten el mismo bus DC.

Con respecto al diagrama de control expuesto en la figura ??-②, éste muestra un ITC con TSF al ser, por una parte, el control base sobre el que se ha implementado

¹Empresa especializada en el desarrollo de condensadores

Tabla 7.1: Parámetros más significativos de la SRM empleada.

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidades
Diámetro exterior	D_o	269	mm
Longitud axial	l_{en}	155	mm
Potencia máxima	P_P	70	kW
Par nominal	T_N	400	Nm
Velocidad nominal	ω_N	1200	rpm
Tensión nominal	V_{DC}	400	V
Eficiencia máxima	η_{max}	95.2	%
Nº de fases	p	3	-
Nº de polos de estátor	N_s	18	-
Nº de polos de rotor	N_r	12	-

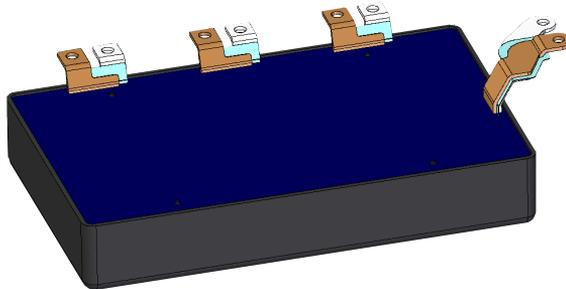


Figura 7.2: Vista general del MPPF-Cap de TDK para automoción.

la SSM, y por otra, el control con el que se ha comparado ésta en términos de vida útil.

7.3 Bus DC para aplicación de EV

La elección del bus DC es fundamental para poder estudiar el efecto en la vida útil del condensador causado por la reducción de la corriente mediante el uso de la SSM. Tal y como se ha visto en el capítulo ??, la tecnología de condensador que mejor se adapta a las particularidades del EV con SRM es la de condensadores de película (*Film Capacitors*, F-Caps), y más concretamente la tecnología de condensadores de película de polipropileno metalizado (*Metalized Polypropylene Film Capacitors*, MPPF-Caps).

Una vez elegida la tecnología más adecuada, queda por definir el condensador utilizado para evaluar las dos modulaciones. Para esta tarea, se ha trabajado en estrecha colaboración junto a TDK, aportando éstos información sobre una solución de MPPF-Cap especialmente adaptada a las especificaciones de potencia del EV usado. Se trata de una solución completa de bus DC, ya que está formada por un *pack* de condensadores + *busbar* + conexiones (de la parte de continua en la batería y del inversor trifásico, ver figura ??). Se trata de un bus DC con 550 μF y 450 V de capacidad y tensión nominal, respectivamente. Sin embargo, el resto de los parámetros de interés no se pueden hacer públicos, ya que están sujetos a un acuerdo de confidencialidad con TDK.

7.3.1 Metodología para obtener el modelo electrotérmico del bus DC

Para realizar las simulaciones electrotérmicas se ha contado con la colaboración de TDK. La figura ?? muestra el diagrama de las simulaciones multifísicas realizadas. Para esta tarea se han empleado dos programas de simulación diferentes: dependiendo de las físicas implicadas,

- Flux PEEC 2018.1.3 de Altair [?]: utilizado para las simulaciones electromagnéticas. Es un software que emplea el método resolutivo *Partial Element Equivalent Circuit* (PEEC), el cual es un método de cálculo de inductancia parcial ampliamente utilizado para la modelización electromagnética desde la década de los años 70.
- ANSYS Mechanical 2019 R3 [?]: utilizado para las simulaciones térmicas. Éste es un software de amplio uso en simulaciones multifísicas, especialmente para térmicas y mecánicas. Está basado en el método de elementos finitos (*Finite Element Method*, FEM), que es una técnica numérica utilizada para realizar análisis de elementos finitos (*Finite Element Analysis*, FEA) o cualquier otro análisis de fenómenos físicos.

Por otra parte, se ha empleado Microsoft Excel para la transferencia de resultados de una plataforma a otra.

Antes de efectuar las simulaciones, es fundamental establecer las condiciones de contorno (*Boundary Conditions*, BC) térmicas, eléctricas y estructurales:

- BC térmicas (ver figura ??-①). Es obligatorio definir siempre la temperatura ambiente T_{amb} [?] del sistema. En este caso, ésta representa la temperatura del entorno del condensador. Asimismo, para obtener resultados más precisos, también puede definirse la temperatura de ciertas partes del

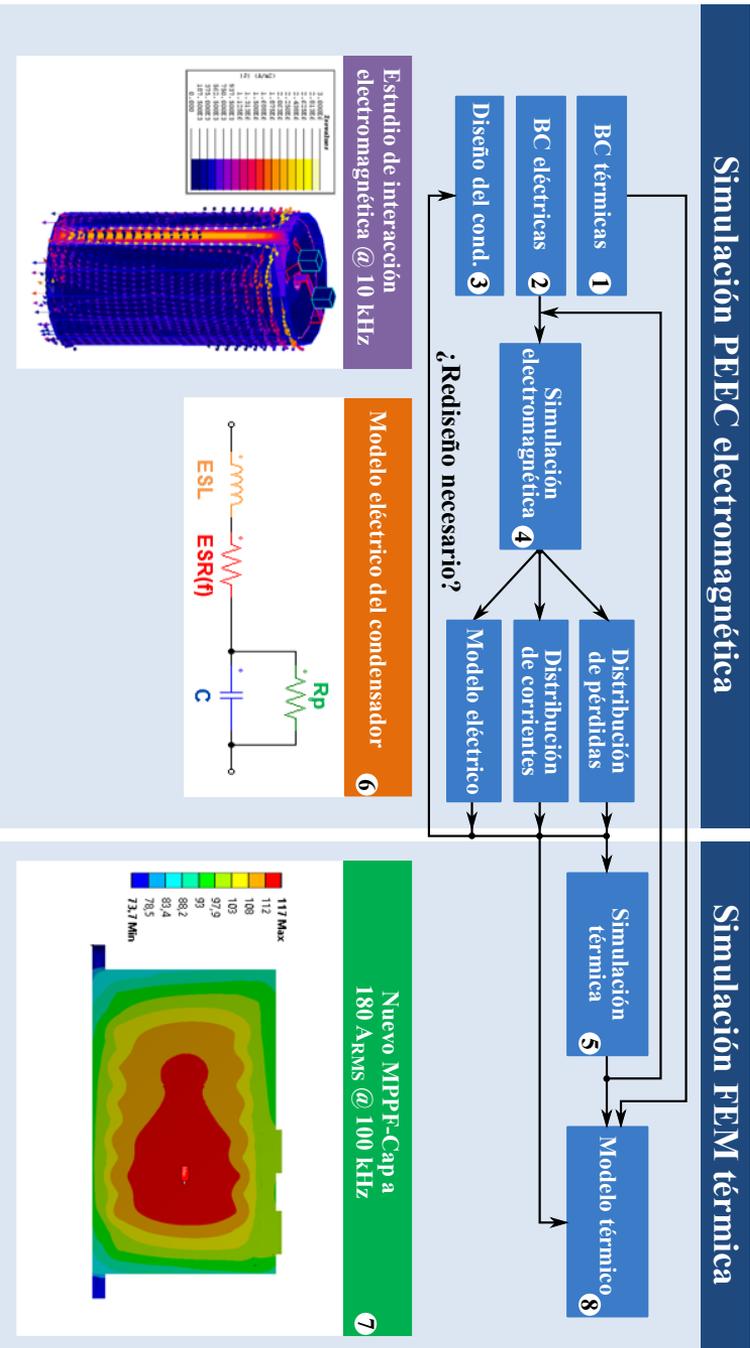


Figura 7.3: Descripción gráfica del diagrama de trabajo de las simulaciones.

condensador, como, por ejemplo, los terminales o una cara del condensador (añadiendo la temperatura de refrigeración).

- BC eléctricas (ver figura ??-(2)). Incluye las corrientes a las que se somete el condensador en la simulación, es decir, la corriente del condensador i_{Cap} , la corriente de la fuente de energía i_{Source} y las corrientes de fase i_j . Asimismo, es preciso disponer del espectro de la corriente principal, i_{Cap} en este caso.
- Diseño estructural (ver figura ??-(3)). Aunque no sea una condición de contorno como tal, el diseño estructural del condensador es otra entrada inicial. En este caso, el diseño estructural ha sido modelado mediante CAD.

El bloque de simulación electromagnética de la figura ??-(4) hace referencia a la simulación mediante Flux PEEC, de la misma manera que el bloque de simulación térmica (ver figura ??-(5)) lo hace respecto a la simulación mediante ANSYS Mechanical. Del primero se obtienen tres salidas de datos: la distribución de pérdidas (dada en pérdidas volumétricas W/m^3 para las partes conductoras del condensador), la distribución de corriente (dada en A/m^2) y el modelo eléctrico en forma del circuito equivalente (ver figura ??-(6)).

Finalmente, el mapa de distribución de la temperatura (ver figura ??-(7)), y el modelo térmico (ver figura ??-(8)), se obtienen de los resultados de las simulaciones térmicas. El modelo térmico puede representarse a través de una resistencia térmica:

$$R_{th} = \frac{\Delta T_{hs-amb}}{P_{losses}}, \quad (7.1)$$

donde ΔT_{hs-amb} es el gradiente de temperatura desde la T_{amb} a la temperatura del punto caliente T_{ht} , y P_{losses} es la cantidad total de pérdidas que existen en el condensador.

7.3.2 Modelo de vida útil y del daño acumulado del bus DC

Disponer de un modelo de vida útil es sumamente importante a la hora de estimar el ciclo de vida de un condensador para una aplicación dada [?]. En la presente sección se hace uso de los modelos previamente estudiados en el capítulo ??, es decir, el modelo de vida útil λ , representado en (??), y por otro, el modelo de daño acumulado D , sintetizado en (??).

La mayor manifestación de daño en un condensador es el aumento de la resistencia en serie equivalente (*Equivalent Series Resistance*, ESR) a lo largo del tiempo.

Ello es debido, principalmente, por la degradación dieléctrica, causada de forma natural o mediante estrés. En este sentido, los principales factores estresantes (??) son la temperatura del punto más caliente T_{hs} y la tensión de operación V_{op} . En consecuencia, la curva de daño acumulado D no lineal (ver figura ??) está representada por las curvas de aumento de la ESR en el ciclo de vida del condensador, las cuales se obtienen a partir de una serie de pruebas (de varios cientos o miles de horas, hasta el fallo del dispositivo) ante diferentes condiciones de carga. Debido a la complejidad de obtención de esta curva y la importancia de estos datos, no suelen ser públicos y las empresas de diseño/fabricación de condensadores recelan a la hora de compartirlos.

Ante esta situación, en la presente tesis se ha empleado un modelo lineal de D para una evaluación aproximada mediante la ley de Miner [?], haciendo $q = 1$ en (??).

7.4 Ciclo de conducción y modelo del vehículo

Desde la década de los años 70 se han propuesto numerosos ciclos de conducción normalizados para evaluar los EVs en condiciones de funcionamiento lo más realistas posibles [?]. Aunque el uso del ciclo de conducción *Worldwide Harmonized Light-Duty Vehicles Test Procedure* (WLTP) se está extendiendo [?], es el uso del *New European Driving Cycle* (NEDC) el que todavía está más implantado, principalmente porque es más sencillo de aplicar [?]. Es por ello, por lo que se ha elegido el ciclo NEDC para llevar a cabo las simulaciones de la presente tesis. En lo que se refiere a este perfil, éste tiene una duración total de 1220 s y se divide en cinco partes (ver figura ??): cuatro ciclos de conducción urbana (*Urban Driving Cycles*, UDC) ECE-15 repetidos y un ciclo de conducción extra-urbana (*Extra-Urban Driving Cycle*, EUDC).

Una vez establecido el ciclo de conducción, queda aplicar el perfil de velocidad en el modelo del vehículo para lograr los perfiles de par y potencia. Para ello, se ha empleado el mismo modelo de simulación que en [?]. La figura ?? presenta el diagrama simplificado de este modelo de vehículo. Éste se divide en dos partes diferenciadas. La primera consisten en un modelo NEDC que genera el perfil de velocidad del vehículo, mientras que el segundo consiste en un modelo de vehículo simplificado que utiliza la referencia del primero para obtener el par y la velocidad requeridos en la rueda. Cada máquina eléctrica aplica su parte proporcional del par de transmisión final para cumplir con el ciclo de conducción NEDC. La velocidad angular de las ruedas y el par requerido del eje de transmisión se definen como:

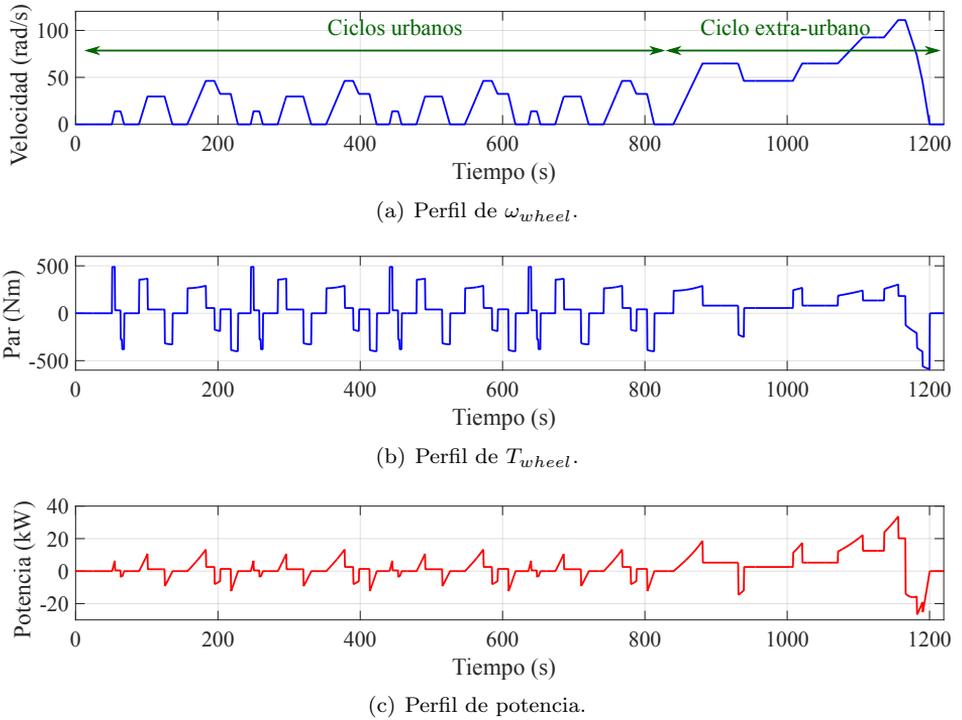


Figura 7.4: Perfiles NEDC para una rueda obtenidos del modelo de vehículo.

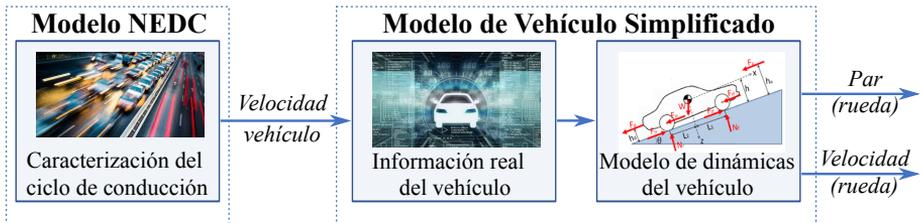


Figura 7.5: Modelo simplificado de vehículo para la generación del perfil de par mediante el ciclo de conducción NEDC.

$$\omega_{wheel} = \frac{s_{dc}}{r_{wheel}} \quad (7.2)$$

y

$$F_{Roll} = \mu a_g M_{car}, \quad (7.3)$$

donde, r_{wheel} es el radio de la rueda; s_{dc} es la velocidad lineal del ciclo de conducción NEDC; y, F_{Roll} , F_{Aero} y $F_{Inercia}$ son la resistencia a la rodadura, la resistencia aerodinámica y la fuerza de inercia, respectivamente. Estas tres últimas se definen, a su vez, como [?]:

$$T_{axle} = r_{wheel}(F_{Roll} + F_{Aero} + F_{Inercia}), \quad (7.4)$$

$$F_{Aero} = \frac{\rho s_{dc}^2 C_d A_f}{2} \quad (7.5)$$

y

$$F_{Inercia} = [M_{car}(1 + M_{rot})] a_{car}, \quad (7.6)$$

donde M_{car} es la masa total del vehículo; a_g es la aceleración de la gravedad; μ es el coeficiente de rodadura; ρ es la densidad del aire; C_d es el coeficiente de arrastre; A_f es la sección transversal del vehículo; M_{rot} es la masa equivalente de las partes giratorias del coche (expresada en %); y a_{car} es la aceleración del coche definida como ds_{dc}/dt .

Tal y como se ha establecido previamente, se utilizan dos SRMs *in-wheel* para la tracción del vehículo, por lo que cada rueda debe proporcionar únicamente la mitad del par total:

$$T_{wheel} = \frac{T_{axle}}{2} \quad (7.7)$$

Por otro lado, las expresiones (??) y (??) proporcionan directamente la velocidad y el par necesarios en la rueda, ya que la SRM *in-wheel* seleccionada no necesita una reductora. Esta configuración evita las pérdidas de la reductora y del ralenti, haciendo que el sistema sea más eficiente. En cuanto a la parametrización del modelo del vehículo, se ha definido una furgoneta eléctrica a plena carga (Volkswagen e-Crafter), donde los parámetros más significativos se muestran en la tabla

Tabla 7.2: Parámetros del vehículo utilizados para la estimación del perfil de par mediante el ciclo de conducción NEDC.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Masa total del vehículo	M_{car}	2800	kg
Masa en rotación	M_{rot}	5	%
Sección transversal del vehículo	A_f	3.41	m^2
Radio de la rueda	r_{wheel}	0.3	m
Gravedad	a_g	9.81	m/s^2
Coefficiente de rodadura	μ	0.007	-
Densidad el aire	ρ	1.225	kg/m^3
Coefficiente de arrastre	C_d	1	-

???. Por último, respecto a la *brake blending law*, en esta aplicación se define como el 100 % de frenado eléctrico.

Este modelo de vehículo ha sido simulado por separado para obtener los perfiles mostrados en la figura ??.

7.5 Metodología propuesta para el estudio de la fiabilidad de un condensador para aplicación SRM

La figura ?? muestra el diagrama general de la metodología de análisis propuesta. Los bloques de la izquierda muestran los pasos a realizar mediante simulaciones en el modelo de Matlab Simulink[®], mientras que los de la derecha representan los pasos a realizar mediante simulaciones multifísicas. Por último, hay algunos pasos del procesamiento de datos entre ambos grupos de bloques. La metodología propuesta se divide en los ocho pasos siguientes:

Diagrama general de la metodología propuesta para determinar el efecto de una modulación en la fiabilidad de un enlace de corriente continua.

- 1) Primero, hay que determinar las condiciones reales de conducción (ver figura ??-(1)). Para ésto deben definirse, tal y como se explica en la sección ??, tanto el modelo del vehículo a utilizar como el ciclo de conducción que se emplea para el análisis.

Llevar a cabo una simulación multifísica dinámica de larga duración requiere una capacidad de cálculo extremadamente alta; por lo tanto, su implementación y

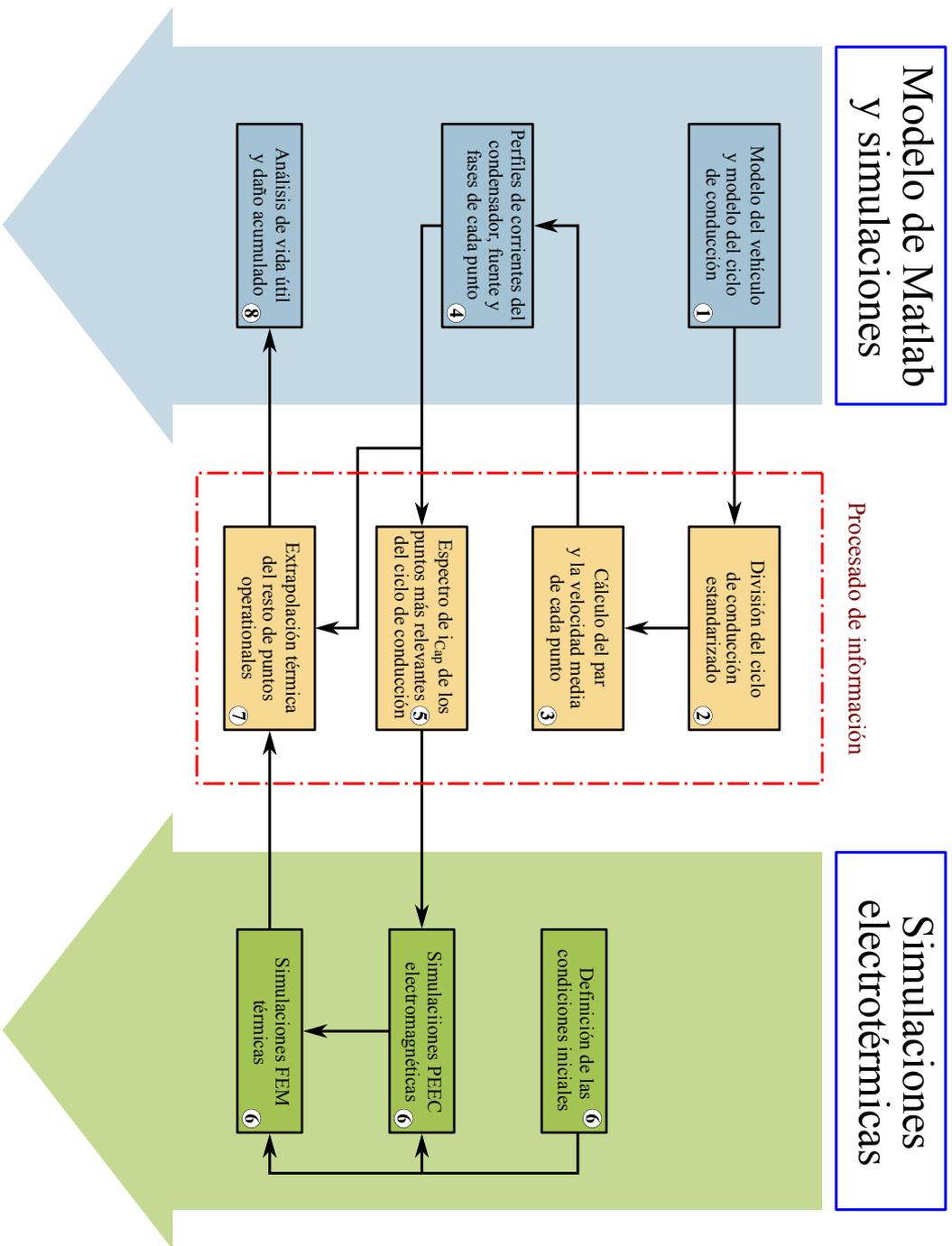


Figura 7.6: Diagrama general de la metodología propuesta para determinar el efecto de una modulación en la fiabilidad de un bus DC.

uso no son factibles. Además, los condensadores tienen una gran inercia térmica, lo que significa que en el caso de aplicar un punto de operación (por ejemplo, el punto de máxima potencia) se tardarían horas en lograr la estabilidad térmica, y ésto no representaría, en absoluto, la condición de funcionamiento real (es decir, el condensador no funcionaría en zonas de alto par durante horas).

- 2) Por todo ésto, se realiza una división del ciclo de conducción estandarizado seleccionado (ver figura ??-(2)).
- 3) Después, cada región se representa como un punto de operación ($P_i, \forall i \in [1, 22]$) y se calcula su par medio T_{wheel_mean} y velocidad media ω_{wheel_mean} (ver figura ??-(3)).
- 4) A continuación, se simulan todos los puntos de operación. Cada punto con su T_{wheel_mean} y su ω_{wheel_mean} , y con ambas técnicas de modulación (TSF y SSM) para obtener los correspondientes perfiles de i_{Cap} , corriente de la fuente de energía i_{Source} y las corrientes de fase i_j (ver figura ??-(4)).

Aun así, las simulaciones electrotérmicas de todos los puntos operativos con ambas modulaciones consumirían todavía una cantidad de tiempo demasiado elevada. Por consiguiente, se simulan y se obtienen los modelos térmicos solamente de los dos puntos operacionales más exigentes (de ahora en adelante P_{ME1} y P_{ME2}) para, después, extrapolar los resultados al resto de los puntos. Por consiguiente, los pasos 5) y 6) sólo se aplican a los susodichos puntos.

- 5) Tal y como se ha mencionado en la subsección ??, el modelo electrotérmico necesita el espectro de i_{Cap} , por lo que debe ser calculado en un paso intermedio (ver figura ??-(5)).
- 6) Seguidamente, las simulaciones electrotérmicas se llevan a cabo como se ha explicado en la subsección ?? (ver figura ??-(6) y figura ??).
- 7) Tras ésto, a partir de los resultados de los puntos P_{ME1} y P_{ME2} , el resto de puntos se calcula por extrapolación térmica (ver figura ??-(7)). Cabe decir que el efecto de la frecuencia en las pérdidas térmicas no es despreciable. Sin embargo, en este caso la mayor parte de la corriente de cada punto operacional se encuentra en la misma franja de frecuencias. De esta manera, el sobrecalentamiento (representado como ΔT_{hs-amb}) para el resto de los puntos operacionales que no han sido simulados puede ser calculado como se explica a continuación.

En primer lugar, las resistencias térmicas R_{th} de P_{ME1} y P_{ME2} se calculan de forma independiente para la TSF y la SSM de la forma descrita en (??). A continuación, se calculan las pérdidas para cada punto operacional, tal y como se muestra:

$$P_{\text{losses}_{P_{xx}}} = P_{\text{losses}_{P_{ME1}}} \left(\frac{i_{\text{Tot}_{P_{xx}}}}{i_{\text{Tot}_{P_{ME1}}}} \right)^2, \quad (7.8)$$

donde $P_{\text{losses}_{P_{xx}}}$ y $i_{\text{Tot}_{P_{xx}}}$ son las pérdidas y la corriente RMS total (la suma de i_{Cap} , i_{Source} e i_j) para cada punto operacional, respectivamente. Por último, teniendo las pérdidas de cada punto operacional, ΔT_{hs-amb} se obtiene multiplicando directamente esas pérdidas por la R_{th} de la modulación correspondiente.

- 8) Finalmente, para determinar el cambio en la vida útil con cada técnica de modulación, se emplea el modelo de vida útil y daño acumulado lineal de la forma descrita en la subsección ???. En el proceso se tienen en cuenta todos los puntos de operación considerando el período de funcionamiento de cada uno de éstos (ver figura ??-(8)), así como los períodos con el vehículo detenido.

para completar el análisis térmico de tal y tal (cap 6)

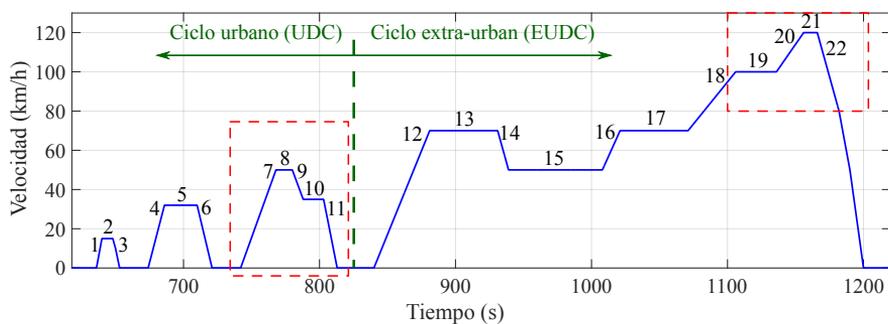
7.6 Análisis y comparación de las técnicas SSM y TSF

Tras haber descrito la metodología planteada, en la presente sección se aplica ésta tanto en la TSF como en la SSM para completar el análisis térmico.

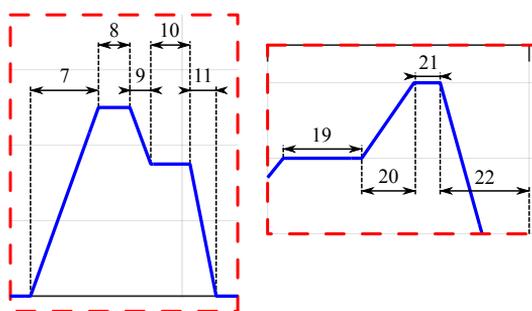
Para el paso uno de la metodología (ver figura ??-(1)), se emplean tanto el ciclo de conducción estandarizado como el modelo del vehículo definidos en la sección ???. A continuación, tal y como se justificó antes del paso dos (ver figura ??-(2)), se divide el ciclo de conducción en diferentes regiones. En este caso, se definen 22 regiones de operación diferentes basadas en el perfil de velocidad del NEDC (11 dividiendo el UDC y otras 11 dividiendo el EUDC, ver figura ??).

En el caso particular que se está estudiando, los puntos más exigentes (P_{ME1} y P_{ME2}) son P20 y P22, por lo que éstos son los que se simulan electrotérmicamente. Los 20 puntos restantes se calculan mediante interpolación térmica a partir de los resultados de simulación.

Por otra parte, en la tabla ?? pueden verse los resultados generales de los pasos tres y cuatro (ver figura ??-(3) y figura ??-(4) para P20 y P22, y la figura ?? muestra el espectro de corriente del paso cinco (ver figura ??-(5)) utilizado en el modelo electrotérmico para estos mismos puntos de operación. Queda comentar



(a) Perfil de velocidad.



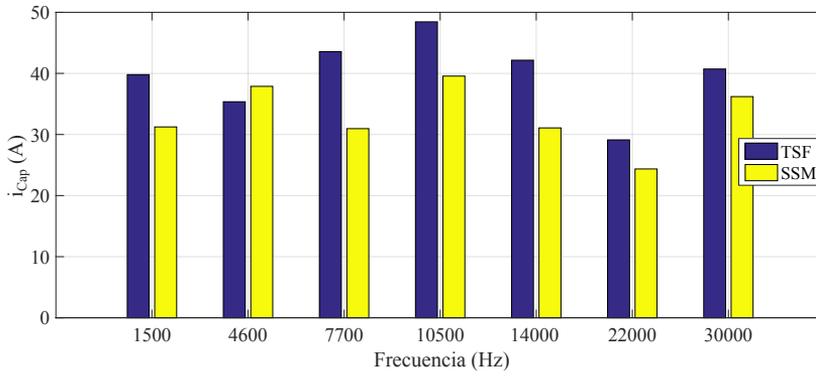
(b)

(c)

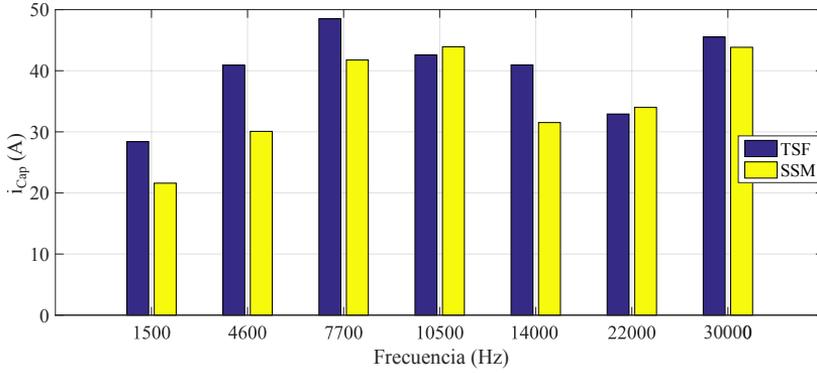
Figura 7.7: División en regiones del perfil NEDC, con dos zooms b) y c).

Tabla 7.3: Información general de los puntos P20 y P22.

	i_{Cap} (A _{RMS})		$\omega_{wheel_{mean}}$	$T_{wheel_{mean}}$
	TSF	SSM	(rad/s)	(Nm)
P20	106.6	88.3	101.4	137,9
P22	107.2	95.5	66.2	-164,1



(a) Punto P20.



(b) Punto P22.

Figura 7.8: Espectro de i_{Cap} para ambas modulaciones, TSF y SSM.

que la figura ?? no muestra todo el espectro de corriente de los puntos estudiados, sino los elementos más significativos.

7.6.1 Resultados y extrapolaciones térmicas

Las simulaciones y extrapolaciones electrotérmicas que a continuación se muestran, referentes a los pasos seis y siete de la metodología desarrollada (ver figura ??-(6) y figura ??-(7)), se han realizado con la colaboración de TDK. Para estas simulaciones se han utilizado los materiales constitutivos del MPPF-Cap seleccionado (materiales comunes en condensadores de aplicación de EV): película de polipropileno metalizado para los elementos capacitivos, cobre para las bandas que unen estos elementos capacitivos, caja de polímero y encapsulado de resina epoxi para la cubierta del componente.

Como condiciones de contorno térmicas se han establecido las siguientes condiciones comunes en aplicaciones de EVs:

- T_{amb} : 90 °C.
- Temperatura de los terminales de las fases: 90 °C.
- Convección: se asume un coeficiente de convección natural, típico, mediante aire de 10 W/(m²K).

Los mapas térmicos obtenidos, extraídos de ANSYS Mechanical, tienen la misma escala para permitir una comparación más fácil y clara. La T_{hs} en el P22 con la TSF es de 105,3 °C (ver figura ??) y con la SSM es de 100,1 °C (ver figura ??). Como puede observarse, el bus DC está internamente constituido por cinco elementos capacitivos en paralelo y, en ambos casos, la T_{hs} corresponde al primero de éstos (de izquierda a derecha, ver figura ?? y figura ??). Ésto es causado por la construcción interna y el patrón de conexionado, concentrándose más corriente en el lado izquierdo y, en consecuencia, produciéndose más pérdidas térmicas.

Comparando ambas modulaciones en el punto operacional P22, el condensador se sobrecalienta alrededor de 5,2 °C menos con la SSM, logrando una reducción de ΔT_{hs-amb} de un 34 % (ver tabla ??). Mientras que en el P20 se logran resultados algo menores, es decir, 4,1 °C menos de sobrecalentamiento y una reducción de ΔT_{hs-amb} de un 28,7 %, obteniéndose un mapa térmico similar (ver figura ?? y figura ??).

Las temperaturas del resto de los puntos operacionales se han calculado mediante extrapolación térmica, tal y como se define en el paso siete (ver figura ??-(7)) a partir de los resultados de P20 y P22. Con este fin, en primer lugar se ha calculado la R_{th} para P20 y P22 obteniendo un valor de alrededor de 0,77 °C/W

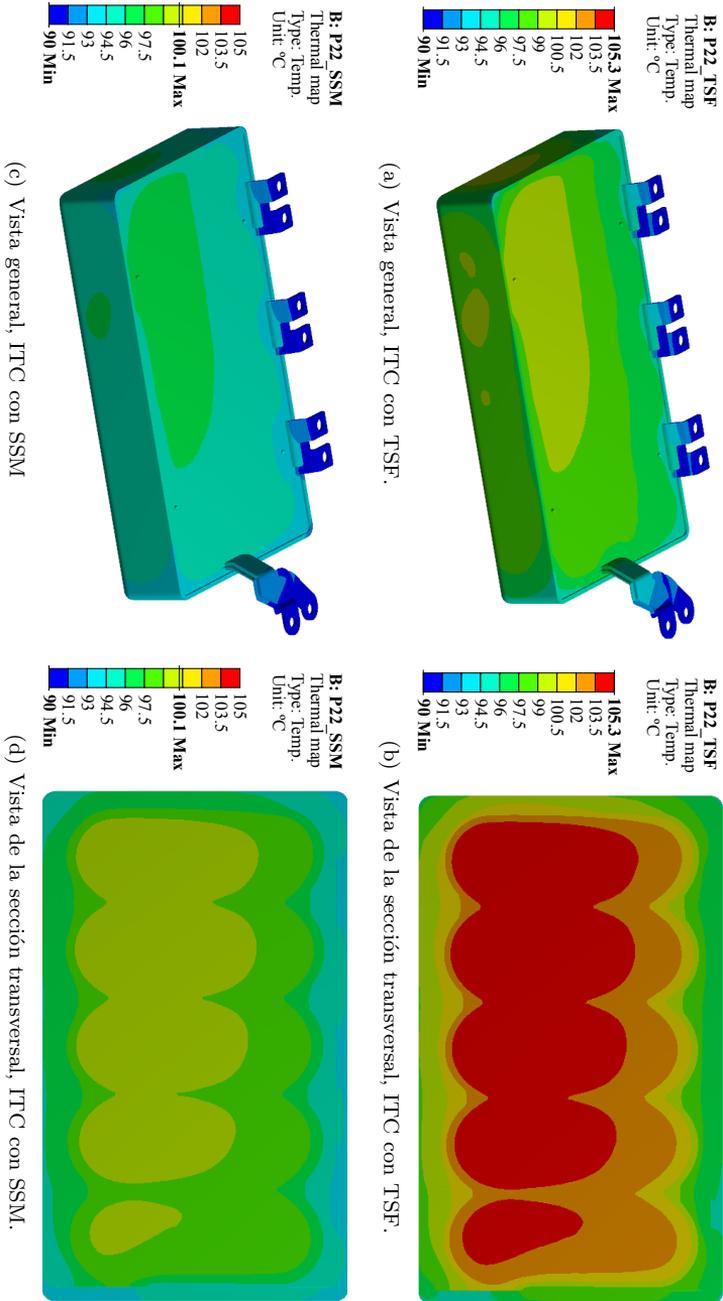


Figura 7.9: Simulación térmica de ANSYS del punto operativo P22.

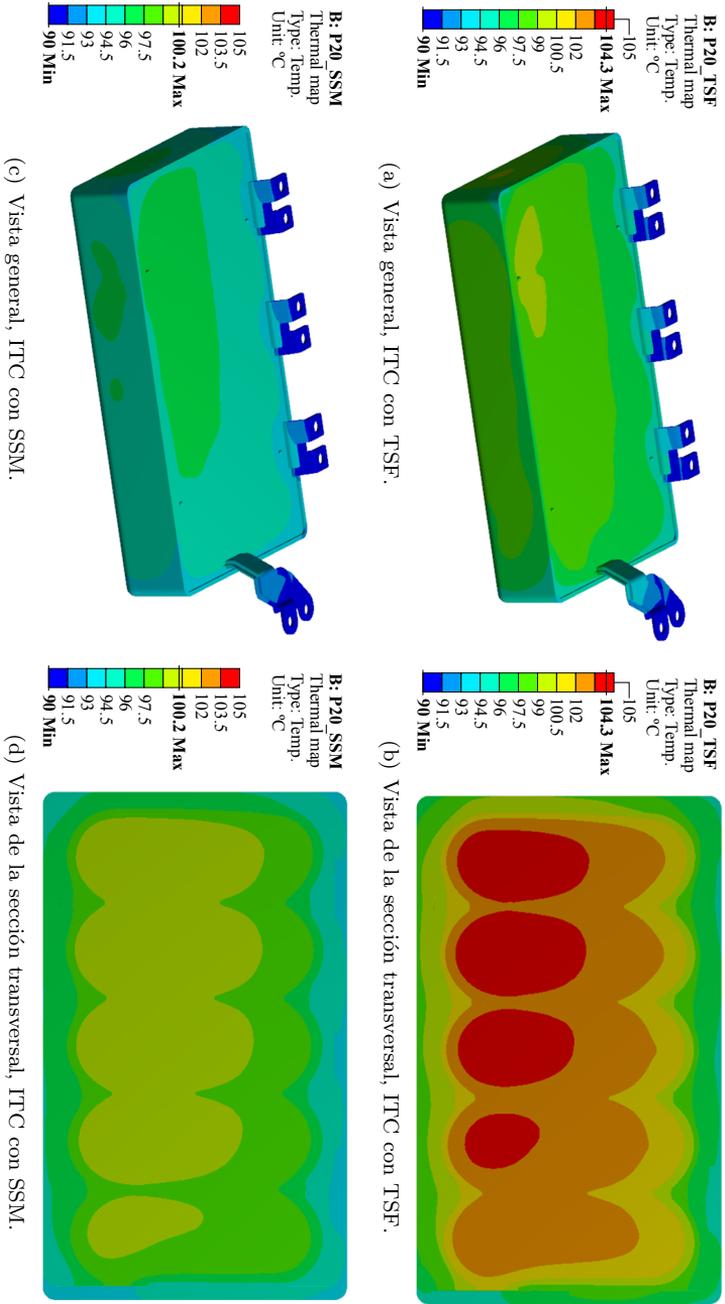


Figura 7.10: Simulación térmica de ANSYS del punto operativo P20.

Tabla 7.4: Temperaturas para cada punto de operación. En negrita las simuladas.

	TSF		SSM		Reducción de
	T_{hs} (°C)	ΔT_{hs-amb} (°C)	T_{hs} (°C)	ΔT_{hs-amb} (°C)	ΔT_{hs-amb} (%)
P01	100.80	10.80	97.60	7.60	-29.4
P02	90.12	0.12	90.07	0.07	-45.6
P03	94.20	4.20	92.90	2.90	-31.9
P04	97.50	7.50	95.10	5.10	-31.0
P05	90.09	0.09	90.05	0.05	-44.3
P06	96.00	6.00	94.00	4.00	-34.4
P07	94.90	4.90	93.10	3.10	-36.2
P08	90.21	0.21	90.13	0.13	-40.9
P09	91.90	1.90	91.10	1.10	-39.0
P10	90.05	0.05	90.03	0.03	-44.5
P11	100.90	10.90	97.10	7.10	-34.7
P12	94.90	4.90	93.10	3.10	-37.9
P13	90.43	0.43	90.26	0.26	-40.4
P14	94.80	4.80	92.80	2.80	-41.0
P15	90.14	0.14	90.08	0.08	-40.7
P16	96.60	6.60	94.00	4.00	-38.4
P17	90.43	0.43	90.26	0.26	-40.8
P18	95.20	5.20	93.20	3.20	-38.8
P19	92.00	2.00	91.10	1.10	-43.3
P20	104.3	14.3	100.2	10.2	-28.7
P21	95.3	5.3	93.1	3.1	-41.7
P22	105.3	15.3	100.1	10.1	-34.0

y 0,74 °C/W para la TSF y la SSM, respectivamente. La tabla ?? resume todos los resultados para ambas modulaciones.

7.6.2 Análisis de la vida útil de las técnicas SSM y TSF

Finalmente, se realiza el análisis de la vida útil planteado en el paso ocho (ver figura ??-(8)) de la metodología desarrollada. Para ello, se aplican los datos de T_{hs} de la tabla ?? en el modelo de vida útil de (??) y se considera la $V_{op} = 400$ constante. A continuación, con los datos de vida útil total λ_i y tiempo de operación instantáneo Λ_i bajo la misma condición de carga (??), y mediante el modelo lineal de daño acumulado D (??), se estiman cuántos ciclos NEDC puede realizar el EV (punto en el que D alcanza un valor de 1, vida nominal).

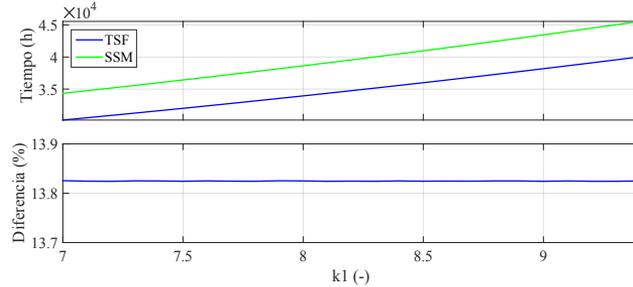


Figura 7.11: Resultados de la estimación de la vida útil tanto para el ITC con TSF como para el mejorado mediante el SSM.

Este estudio se realiza tanto con el ITC basado en la TSF como con el mejorado mediante la SSM. De este modo, y comparando los resultados, se puede observar claramente el impacto real de la reducción de la i_{Cap} .

Para un cálculo correcto del modelo de vida útil, se debe definir k_1 (?). Sin embargo, esta constante es característica de cada condensador y, en consecuencia, los fabricantes tampoco la proporcionan. No obstante, tal y como se comprobará, no es necesario definirla para hacer una comparación, ya que la diferencia porcentual entre ambas modulaciones permanece constante para cualquier valor k_i .

La figura ?? compara los resultados obtenidos. Para una $k_1 = 8$ la estimación de la vida útil con el ITC basado en la TSF resulta en 33940 h de funcionamiento, mientras que el ITC mejorado por la SSM resulta en 38630 h, es decir, un aumento del 13,83 %. Además, este aumento porcentual se mantiene en todos los valores de k_1 .

7.7 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado una metodología novedosa para determinar la vida útil de los condensadores del convertidor de potencia de un EV en relación a la corriente que los atraviesa i_{Cap} . Esta metodología, aprovechando la gran inercia térmica que presentan los condensadores, simplifica el complejo y largo proceso de simulación multifísica dinámica que debería realizarse sobre los condensadores para tal fin. Además, se realizan simulaciones electrotérmicas solamente en los dos puntos de funcionamiento más adversos para realizar una extrapolación térmica en los demás, acortando aún más la carga computacional. Por otro lado, el modelo electrotérmico del condensador utilizado sigue siendo necesario para

las simulaciones, no así las curvas de degradación de ESR para la estimación de la vida útil. Todo esto, hace que la metodología sea fácil de implementar y con un coste computacional relativamente bajo.

Tras el desarrollo de la metodología, se ha completado el análisis del algoritmo SSM del capítulo ???. Para esto, se ha comprobado la influencia de la i_{Cap} en la T_{hs} de éste y el efecto directo que tiene sobre el ciclo de vida del condensador, todo en comparación con la clásica TSF. El estudio ha demostrado que la reducción de i_{Cap} con la SSM es suficiente para lograr un aumento del 13,83% de la vida útil del condensador. Estos resultados de simulación son prometedores, y hacen de la SSM una interesante técnica de modulación para las SRMs.

Parte IV

Conclusiones y Líneas
Futuras

Capítulo 8

Conclusiones de la tesis y trabajo futuro

8.1 Conclusiones

Tal y como se ha visto en la primera parte del estado del arte realizado en esta tesis, la máquina de reluctancia conmutada (*Switched Reluctance Machine*, SRM) es una de las tecnologías de máquina eléctrica libre de tierras raras con mayor proyección para ser empleada en la aplicación de vehículo eléctrico (*Electric Vehicle*, EV). Su excelente tolerancia a fallos y robustez inherentes son algunas de las principales virtudes que la distinguen frente a las demás tecnologías, así como su nada desdeñable eficiencia a altas velocidades. Además, su coste de producción es muy bajo en comparación a las máquinas síncronas de imanes permanente (*Permanent Magnet Synchronous Machine*, PMSMs). Se puede constatar que la tecnología de SRM dispone, por un lado, de diseños con alta densidad de potencia y eficiencia y, por otro lado, de un margen de mejora tecnológica muy relevante que lo hacen interesante para los EVs de pasajeros.

Sin embargo, y a pesar del gran esfuerzo por parte del ámbito industrial y académico, aún son muchas las barreras tecnológicas que impiden alcanzar la implantación de esta tecnología en modelos comerciales de forma generalizada. En este sentido, ésta es una tecnología cuyo uso estuvo limitado hasta principios de los años 2000 debido a la complejidad de diseño y control que muestra. Asimismo, es una de tantas tecnologías que se dejaron de lado en favor de la PMSM, debido a la excelente densidad de potencia y alta eficiencia de esta última. Esta

situación se mantiene hasta la crisis de las tierras raras que tuvo lugar en el 2008, cuando las tecnologías de máquinas libres de tierras raras volvieron a suscitar interés. Todo esto ha hecho que, pese a considerarse la alternativa más plausible y futurible, no sea una tecnología tan madura como lo es la PMSM o la máquina de inducción (*Induction Machine*, IM). Además, las principales debilidades (rizado de par y ruido acústico) han hecho que su uso se haya dado en aplicaciones donde no son una tara, principalmente EVs pesados dedicados a la construcción y la minería.

Una de las características más singulares de la tecnología SRM, que condiciona tanto la topología de convertidor como el control de la máquina, es que las fases de la SRM están eléctricamente aisladas unas de otras, pudiéndose tanto alimentar como controlar de forma individual. Esta característica implica que, en los períodos donde la fases funcionan de forma independiente, éstas deben ser capaces de proporcionar la potencia máxima requerida de forma individual. Esta condición deriva en una mayor corriente por devanado de fase y, en consecuencia, una mayor corriente reflejada en el bus DC del convertidor de potencia. La manera más común de hacer frente a este problema es escogiendo condensadores de alta capacidad, lo cual aumenta el volumen y costes de los convertidores de potencia. Esta tesis ha enfrentado precisamente dicho problema proponiendo un novedoso algoritmo de modulación de aplicación universal que puede ser adaptado de manera sencilla sobre diferentes métodos de control de corriente.

A dicho algoritmo de modulación se le ha denominado **Modulación de Conmutación Sincronizada** (*Synchronized Switched Modulation*, SSM), el cual potencia el intercambio de energía magnética entre fases durante el período de solape, disminuyendo, al mismo tiempo, la energía transferida entre el bus DC del convertidor de potencia y la SRM. Asimismo, se ha desarrollado y validado una modificación de dicho algoritmo de modulación, denominado **Modulación de Conmutación Sincronizada Premagnetizada** (*Premagnetized Synchronised Switching Modulation*, P-SSM), con el objetivo de mejorar las carencias que presenta la SSM manteniendo, a su vez, las mejoras. Ambos algoritmos se han comparado con un control indirecto de par (*Indirect Torque Control*, ITC) tradicional funcionando junto a una función de reparto de par (*Torque Sharing Function*, TSF). Los ensayos experimentales para la validación de estos algoritmos se han realizado en el Grupo de Accionamientos Eléctricos con Conmutación Electrónica (GAECE), perteneciente a la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC). Los datos obtenidos con respecto al algoritmo SSM son prometedores y muestran la viabilidad del primer algoritmo de modulación, especialmente a cargas medias/bajas. En este sentido, la SSM muestra una mejora en la corriente del bus DC de hasta un 16 %, permitiendo una reducción del 20.8 % de la capacidad mínima requerida en el punto de operación más adverso, y un incremento

de la eficiencia de hasta un 6 %. Sin embargo, con respecto al algoritmo P-SSM, los resultados no son los esperados. Ésta presenta una reducción de la corriente de bus DC y mejora de la eficiencia del sistema, junto a un empeoramiento del rizado de par. No obstante, las mejoras no son comparables a las mostradas por la SSM. Ésto es debido a que no se han tenido en cuenta ciertos aspectos del comportamiento de la SRM.

La reducción de la corriente, derivada del uso del algoritmo SSM, disminuye el estrés térmico en el bus de continua y afecta directamente al ciclo de vida del condensador. Para poder cuantificar dicho efecto, se ha desarrollado una metodología para predecir la vida útil de un condensador a partir de la carga de corriente que atraviesa el bus DC del convertidor de potencia. Es decir, del conjunto de puntos operacionales (o ciclo de conducción) sobre el que está trabajando el accionamiento. Esta metodología, así como las posteriores simulaciones electrotérmicas, se han realizado en estrecha colaboración con el fabricante y desarrollador TDK. En su desarrollo, aprovechando la gran inercia térmica que presentan los condensadores, se ha simplificado el complejo y largo proceso de simulación multifísica dinámica que, en un principio, debería realizarse. Además, esta metodología requiere simulaciones electrotérmicas solamente en los dos puntos de funcionamiento más adversos para realizar una extrapolación térmica de los demás puntos. Ésto resulta en una mayor reducción de la carga computacional. Por otro lado, el modelo electrotérmico del condensador utilizado sigue siendo necesario para las simulaciones, no así las curvas de degradación para la estimación de la vida útil. Todo ésto hace que la metodología sea fácil de implementar y con un coste computacional relativamente bajo.

De este modo, se ha completado el análisis del algoritmo SSM comparándolo con la clásica TSF, cuantificando, de este modo, la variación en la vida útil derivada de la reducción de corriente del bus DC. El estudio realizado en la presente tesis ha demostrado que la reducción de la corriente del condensador con la SSM es suficiente para lograr un aumento del 13,83 % de la vida útil del condensador. Estos resultados de simulación son prometedores y hacen de la SSM una interesante técnica de modulación para la tecnología SRM.

8.2 Resumen de las principales aportaciones

A continuación, se resumen las principales aportaciones de la presente tesis:

1. **Estudio del estado de la tecnología de las principales alternativas de máquinas eléctricas libres de tierras raras.**

En esta tesis se ha realizado un análisis profundo del contexto actual de

las máquinas eléctricas empleadas en aplicación de EV. Las tecnologías de máquina eléctrica han evolucionado considerablemente desde la introducción de los primeros modelos comerciales de EVs, allá por la segunda mitad del siglo XIX. Hoy en día, la tecnología de PMSM se prefiere para las aplicaciones de EVs y, especialmente, de vehículos eléctricos híbridos (*Hybrid Electric Vehicles*, HEVs) debido a una serie de características como la alta densidad de potencia, la alta eficiencia y la fiabilidad que muestran. No obstante, esta tecnología depende del suministro de tierras raras para fabricar los imanes permanentes.

El estudio realizado, además de contextualizar la tecnología de máquina eléctrica actual y las tendencias, se ha centrado en las problemáticas económicas, geopolíticas y ecológicas que conlleva el uso de tierras raras. Las tierras raras son causa de un gran impacto ecológico allí donde se extraen y procesan, haciendo que las “tecnologías verdes” que dependen de ellas dejen de resultar tan beneficiosas para el medio ambiente. Además, estos elementos han sido protagonistas de constantes vaivenes geopolíticos causando una variabilidad de precios nada cómoda para la industria de la automoción, siendo el de los EVs un mercado muy sensible a los costes.

Por todo esto, se han analizado por separado cada una de las principales alternativas de máquinas libres de tierras raras que tanto la academia como la industria están considerando: la máquina síncrona reluctance (*Synchronous Reluctance Machine*, Syn-RM), la máquina síncrona reluctance asistida por imanes permanentes (*PM assisted Synchronous Reluctance Machine*, PM assisted Syn-RM), la IM y la SRM. Todas ellas suficientemente maduras e incluso implementadas en algunos modelos comerciales (excepto la Syn-RM), como para considerárselas futuribles.

Durante este análisis queda claro que la tecnología de PMSM es superior al resto en términos de densidad de potencia, potencia específica y eficiencia en el punto nominal de funcionamiento. Sin embargo, la tecnología SRM presenta un mejor equilibrio en términos de tolerancia a fallos, una eficiencia considerablemente buena a altas velocidades y una robustez inherentes que la diferencian y alzan frente a todas las demás tecnologías. Además, su coste de producción es muy bajo en comparación a las PMSMs.

En resumen, se ha visto que la tecnología de SRM dispone, por un lado, de diseños con alta densidad de potencia y eficiencia y, por otro lado, de un margen de mejora tecnológica muy relevante actualmente en estudio que la hacen flexible para satisfacer las necesidades de los EVs de pasajeros. Es por todo esto que se la considera la alternativa más plausible y futurible.

Fruto del trabajo realizado, se han publicado dos artículos en congresos internacionales (PCIM) y uno en una revista divulgativa (Ekaia).

2. Análisis del estado actual de la tecnología de SRM para diseñar y desarrollar una plataforma experimental que facilite el estudio de la máquina.

En esta tesis se ha llevado a cabo un extenso estudio sobre el actual estado de la tecnología de SRM desde el punto de vista de su convertidor de potencia y control. El objetivo de éste es disponer de una plataforma experimental flexible que facilite posteriores testeos.

En este sentido, se ha realizado un análisis sobre las topologías de convertidor especialmente pensadas para la tecnología SRM. Entre todas las analizadas, las que mayor aceptación presentan para aplicación de EV son la topología de puente en H asimétricos, más conocida como topología asimétrica, y la C-Dump. La primera muestra grandes costes en componentes de potencia, pero su controlabilidad (permitiendo el solapamiento de fases) y su tolerancia a fallos y especialmente su inherente protección frente a cortocircuitos, hacen que sea la mejor opción.

En lo que al control se refiere, el que mejor ratio de coste-efectividad presenta es el control indirecto de par (*Indirect Torque Control*, ITC). Además, el ITC usa generalmente un control de corriente derivado del fenómeno de interferencia destructiva, denominado función de reparto de par (*Torque Sharing Function*, TSF), muy efectivo a la hora de reducir el rizado de par. De entre todas las técnicas TSF se ha optado por una cúbica debido a que presenta una expresión matemática simple y posee un mejor ratio de pérdidas en el cobre respecto a las demás.

Asimismo, se ha seleccionado la tecnología de condensador para el convertidor de potencia de SRM. Debido a las buenas características frente al rizado de corriente, estabilidad de la capacidad frente a variables de estrés (tensión y temperatura de operación), resistencia interna y fiabilidad que presentan, los condensadores de película (*Film Capacitors*, F-Caps) son las que mejores prestaciones ofrecen. Concretamente, dentro de los F-Caps, los que mejor se adaptan a las particularidades del EV con SRM son los condensadores de película de polipropileno metalizado (*Metalized Polypropylene Film Capacitors*, MPPF-Caps).

Fruto del trabajo realizado, se han publicado dos artículos en congresos internacionales (PCIM e ISIE), cinco en congresos nacionales (SAAEI) y un artículo científico publicado en la revista *Microelectronics Reliability* (JCR: 1.535).

3. Mejora de algoritmos de modulación para reducir la corriente del bus DC en la aplicación del SRM.

Las particularidades del funcionamiento de la SRM hacen que el bus DC deba de soportar grandes picos de corriente y, por lo tanto, éste deba ser dimensionado acorde para amortiguar toda la energía magnética acumulada en las bobinas de la máquina. Con el fin de encontrar una solución, se han desarrollado y analizado dos novedosos algoritmos de modulación. Ambos se basan en la explotación del mismo fenómeno de intercambio de energía magnética entre fases durante el período de solape, disminuyendo al mismo tiempo la energía transferida entre el bus DC y la SRM.

Al primero se le ha denominado modulación de conmutación sincronizada (*Synchronized Switching Modulation*, SSM). Los resultados muestran el cumplimiento de las hipótesis respecto a la reducción de corriente, aumento de la eficiencia global del sistema y empeoramiento del rizado de par.

El segundo algoritmo desarrollado, denominado modulación de conmutación sincronizada premagnetizada (*Premagnetized Synchronized Switching Modulation*, P-SSM), es una mejora respecto al primero, con el objetivo de mejorar las carencias que presenta la SSM manteniendo, a su vez, las mejoras. En este caso, sin embargo, no se han cumplido las hipótesis planteadas debido a que no se han tenido en cuenta ciertos aspectos del comportamiento de la SRM.

En resumen, ambos algoritmos de modulación presentan una reducción en la corriente del bus DC. Por otro lado, la mayor reducción de corriente se da a velocidades bajas y cargas bajas/medias. Es por esto que su implementación sería ideal en motores *in-wheel* sin reductora o aplicación de *heavy-duty*. Además, el modo en el que se han implementado ambos algoritmos de modulación permite su implementación, o hibridación mediante pequeñas modificaciones, en cualquier esquema de control que permita un control directo de las corrientes de fase.

Fruto del trabajo realizado, se ha publicado un artículo científico en la revista IEEE Access (JCR: 3.745).

4. Desarrollo de una metodología para predecir la vida útil de un condensador de bus de continua para aplicación SRM a partir de la carga de corriente que soporta.

La reducción de la corriente, derivada del uso de la SSM, disminuye el estrés térmico y afecta directamente al ciclo de vida del condensador. Poder predecir la vida útil de un condensador es muy útil a la hora de diseñar un sistema

de potencia completo. A su vez, hay que considerar que el estrés térmico causado por la corriente es un factor crítico en el desgaste del condensador. Por este motivo, es fundamental definir una metodología para predecir la vida útil de un condensador a partir de la carga de corriente que soporta, es decir, del conjunto de puntos operacionales (o ciclo de conducción) sobre el que está trabajando el accionamiento.

La metodología desarrollada en la presente tesis, simplifica, aprovechando la gran inercia térmica que presentan los condensadores, el complejo y largo proceso de simulación multifísica dinámica que, en un principio, debería realizarse. Además, esta metodología requiere únicamente de simulaciones electrotérmicas solamente en los dos puntos de funcionamiento más adversos para realizar una extrapolación térmica en los demás puntos de operación, acortando aún más la carga computacional. Por otro lado, el modelo electrotérmico del condensador utilizado sigue siendo necesario para las simulaciones, no así las curvas de degradación para la estimación de la vida útil. Por último, se ha utilizado el NEDC como ciclo de conducción estandarizado, aunque puede aplicarse cualquier otro. Todo esto, hace que la metodología sea fácil de implementar y con un coste computacional relativamente bajo.

Por otro lado, se ha completado el análisis del algoritmo SSM cuantificando el aumento en la vida útil que la reducción de corriente de bus DC aporta.

Fruto del trabajo realizado, se ha enviado un artículo científico a la revista IEEE Access (JCR: 3.745), estando a la espera de respuesta.

8.3 Publicaciones derivadas del presente trabajo

El trabajo desarrollado en esta tesis ha sido parcialmente publicado en varias revistas, congresos internacionales y congresos nacionales. En la tabla ?? se relacionan los trabajos publicados con los capítulos de la presente tesis. Las publicaciones derivadas de esta tesis son:

- **Publicaciones en revistas científico-técnicas.**

- R1) **D. Cabezuelo**, A. Matallana, J. Andreu, I. Aranzabal, I. Kortabarría. “*Ibilgailu Elektriko, Hibrido eta Erregai-piladunak: Teknologiaren Egoera*”, Ekaia, vol. especial, pp. 45-59, 2017.
- R2) I. Aranzabal, A. Matallana, O. Oñederra, I. Martínez de Alegría, **D. Cabezuelo**. “*Ibilgailu elektrikoen potentzia-bihurgailuen hozte-metodoak*”, Ekaia, vol. especial, pp. 83-96, 2017.

Tabla 8.1: Publicaciones derivadas de la presente tesis con los capítulos correspondientes.

Capítulo	Título	Publicaciones
2	Contexto histórico y actual del vehículo eléctrico	R1, I4
3	Máquinas eléctricas para vehículo eléctrico	R2, I1, I5
4	Accionamientos de la máquina de de reluctancia conmutada	I2, I3, N1, N2, N3, N4, N5
5	Tecnología de condensadores para aplicación de vehículo eléctrico	R4
6	Algoritmos de modulación de conmutación sincronizada	R3
7	Metodología para el estudio de la fiabilidad de un condensador	R5

Notas de la tabla:

R_x: publicación en revista científico técnica.

I_x: publicación en congreso internacional.

N_x: publicación en congreso nacional.

R3) **D. Cabezuelo**, I. Kortabarria, J. Andreu, U. Ugalde, B. Blanqué, P. Andrada. “Synchronized Switching Modulation to Reduce the DC-Link Current in SRM Drives”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 57849-57858, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2982269.

Índice de impacto (**JCR**): **3.745** (2019). Ranking: Q1 (61/266) *Engineering, Electrical & Electronic*.

R4 N. Delmonte, **D. Cabezuelo**, I. Kortabarria, D. Santoro, A. Toscani, P. Cova. “A Method to Extract Lumped Thermal Networks of Capacitors for Reliability Oriented Design”, *Microelectronics Reliability*. Aceptado y a la espera de publicación.

Índice de impacto (**JCR**): **1.535** (2019). Ranking: Q3 (182/266) *Engineering, Electrical & Electronic*.

R5 **D. Cabezuelo**, I. Kortabarria, J. Andreu, F. Rodriguez, A. Arcas, N. Delmonte. “A methodology to determine the effect of a novel modulation in the reliability of an automotive DC-link capacitor”, *IEEE Access*. Enviado y a la espera de respuesta.

Índice de impacto (JCR): **3.745** (2019). Ranking: Q1 (61/266) *Engineering, Electrical & Electronic*.

• **Publicaciones en congresos internacionales.**

- I1) **D. Cabezuelo**, E. Ibarra, E. Planas, I. Kortabarria, J. I. Garate. “*Rare-earth free EV and HEV motor drives: state of the art*”, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM), pp. 1376-1383, Nuremberg (Alemania), 2018.
- I2) **D. Cabezuelo**, J. Andreu, I. Kortabarria, E. Ibarra, I. Martínez de Alegría. “*Power modules for Electric Vehicles SRM converter*”. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM), pp. 1824-1830, Nuremberg (Alemania), 2018.
- I3) **D. Cabezuelo**, J. Andreu, I. Kortabarria, E. Ibarra, J. I. Gárate. “*SRM converter topologies for EV application: state of technology*”, International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 861-866, Edimburgo (Reino Unido), 2017.
- I4) **D. Cabezuelo**, J. Andreu, I. Kortabarria, I. Martínez de Alegría, E. Robles. “*Powertrain system of electric, hybrid and fuel-cell vehicles: state of the technology*”, International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 1445-1450, Edimburgo (Reino Unido), 2017.
- I5) I. Aranzabal, A. Matallana, O. Oñederra, I. Martínez de Alegría, **D. Cabezuelo**. “*Status and advances in Electric Vehicle’s power modules packaging technologies*”, Power International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM), pp. 1970-1978, Nuremberg (Alemania), 2016.

• **Publicaciones en congresos nacionales.**

- N1) **D. Cabezuelo**, J. Andreu, I. Kortabarria, I. Martínez de Alegría, E. Planas. “*Comparativa de topologías asimétrica y C-Dump para convertidor SRM en aplicación de EV*”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI), pp. 1-6, Valencia (España), 2017.
- N2) **D. Cabezuelo**, I. Kortabarria, J. Andreu, E. Ibarra, J. I. Garate. “*Topologías de convertidor SRM para aplicación de EV: estado de la tecnología*”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e

Instrumentación (SAAEI), pp. 1-6, Valencia (España), 2017.

- N3) I. Aranzabal, A. Matallana, O. Oñederra, I. Martínez de Alegría, **D. Cabezuelo**. “*Estado actual y avances en las tecnologías de ensamblado de los módulos de potencia asociados al vehículo eléctrico*”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI), pp. 1-6, Elche (España), 2016.
- N4) O. Oñederra, A. Matallana, I. Aranzabal, **D. Cabezuelo**, I. Kortabarría. “*Loss and stress reduction in VSI devices for EVs using general discontinuous PWM*”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI), pp. 1-6, Elche (España), 2016.
- N5) A. Matallana, J. Andreu, E. Planas, J. Ignacio Garate, **D. Cabezuelo**. “*Fundamentos para la paralelización de IGBTs*”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI), pp. 1-6, Elche (España), 2016.

8.4 Líneas de trabajo futuro

En esta sección se presentan varias líneas de investigación que propone el autor para dar continuidad al trabajo presentado en esta tesis. Estas líneas son:

- **Desarrollo de un nuevo algoritmo de modulación basado en el P-SSM.**

La idea de un algoritmo de modulación que mejore los aspectos más lesivos del SSM es muy interesante. Durante el desarrollo del P-SSM no se tuvieron en cuenta ciertos aspectos de funcionamiento de la SRM, de forma que los resultados no fueron los esperados. Premagnetizando la corriente de la fase entrante una única vez, hasta un punto preestablecido, evitaría muchos picos de corriente en el bus DC. De esta forma podría lograrse una mejora en la corriente cercada a la de la SSM con un menor empeoramiento del rizado de par.

- **Nuevos diseños estructurales de SRM especialmente pensados para funcionar con el algoritmo SSM.**

El algoritmo SSM funciona únicamente cuando sucede el solape entre fases, limitando su efectividad, entre otras cosas, al total de la suma de períodos de solape con respecto al período mecánico. Debido al hecho de que tanto la extensión como el número de períodos de solape dependen del diseño

estructural de la máquina, pueden emplearse diseños donde la SSM tenga una mejor respuesta.

Por otro lado, y siguiendo la misma línea, pueden emplearse diseños estructurales especiales en las que más de una fase esté funcionando continuamente en paralelo, como, por ejemplo, una máquina con doble devanado independiente. En un diseño de estas características el fenómeno de trasvase de energía se daría, por un lado, entre fases durante el solapado normal; y por otro, en los períodos de funcionamiento de fase única los dos devanados independientes de la misma fase se trasvasarían energía entre sí. Otro ejemplo, sería una máquina dividida en módulos axiales funcionando en serie y con los devanados de cada módulo adelantados en varios grados para favorecer el trasvase de energía entre ellos.

8.5 Agradecimientos

Esta labor ha sido apoyada por los siguientes fondos y apoyo técnico:

- Beca del programa de apoyo a la formación de personal investigador en la UPV/EHU.
- Ayudas para apoyar las actividades de los grupos de investigación (IT978-16) del Departamento de Educación, Política Lingüística y Cultura del Gobierno Vasco.
- El proyecto VENUS, dentro del proyecto de colaboración de Fagor Electrónica (Art. 83 LOU).
- El programa ELKARTEK con los proyectos KT4TRANS (KK-2015/00047 y KK-2016/00061) y ENSOL (KK-2018/00040).
- El apoyo del Ministerio de Economía y Competitividad de España con el proyecto DPI2014-53685-C2-2-R y los fondos FEDER.
- El apoyo técnico y humano proporcionado por el Grupo de Accionamientos Eléctricos con Conmutación Electrónica (GAECE) de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC) y el Aluminium and Film Capacitors Business Group de TDK Electronics Components.

Parte V

Anexos

Apéndice A

Topologías adicionales de convertidor para SRM

En este apéndice, se detallan las topologías de convertidor de SRM descartadas en la sección ?? debido a que no cumplen los requisitos necesarios para aplicación de EV. Haciendo referencia a la figura ??, se detallan las topologías magnéticas y la disipativa de la rama de topologías de conmutación fuerte, toda la rama de topologías de conmutación suave y las topologías multinivel.

A.1 Topologías de conmutación fuerte

A.1.1 Topologías Magnéticas

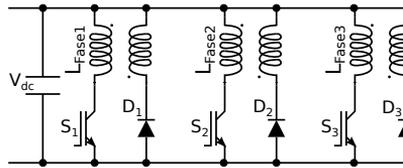
Las topologías magnéticas explotan la posibilidad de que la energía almacenada en el campo magnético de un devanado de fase pueda transferirse a un segundo devanado acoplado, el cual, a su vez, puede retornarla a la fuente de energía o usarla para magnetizar un segundo devanado de fase [? ? ?]. A este respecto, se describen dos topologías: la bifilar y la de devanado compartido.

- Bifilar: esta configuración (ver figura ??) usa q interruptores (ver tabla ??), y regenera la energía magnética almacenada a la fuente de energía mediante el devanado de fase secundario acoplado al primario de la máquina. No posee modo *freewheeling* de funcionamiento [? ?]. Debido a esto y a los altos costes en máquinas grandes (ver tabla ??), no es económicamente viable.

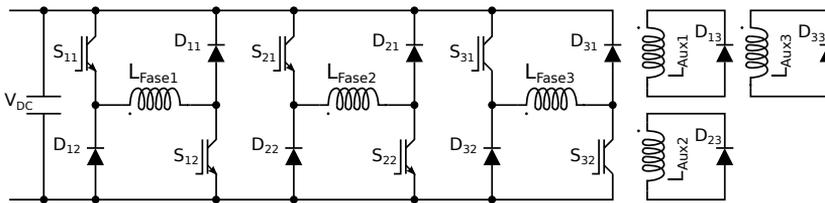
Tabla A.1: Clasificación de topologías de convertidor de SRM por número de interruptores, y cantidad de componentes. Topologías descartadas para aplicación de EV.

	S	D	Bus	C	L	R	Th
R-Dump	q^1	q	✓	1	-	1	-
Bifilar	q	q	✓	-	q	-	-
Resonante en Serie	q	2	✓	q	1	-	2
ZVT	$q+3$	$2q+3$	✓	$q+1$	2	-	-
Devanado Auxiliar	$2q$	$3q$	✓	-	q	-	-
ZCT	$2q+3$	$q+3$	✓	2	2	-	-
AQRDCL	$2q+3$	$2q+2$	X	4	1	-	-
Puente en H	$4q$	-	✓	-	-	-	-

¹ q es número de fases de la máquina.



(a) Bifilar.



(b) Devanado auxiliar.

Figura A.1: Topologías magnéticas para convertidor de SRM.

Tabla A.2: Ventajas y desventajas de topologías Magnéticas.

	Ventajas	Desventajas
Bifilar	<ul style="list-style-type: none"> ✓ El número de componentes es mínimo debido al uso del devanado de recuperación. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ El devanado bifilar no es económico para grandes motores, además de reducir la eficiencia. ✗ El acoplamiento nunca es perfecto, por lo que se hacen necesarios circuitos snubber para limitar las tensiones de tránsito. Aumentando los costes.
Devanado Auxiliar	<ul style="list-style-type: none"> ✓ La energía magnética es recuperada en el devanado auxiliar, aumentando así el rendimiento del sistema. ✓ La corriente puede ser redireccionada rápidamente al devanado principal desde el auxiliar, incrementando la velocidad de magnetización. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ El devanado auxiliar implica un gran sobrecoste en sistemas SRM.

- Devanado auxiliar: esta topología requiere de una máquina con un devanado auxiliar (ver figura ??), pero posee una estructura asimétrica que le permite operar en modo freewheeling con solo $2q$ interruptores (ver tabla ??). Existen prototipos, probados experimentalmente, que reducen los interruptores a q con el coste de incrementar la complejidad del sistema [?]. Aun así, estas alternativas siguen sin ser económicamente viables para grandes máquinas (ver tabla ??).

A.1.2 Topologías Disipativas

Las topologías disipativas, en lugar de recuperar la energía almacenada en los devanados de fase, la disipan en elementos como cargas resistivas [?]. Poseen estructuras simples, gozan de bajos costes respecto a componentes (ver tabla ??) y hay estudios que analizan sus aplicaciones en SRMs [?].

La topología más relevante es la R-Dump de la figura ??, que se compone de q interruptores (ver tabla ??) [? ?], y cuya estructura puede variar e incorporar otros elementos (capacidades, etc.) para mejorar su comportamiento. Sin embargo, debido a sus múltiples desventajas como el bajo rendimiento (ver tabla ??), no es viable para aplicaciones de gran potencia.

A.2 Topologías de conmutación suave

Con el fin de mejorar el funcionamiento de la SRM, así como reducir el rizado de par o mejorar la respuesta dinámica, el convertidor de SRM necesita operar a altas frecuencias de conmutación. No obstante, como las topologías convencionales adoptan la técnica de conmutación fuerte, unas mayores frecuencias implican

Tabla A.3: Ventajas y desventajas de topologías Resistivas.

	Ventajas	Desventajas
R-Dump	✓ Estructura simple, bajo coste y bajo número de semiconductores.	✗ Poco práctico para aplicaciones de gran potencia, pues el disipar la energía reduce en sobremanera la eficiencia del accionamiento. ✗ La tensión de desmagnetización tiende a disminuir según lo hace la corriente.

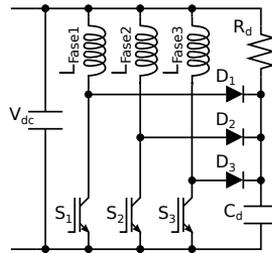


Figura A.2: Topología disipativa R-Dump.

mayores pérdidas de conmutación y, dependiendo del diseño, mayores interferencias electromagnéticas (*Electromagnetic Interference*, EMI), deteriorando, así, la eficiencia y compatibilidad electromagnética del convertidor [?].

Por todo esto, es interesante contemplar la incorporación de circuitos resonantes que habiliten a los principales interruptores operar con técnicas de conmutación suave. Esta es una técnica usada normalmente en aplicaciones de alta frecuencia (como el calentamiento por inducción) para disminuir las pérdidas de conmutación en interruptores. Mediante la carga y descarga de las inductancias y condensadores del circuito resonante, se controla la corriente o tensión de la carga a la hora de conmutar el interruptor, pudiéndose conseguir una conmutación a corriente nula (*Zero-Current Switching*, ZCS) o a tensión nula (*Zero-Voltage Switching*, ZVS).

En los últimos años, se han desarrollado numerosas topologías resonantes específicas para aplicaciones SRM. Los convertidores de bus DC resonante incorporan una estructura LC y un interruptor auxiliar al bus DC [?]. Esto es, mediante la transformación de la tensión del bus DC en un tren de pulsos se logran intervalos de tensión nula donde los interruptores principales pueden conmutar, permitiendo así un funcionamiento en ZVS y posibilitando unas pérdidas de conmutación en teoría nulas. No obstante, este convertidor carece de la capacidad de control PWM.

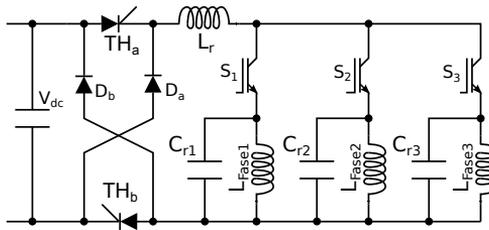


Figura A.3: Topología Resonante en Serie.

Tabla A.4: Ventajas y desventajas de topologías Soft Switching.

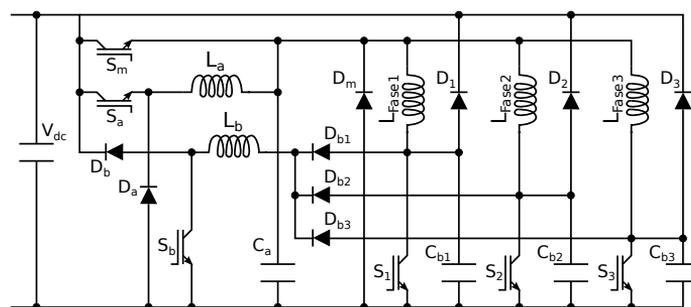
	Ventajas	Desventajas
Resonante en serie	✓ La conmutación a ZCS o ZVS reduce las pérdidas y el estrés en los componentes de conmutación.	✗ Gran número de componentes y limitación en el control al no poder aplicar PWM.
ZVT	✓ Conmuta a tensión cero gracias a la acción de un sub-circuito resonante, y permite un control PWM.	
ZCT	✓ Conmuta a corriente cero gracias a la acción de un sub-circuito resonante, y permite un control PWM.	✗ Gran número de componentes. ✗ El rango de acción del índice de modulación se ve limitado, disminuyendo la controlabilidad del sistema.
AQRDCL	✓ Conmuta a corriente cero gracias a la acción de un sub-circuito resonante, y su carácter modular permite acoplarlo a diferentes topologías.	

Los convertidores que incorporan circuitos resonantes junto a la capacidad de control PWM y que, por lo tanto, son capaces de funcionar a ZVS y ZCS, son denominados como convertidores transitorios de corriente nula (*Zero-Current Transition*, ZCT) o de tensión nula (*Zero-Voltage Transition*, ZVT). Gracias a poder trabajar en PWM, estos convertidores permiten funcionar a una frecuencia de conmutación fija [?]. Además, poseen una mejor controlabilidad y, teóricamente, unas pérdidas de conmutación nulas. A continuación, se profundiza en algunas de las topologías resonantes más relevantes:

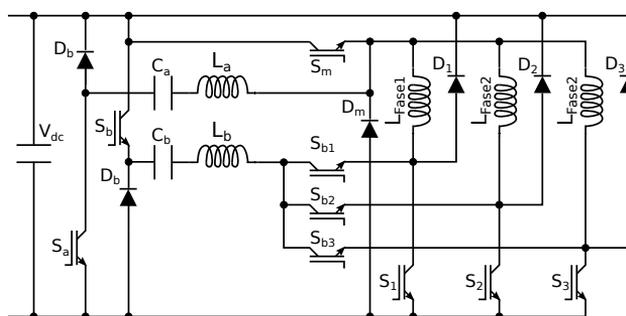
- Resonante en serie: esta topología (ver figura ??) utiliza un circuito parcialmente resonante junto a varios tiristores, siendo capaz de funcionar en ZCS o ZVS [?]. Sin embargo, este tipo de convertidor está muy limitado al no poderse aplicar un control PWM (ver tabla ??) y al tener que sincronizar su frecuencia de conmutación con la frecuencia resonante del circuito auxiliar. En consecuencia, solo puede ofrecer pulsos de corriente, agravando así el rizado de par y ruido audible de la SRM [?].
- ZVT: la topología (ver figura ??) elimina las pérdidas de conmutación inducidas por las cargas almacenadas en los diodos y las capacidades de salida en dispositivos. Por lo tanto, suelen utilizarse en convertidores basados en MOSFETs [? ?].
- ZCT: esta otra topología (ver figura ??) elimina las pérdidas de conmutación causadas por la corriente de cola e inductancias parásitas [?], por lo que son ideales para convertidores basados en IGBTs. Hay diseños también con topologías Cuk que logran una ZCT con mejora del factor de potencia [?].
- *Auxiliary Quasi-Resonant DC-link* (AQRDCL): esta configuración (ver figura ??) usa un circuito resonante para permitir a los interruptores de fase conmutar a tensión nula para reducir las pérdidas de conmutación [?]. Una ventaja es que el circuito resonante funciona como una fuente de tensión y puede acoplarse a diferentes topologías, como, por ejemplo, a unos puentes en H asimétricos.

Existen otras topologías que, como la AQRDCL, incorporan circuitos resonantes y además son modulares, pudiendo conectarlos a topologías con una mayor controlabilidad. Un ejemplo es la *Quasi Z-Source Converter* (QZSC) [? ? ?], que permite regular la tensión y corregir el factor de potencia.

Sin embargo, la mejora global de la eficiencia no es tan significativa cuando se tienen en cuenta las pérdidas en los elementos pasivos del circuito resonante. Debido a los tiempos marcados para el proceso de ZVS o ZCS, el rango de acción del índice de modulación se ve limitado, disminuyendo la controlabilidad del siste-



(a) Topología ZVT.



(b) Topología ZCT.

Figura A.4: Convertidores resonantes de transición por cero.

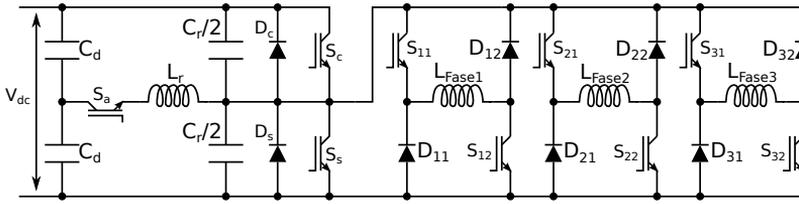


Figura A.5: Topología AQRDCL.

ma. Además, el uso de topologías resonantes implica un número de componentes mayor en el convertidor (ver tabla ??), disminuyendo, así, la tolerancia a fallos y aumentando los costes generales y la complejidad del control. Por consiguiente, no es justificable el uso de convertidores resonantes en aplicación de EV (ver tabla ??).

A.3 Topologías multinivel

A continuación, se analiza el uso de convertidores multinivel en SRMs. Éstos son una familia de convertidores de potencia que permiten dividir entre varios dispositivos semiconductores la potencia que se aplica en cada fase de la carga, posibilitando operar a niveles de tensión y/o corriente mayores que sus homólogos de dos niveles. Estas topologías, reducen el estrés de tensión que deben soportar los dispositivos, permitiendo así poder usar un mayor rango de dispositivos comerciales [?].

La posibilidad de aplicar diferentes rangos de tensión en los devanados de la máquina, se traduce en una mayor flexibilidad en el control de corriente a altas velocidades. Además, presentan otras ventajas como un menor rizado de corriente, menores pérdidas de potencia a altas frecuencias de conmutación y menor EMI.

En los últimos años, están realizándose numerosas investigaciones en torno al desarrollo y testeo de topologías multinivel específicas para automoción [?] y aeronáutica, especialmente topologías multinivel clásicas adaptadas a las peculiaridades de la SRM. Como la *Neutral Point Clamped* (NPC) [? ? ? ?], la *Modular Multilevel Converter* (MMC) [? ?] o la *Cascaded H-Bridge* (CHB) [?].

Sin embargo, estos sistemas son muy complejos al estar constituidos por numerosos dispositivos. Así pues, el alto coste, complejidad del sistema y el número extra de elementos capacitivos hacen que este tipo de tecnología no sea apropiado para la industria del automóvil.

Apéndice B

Parametrización de un condensador de película

A continuación, se aporta la parametrización general de un F-Cap. Se exponen tanto los parámetros necesarios como la relación entre ellos para la comprensión y modelaje de un F-Cap. La idea de este anexo es la de servir como apoyo para el lector cuando se encuentre en el capítulo ?? en caso de no estar previamente familiarizado con ellos, dado que es un tema con apenas contextualización en capítulos anteriores.

Gran parte de los parámetros definidos están recogidos por la norma IEC61071. Estos se han dividido en tres grupos, dependiendo de su naturaleza, para una búsqueda más sencilla por parte del lector:

- Parámetros resistivos.
- Parámetros relacionados con la potencia.
- Parámetros relacionados con la temperatura.

Este orden de lectura, además, ayuda a una mejor comprensión. Los parámetros resistivos permiten entender las dinámicas eléctricas que suceden dentro de la F-Cap, las pérdidas son la consecuencia de estas dinámicas eléctricas y, por último, estas pérdidas inciden físicamente en el F-Cap variando su temperatura.

B.1 Parámetros resistivos

A. Resistencia en serie, R_s .

Este parámetro hace referencia a la suma de todas las resistencias ohmicas en serie existentes dentro del condensador: cables, regletas de conexión, capa metalizada pulverizada y electrodo (ver figura ??) [? ?].

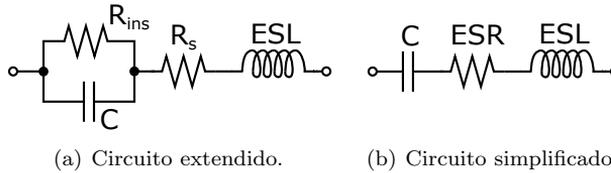


Figura B.1: Circuito equivalente en serie del condensador.

B. Resistencia de aislamiento, R_{ins} .

Este parámetro hace referencia a la resistencia de aislamiento entre las placas conductoras del condensador (ver figura ??) y expresa la relación entre la tensión nominal V_{DC} y la corriente de fugas i_{leak} [? ?]:

$$R_{aisl} = \frac{V_{DC}}{i_{leak}} \quad (\text{B.1})$$

Este valor suele ser dado, o bien en $M\Omega$ (con valores típicos del orden de $0.1\text{ G}\Omega$) o bien expresado según la constante de tiempo de descarga (para condensadores con capacidades $> 0.33\ \mu\text{F}$) [? ?]:

$$\tau = R_{ins}C_r \quad (\text{B.2})$$

donde C_r es la capacidad nominal del condensador.

C. Resistencia serie equivalente, ESR.

La ESR o resistencia efectiva/equivalente en serie, es una equivalencia matemática que aúna todas las pérdidas resistivas del condensador como una resistencia conectada en serie con el condensador (ver figura ??) [? ?]. Al representar la totalidad de la potencia activa en el condensador, la ESR es un parámetro muy útil para estimar la disipación a través de la ecuación de Joule. Al despreciarse la reactancia inductiva este parámetro se define como:

$$ESR = \frac{\tan \delta}{2\pi fC} = R_s + \frac{\tan \delta_D}{2\pi fC}, \quad (\text{B.3})$$

donde $\tan \delta$ es el factor de disipación total, $\tan \delta_D$ es el característico del dieléctrico usado en cada condensador, C la capacidad y f la frecuencia de funcionamiento.

La ESR (del orden de unos $m\Omega$, por lo general) es dada por el fabricante, generalmente, a una temperatura base y frecuencias determinadas. En algunos casos (como p.e. los condensadores cerámicos), la ESR depende también de la tensión de polarización. En todas las tecnologías de condensador hay también un factor de envejecimiento determinado por el tiempo de funcionamiento, la corriente y la temperatura que afecta a la ESR.

Aunque el concepto de la ESR es realmente válido solo para cálculos de disipación de potencia a una frecuencia y temperatura específicas, la ESR puede ser razonablemente constante en un rango de frecuencia y temperatura. Generalmente, la ESR comienza a elevarse por encima de 100 kHz [?], lo cual hace que se reduzca la corriente permitida a través del condensador. Asimismo, para algunos tipos de condensadores, la ESR aumenta con la temperatura. Teniendo todo esto en cuenta, en general, hay que tener especial atención al modelizar un condensador real como un condensador ideal en serie con una ESR fija.

D. Autoinductancia, L_s .

La autoinductancia de un condensador suele ser despreciable comparado con las inductancias parásitas aportadas por las conexiones. Al total de ellas se las denomina como inductancia equivalente en serie ESL.

La ESL es una equivalencia matemática que aúna todas las pérdidas inductivas del condensador debidas al campo magnético creado por la corriente en los terminales y devanados del circuito de condensador. Es por ello que está determinada por la estructura del devanado, diseño geométrico y longitud y grosor de las vías de contacto. Este parámetro suele tener un valor muy bajo (del orden de unos pocos nH) y por lo tanto la frecuencia de resonancia suele ser correspondientemente elevada.

E. Reactancia capacitiva, X_C .

La reactancia capacitiva es la oposición de un condensador al paso de corriente alterna. Es inversamente proporcional a la frecuencia y a la capacidad.

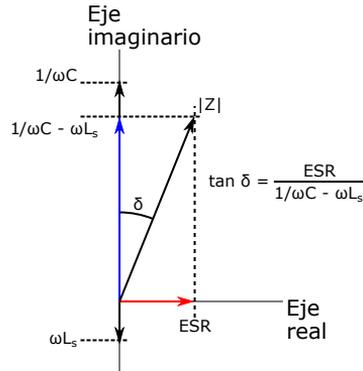


Figura B.2: Impedancia total de un condensador ($\omega = 2\pi f$) [?].

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (\text{B.4})$$

F. Reactancia inductiva, X_L .

La reactancia inductiva es la oposición de un inductor al paso de corriente alterna. Es directamente proporcional a la frecuencia y a la self-inductance L_s .

$$X_L = 2\pi f L_s \quad (\text{B.5})$$

G. Impedancia, Z .

La impedancia Z representa la oposición total al flujo de corriente y es tanto de naturaleza resistiva como reactiva. Por lo tanto, es de particular importancia en el filtrado AC y de rizado de corriente.

La impedancia total del condensador viene dada por la suma vectorial de la ESR y la impedancia reactiva total del dispositivo (ver figura ??):

$$|Z_L| = \sqrt{ESR^2 + \left(\frac{1}{C\omega} - L_s\omega\right)^2}, \quad (\text{B.6})$$

donde $\omega = 2\pi f$.

La impedancia es muy dependiente de la frecuencia, y la frecuencia en la que la impedancia alcanza su valor mínimo es aquella en la que X_C y X_L son iguales, haciendo cero la impedancia reactiva. Esa frecuencia se conoce como frecuencia resonante f_r .

H. Factor de disipación, $\tan \delta$.

El factor de disipación $\tan \delta$ es una combinación del componente paralelo $\tan \delta_p$, el componente en serie $\tan \delta_s$ y el componente dieléctrico $\tan \delta_D$:

$$\tan \delta = \tan \delta_D + \tan \delta_P + \tan \delta_S, \quad (\text{B.7})$$

donde

$$\tan \delta_P = R_{aisl} 2\pi f C \quad (\text{B.8})$$

y

$$\tan \delta_S = R_s 2\pi f C \quad (\text{B.9})$$

El $\tan \delta_D$ es una característica dependiente del dieléctrico usado en cada condensador. Es una medida de las pérdidas asociadas con el dieléctrico, es decir, la energía desperdiciada para polarizar y repolarizar el dieléctrico en dos direcciones opuestas para los sucesivos semiciclos de la tensión AC. Determina el autocalentamiento a bajas frecuencias.

El $\tan \delta_P$ depende de la resistencia del aislamiento R_{aisl} (??). Debido a los valores extremadamente altos de R_{aisl} , este componente es insignificante en todo el rango de frecuencias, incluso en frecuencias muy bajas ($\lll 1$ kHz), por lo que $\tan \delta_P$ tiende a ser despreciado.

El $\tan \delta_S$ está determinado por la R_s . Este componente aumenta rápidamente con la frecuencia hasta convertirse en el dominante en la curva de $\tan \delta$ para altas frecuencias.

Despreciando $\tan \delta_P$ y desarrollando la expresión (??), $\tan \delta$ puede definirse también como:

$$\tan \delta = \tan \delta_D + \tan \delta_S = \tan \delta_D + R_s 2\pi f C = \frac{ESR}{X_C} \quad (\text{B.10})$$

Por lo tanto, se deduce que el $\tan \delta$ es también la relación entre la potencia activa (es decir, la disipación de potencia) y la potencia reactiva. Tanto

ESR como $\tan \delta$ son importantes porque dictan la disipación de potencia de un condensador, y por lo tanto, su autocalentamiento [?].

B.2 Parámetros relacionados con la potencia

A. Pérdidas máximas, P_{max} .

Este parámetro hace referencia a la máxima disipación de potencia permitida para el funcionamiento del condensador.

$$P_{max} = \frac{\Delta T_{hs-amb}}{Z_{th_{hs-amb}}} \quad (\text{B.11})$$

donde ΔT_{hs-amb} es el gradiente de temperaturas entre el ambiente y el punto más caliente, y $Z_{th_{hs-amb}}$ es la impedancia térmica. En la subsección ?? se dispone de más información sobre estos parámetros.

B. Pérdidas totales, P_{Tot} .

Las pérdidas totales de potencia producidas en un condensador se componen de P_{ohm} , las pérdidas dieléctricas P_D y las pérdidas del aislante P_{ais} . Habitualmente, debido a la dificultad de estimar el $\tan \delta_D$ real para P_D y a que en comparación P_{ais} es despreciable, P_{Tot} se simplifica como P_{ohm} .

C. Pérdidas óhmicas, P_{ohm} .

Estas pérdidas hacen referencia a las producidas en los conductores del dispositivo. Por ejemplo, en un F-Cap hay tres partes principales donde estas pérdidas se encuentran: en el electrodo, en la capa de metal pulverizado y tanto en las regletas de conexión así como en los terminales.

Estas pérdidas tienen una dependencia media/baja de la frecuencia, pero a altas frecuencias (por encima de 10 kHz) factores como el *skin-effect* tienen un fuerte impacto en su aumento [?].

Este tipo de pérdidas no se distribuyen homogéneamente dentro del condensador, son más altas cerca de las regletas internas de conexión en los extremos de la bobina que en el centro de los bobinados.

$$P_{ohm} = I_{rms}^2 R_s \quad (\text{B.12})$$

D. Pérdidas AC dieléctricas, P_D .

Este parámetro hace referencia a las pérdidas derivadas del $\tan \delta_D$ del dieléctrico usado. Se distribuyen homogéneamente dentro del volumen de dieléctrico del condensador y son proporcionales a la V_{AC} de funcionamiento y a la X_c del condensador (ver expresión (??)), dependiendo en gran medida de la frecuencia. Es muy importante asegurarse de que el condensador no funciona a la f_r del circuito.

$$P_D = V_{rms}^2 2\pi f C \tan \delta_D \quad (\text{B.13})$$

E. Pérdidas DC dieléctricas o pérdidas del aislante, P_{ins} .

Este parámetro hace referencia a las pérdidas derivadas de la i_{leak} en el dieléctrico. Estas pérdidas se distribuyen homogéneamente dentro del volumen de dieléctrico del condensador y dependen en gran medida de la tensión continua y de la temperatura.

$$P_{ais} = V_{DC} i_{leak} \quad (\text{B.14})$$

B.3 Parámetros relacionados con la temperatura

A. Rango de temperatura de funcionamiento, T_{min} y T_{max} .

Este parámetro determina el rango de temperatura mínima y máxima en la que puede trabajar el condensador. La temperatura indicada hace referencia a la superficie o carcasa (*case*) del condensador, y no a la temperatura ambiente (ver figura ??). En condensadores de película el rango de temperatura varía, sobre todo, en función del dieléctrico empleado.

La T_{min} hace referencia a la temperatura más baja del dieléctrico a la que se puede energizar el condensador, mientras que T_{max} es la máxima temperatura permitida en el condensador durante su normal funcionamiento [?]. Cuando se supera la T_{max} permitida, el $\tan \delta$ crece y, por lo tanto, también el autocalentamiento, pudiendo derivar en una barrena térmica (*thermal runaway*) (deterioro del dieléctrico y ruptura del condensador). Hay que tener cuidado con que el condensador no esté alrededor de un foco de calor, ya que esto puede provocar que éste tenga que trabajar por encima de su T_{max} , derivando en su ruptura.

B. Temperatura nominal, T_r .

Dentro del mencionado rango de temperaturas ($T_{min} - T_{max}$), hay una temperatura nominal T_r definida como la temperatura ambiente máxima a la

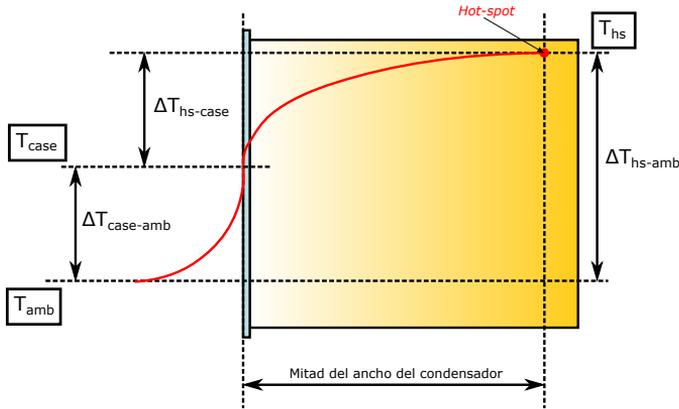


Figura B.3: Perfil de temperatura con refrigeración convectiva [?].

que un condensador puede funcionar continuamente bajo V_{rdc} . T_r depende del material dieléctrico [?].

C. Temperatura ambiental y de la carcasa, T_{amb} y T_{case} .

T_{amb} se define como la temperatura del aire de refrigeración medida en el punto más caliente del condensador en condiciones estables (a 10 cm de distancia y 2/3 de la altura de la base del condensador [?]). Por otro lado, T_{case} es la temperatura en la carcasa del condensador.

La diferencia entre ambas, $\Delta T_{case-amb}$ (ver figura ??), depende de las pérdidas totales de potencia del condensador y del coeficiente de transferencia de calor del sistema de refrigeración. Por ejemplo, el coeficiente de transferencia de calor entre el acero y el aire h_{air} con convección natural (velocidad del aire cercana a los 0 m/s) es de $h_{air-0m/s} = 0,001W/cm^2K$, pero si la convección es forzada con una velocidad del aire de unos 3 m/s, el coeficiente de transferencia de calor es casi el doble $h_{air-3m/s} = 0,0019W/cm^2K$.

D. Temperatura del punto caliente, T_{hs} .

Este parámetro hace referencia a la temperatura máxima admisible del punto más caliente (*hot spot*) dentro del condensador, generalmente en el dieléctrico. En el caso de un F-Cap T_{hs} está normalmente en el centro de cada pila, a 2/3 de la altura de la base del condensador (o 1/3 de la cara que contiene los terminales) [?], pero esto varía dependiendo de la tecnología de condensador.

La T_{hs} viene determinada por la siguiente ecuación:

$$T_{hs} = T_{amb} + Z_{th_{hs-amb}} P_{Tot} \approx T_{amb} + Z_{th_{hs-amb}} \underbrace{I_{rms}^2 ESR}_{P_{ohm}} \quad (\text{B.15})$$

donde $Z_{th_{hs-amb}}$ es la impedancia térmica desde el *hot-spot* al ambiente, P_{Tot} las pérdidas totales y P_{ohm} las pérdidas óhmicas.

La diferencia entre T_{amb} y T_{hs} , $\Delta T_{hs-case}$ (ver figura ??), depende de la distribución de P_{Tot} (generalmente simplificado a P_{ohm}), la distancia desde el *hot-spot* hasta la cara de enfriamiento (normalmente la cara ancha del condensador) y la conductividad térmica de los materiales dentro del condensador.

E. Impedancia térmica, Z_{th} .

La impedancia térmica total entre el núcleo del condensador y la superficie del encapsulado se define como el ratio entre incremento de temperatura existente entre dichos puntos y la P_{Tot} (?). Es decir, este parámetro indica el gradiente ΔT_{hs-amb} del condensador en relación con las pérdidas de disipación.

$$Z_{th_{hs-amb}} = \frac{\Delta T_{hs-amb}}{P_{Tot}} \approx \frac{\Delta T_{hs-amb}}{\underbrace{I_{rms}^2 ESR}_{P_{ohm}}} \quad (\text{B.16})$$

F. Capacidad térmica, C_{th} .

La C_{th} se define como la cantidad de energía requerida para incrementar la temperatura media 1 °C. Requerida para la construcción de un modelo térmico dinámico.

$$C_{th} = \rho c VOL, \quad (\text{B.17})$$

donde ρ , c y VOL son la densidad, calor específico y volumen del material, respectivamente. Debido a los materiales de construcción y la complejidad de diseño los fabricantes raramente facilitan la C_{th} .

Puede obtenerse mediante simulaciones FEM si se dispone de un modelo adecuado, o realizando una batería de ensayos para obtener su valor y a ser posible establecer una red cauer o foster.

G. Autocalentamiento, ΔT_{sh} .

Cuando el condensador se usa en un circuito AC, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia, el condensador genera calor por sí mismo. A este fenómeno se le denomina autocalentamiento y se representa como un aumento de temperatura ΔT_{sh} .

A frecuencias de funcionamiento donde el autocalentamiento sea relevante la temperatura de operación T_{op} es:

$$T_{op} = T_{amb} + \Delta T_{sh}, \quad (\text{B.18})$$

y debe asegurarse de que T_{op} no exceda T_{max} .

Si la generación de calor es grande, el condensador puede deteriorarse y producirse humo o incendio, es por ello que para evitar daños permanentes en el condensador el ΔT_{sh} no debe superar un determinado valor dependiente tanto del material dieléctrico como de las condiciones de operación (tensión y frecuencia). En [? ?] se explican varios métodos de cálculo del autocalentamiento para diferentes situaciones y puntos de operación.

Bibliografía

- [1] “Technology Roadmap Electric and plug-in hybrid electric vehicles,” International Energy Agency (IEA), Tech. Rep., 2011.
- [2] “Global EV Outlook 2016 Beyond one million electric cars,” International Energy Agency (IEA), Tech. Rep., 2016.
- [3] M. Guarnieri, “When Cars Went Electric, Part One [Historical],” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, n° 1, páginas 61–62, 2011.
- [4] —, “Looking back to electric cars,” en *2012 Third IEEE HISTory of ELectro-technology CONference (HISTELCON)*, páginas 1–6, 2012.
- [5] C. D. Anderson y J. Anderson, *Electric and Hybrid Cars: a History*. McFarland, 2010.
- [6] D. Freitag, “History of wheels for off-road transport,” en *Journal of Terramechanics*, vol. 16, n° 2, páginas 49–68, 1979.
- [7] O. Oñederra, “Ibilgailu elektrikoen inbertsoreentzako ekarpenak,” Tesis Doctoral, University of the Basque Country (UPV/EHU), 2018.
- [8] J. Altzibar, E. Ibarra, J. Andreu, A. Matallana y I. Kortabarria, “Vehículo eléctricos e híbridos: estado de la tecnología,” en *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, páginas 1–6, 2014.
- [9] H. Shouliang, C. Shumei, Z. Xinxin, G. Hao y X. Bingliang, “The Modular Cascade Machines in electric vehicles,” en *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, páginas 1–6, 2012.
- [10] “Electric surge: Carmakers’ electric car plans across Europe 2019-2025,” Transport & Environment, Tech. Rep., 2019.

- [11] K. Chau, *Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application*. Wiley-IEEE Press, 2015.
- [12] A. M. Bazzi, “Electric machines and energy storage technologies in EVs and HEVs for over a century,” en *International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, páginas 212–219, 2013.
- [13] “Critical Materials Strategy,” U.S. Department of Energy, Tech. Rep., 2011.
- [14] “2014 Mineral Yearbook, Rare Earths,” United States Geological Survey (USGS), Tech. Rep., 2016.
- [15] B. Bilgin, A. Dorneles Callegaro, J. Liang, M. Kordic, J. Taylor y A. Emadi, “Making the Case for Switched Reluctance Motors for Propulsion Applications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, n° 7, páginas 7172–7186, 2020.
- [16] T. Jahns, “Getting Rare-Earth Magnets Out of EV Traction Machines: A review of the many approaches being pursued to minimize or eliminate rare-earth magnets from future EV drivetrains,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, n° 1, páginas 6–18, 2017.
- [17] B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han y S. Li, “Driving Toward Accessibility: A Review of Technological Improvements for Electric Machines, Power Electronics, and Batteries for Electric and Hybrid Vehicles,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 23, n° 1, páginas 14–25, 2016.
- [18] “Annual Progress Report for Electric Drive Technologies Program,” U.S. Department of Energy, Tech. Rep., 2016.
- [19] “Electric Drive Technologies 2015 Annual Report,” U.S. Department of Energy, Tech. Rep., 2016.
- [20] H. S. Hong, C. Liu, S. Y. Cho, J. Lee y C. S. Jin, “Design of High-End Synchronous Reluctance Motor Using 3-D Printing Technology,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, n° 6, páginas 1–5, 2017.
- [21] I. Boldea, L. N. Tutelea, L. Parsa y D. Dorrell, “Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: An Overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 10, páginas 5696–5711, 2014.
- [22] S. Estenlund, M. Alakula y A. Reinap, “PM-less machine topologies for EV traction: A literature review,” en *Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles*, páginas 1–6, 2016.

- [23] N. R. Patel, V. A. Shah y M. M. Lokhande, "A Novel Approach to the Design and Development of 12/15 Radial Field C-Core Switched Reluctance Motor for Implementation in Electric Vehicle Application," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, n° 9, páginas 8031–8040, 2018.
- [24] E. Afjei, A. Siadatan y H. Torkaman, "Magnetic Modeling, Prototyping, and Comparative Study of a Quintuple-Set Switched Reluctance Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, n° 8, páginas 1–7, 2015.
- [25] Y. Ebrahimi y M. R. Mecrow, "Introductory assessment of a novel high-torque density axial flux switched reluctance machine," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, n° 7, páginas 1315–1323, 2017.
- [26] Z. Yang, F. Shang, I. Brown y M. Krishnamurthy, "Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, n° 3, páginas 245–254, 2015.
- [27] A. Chiba, K. Kiyota, N. Hoshi, M. Takemoto y S. Ogasawara, "Development of a Rare-Earth-Free SR Motor With High Torque Density for Hybrid Vehicles," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, n° 1, páginas 175–182, 2015.
- [28] D. G. Dorrell, A. M. Knight, M. Popescu, L. Evans y D. A. Staton, "Comparison of different motor design drives for hybrid electric vehicles," en *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 3352–3359, 2010.
- [29] J. B. Bartolo, M. Degano, J. Espina y C. Gerada, "Design and Initial Testing of a High Speed 45 kW Switched Reluctance Drive for Aerospace Application," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 2, páginas 988–997, 2017.
- [30] M. Takeno, A. Chiba, N. Hoshi, S. Ogasawara, M. Takemoto y M. A. Rahman, "Test Results and Torque Improvement of the 50-kW Switched Reluctance Motor Designed for Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n° 4, páginas 1327–1334, 2012.
- [31] J. D. Widmer, R. Martin y B. C. Mecrow, "Optimization of an 80-kW Segmental Rotor Switched Reluctance Machine for Automotive Traction," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n° 4, páginas 2990–2999, 2015.
- [32] P. B. Reddy, A. El-Refaie, S. Galioto y J. P. Alexander, "Design of Synchronous Reluctance Motor Utilizing Dual-Phase Material for Traction Applica-

- tions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n° 3, páginas 1948–1957, 2017.
- [33] A. El-Refaie *et al.*, “Comparison of traction motors that reduce or eliminate rare-earth materials,” *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 7, n° 3, páginas 207–214, 2017.
- [34] S. Mezani, T. Hamiti, L. Belguerras, T. Lubin, M. Rashed y C. Gerada, “Magnetically Geared Induction Machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, n° 11, páginas 1–4, 2015.
- [35] E. E. Montalvo-Ortiz, S. N. Foster, J. G. Cintron-Rivera y E. G. Strangas, “Comparison between a spoke-type PMSM and a PMASynRM using ferrite magnets,” en *International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, páginas 1080–1087, 2013.
- [36] A. Chiba, M. Takeno, N. Hoshi, M. Takemoto, S. Ogasawara y M. A. Rahman, “Consideration of Number of Series Turns in Switched-Reluctance Traction Motor Competitive to HEV IPMSM,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n° 6, páginas 2333–2340, 2012.
- [37] S. Morimoto, S. Ooi, Y. Inoue y M. Sanada, “Experimental Evaluation of a Rare-Earth-Free PMASynRM With Ferrite Magnets for Automotive Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 10, páginas 5749–5756, 2014.
- [38] K. Chiba, S. Chino, M. Takemoto y S. Ogasawara, “Fundamental Analysis of a Ferrite Permanent Magnet Axial Gap Motor with Coreless Rotor Structure,” *IEEE Journal of Industry Applications*, vol. 3, n° 1, páginas 47–54, 2014.
- [39] M. Obata, S. Morimoto, M. Sanada y Y. Inoue, “Performance of PMASynRM With Ferrite Magnets for EV/HEV Applications Considering Productivity,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n° 4, páginas 2427–2435, 2014.
- [40] G. Pellegrino, A. Vagati, B. Boazzo y P. Guglielmi, “Comparison of Induction and PM Synchronous Motor Drives for EV Application Including Design Examples,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n° 6, páginas 2322–2332, 2012.
- [41] K. Kiyota, H. Sugimoto y A. Chiba, “Comparison of energy consumption of SRM and IPMSM in automotive driving schedules,” en *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 853–860, 2012.
- [42] K. Kiyota, T. Kakishima y A. Chiba, “Comparison of Test Result and

- Design Stage Prediction of Switched Reluctance Motor Competitive With 60-kW Rare-Earth PM Motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 10, páginas 5712–5721, 2014.
- [43] S. Stipetic, D. Zarko y M. Kovacic, “Optimised design of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor series using combined analytical–finite element analysis based approach,” *IET Electric Power Applications*, vol. 10, n° 5, páginas 330–338, 2016.
- [44] L. Maharjan *et al.*, “Comprehensive Report on Design and Development of a 100 kW DSSRM,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, n° 4, páginas 835–856, 2018.
- [45] M. Belhadi, G. Krebs, C. Marchand, H. Hannoun y X. Mininger, “Evaluation of axial SRM for electric vehicle application,” *Electric Power Systems Research*, vol. 148, páginas 155–161, 2017.
- [46] G. J. Li, X. Ma, G. Jewell y Z. Q. Zhu, “Novel Modular Switched Reluctance Machines for Performance Improvement,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, n° 3, páginas 1255–1265, 2018.
- [47] W. Ding, S. Yang, Y. Hu, S. Li, T. Wang y Z. Yin, “Design Consideration and Evaluation of a 12/8 High-Torque Modular-Stator Hybrid Excitation Switched Reluctance Machine for EV Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 12, páginas 9221–9232, 2017.
- [48] O. Ellabban y H. Abu-Rub, “Switched reluctance motor converter topologies: A review,” en *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, páginas 840–846, 2014.
- [49] U. Choi, F. Blaabjerg y K. Lee, “Study and Handling Methods of Power IGBT Module Failures in Power Electronic Converter Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 5, páginas 2517–2533, 2015.
- [50] H. Wang y F. Blaabjerg, “Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters-An Overview,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n° 5, páginas 3569–3578, 2014.
- [51] J. S. Ho y S. G. Greenbaum, “Polymer Capacitor Dielectrics for High Temperature Applications,” *ACS Applied Materials & Interfaces*, vol. 10, n° 35, páginas 29 189–29 218, 2018.
- [52] “Film Capacitors - General technical information,” TDK, Tech. Rep., 2018.
- [53] “Application Notes - Power Electronic Capacitors,” EPCOS, Tech. Rep., 2010.

- [54] H. Wang, P. Davar, H. Wang, D. Kumar, F. Zare y F. Blaabjerg, “Lifetime Estimation of DC-Link Capacitors in Adjustable Speed Drives Under Grid Voltage Unbalances,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 5, páginas 4064–4078, 2019.
- [55] “Film Capacitors,” Vishay, Tech. Rep., 2017.
- [56] T. A. Burress *et al.*, “Evaluation of the 2008 Lexus LS 600H Hybrid Synergy Drive System,” Oak Ridge National Laboratory, Tech. Rep., 2009.
- [57] D. Cabezuelo, J. Andreu, I. Kortabarria, E. Ibarra y I. M. de Alegria, “Power Modules for Electric Vehicles SRM Converter,” en *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, páginas 1–7, 2018.
- [58] M. Streibl, R. Karmazin y R. Moos, “Materials and applications of polymer films for power capacitors with special respect to nanocomposites,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 25, n° 6, páginas 2429–2442, 2018.
- [59] D. Q. Tan, “Review of Polymer-Based Nanodielectric Exploration and Film Scale-Up for Advanced Capacitors,” *Advanced Functional Materials*, vol. 30, n° 18, páginas 1–23, 2019.
- [60] J.-R. Riba, C. Lopez-Torres, L. Romeral y A. Garcia, “Rare-earth-free propulsion motors for electric vehicles: A technology review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 57, páginas 367–379, 2016.
- [61] L. Kumar y S. Jain, “Electric propulsion system for electric vehicular technology: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 29, páginas 924–940, 2014.
- [62] “Electric Vehicle World Sales Database: Global EV Sales for 2018 Final Results.” <http://www.ev-volumes.com/country/total-world-plug-in-vehicle-volumes/>
- [63] I. López, E. Ibarra, A. Matallana, J. Andreu y I. Kortabarria, “Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: Technology, trends and challenges,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 114, páginas 1–23, 2019.
- [64] “A technical summary of Euro 6/VI vehicle emission standards,” The International Council on Clean Transportation, Tech. Rep., 2016.
- [65] “Global High-Performance Electric Vehicle Market 2017-2021,” Technavio, Tech. Rep., 2017.

- [66] “Horizon 2020, The EU framework programme for research and innovation.” <https://ec.europa.eu/programmes/horizon2020/en>
- [67] “European Commission, Horizon 2020 Work Programme 2016-2017: Smart, green and integrated transport,” European Commission, Tech. Rep., 2016-2017.
- [68] “United States Council for Automotive Research - Database.” <https://www.uscar.org/guest/index.php>
- [69] “Energy Efficiency & Renewable Energy, Multi-Year Program Plan 2011-2015: Vehicle Technologies Program,” Office of Energy Efficiency & Renewable Energy, Tech. Rep., 2010.
- [70] “EV Everywhere grand challenge blueprint,” U.S. Department of Energy, Tech. Rep., 2013.
- [71] “U.S Department of Energy, Overview of the DOE VTO Electric Drive Technologies R&D Program,” U.S Department of Energy: Energy Efficiency and renewable energy, Tech. Rep., 2016.
- [72] “United nations economical and social commission for Asia and the Pacific.” <https://www.unescap.org/>
- [73] A. Matallanda, “Contributions to the design of power modules for electric and hybrid vehicles: trends, design aspects and simulation techniques,” Tesis Doctoral, University of the Basque Country (UPV/EHU), 2020.
- [74] D. Cabezuelo, J. Andreu, I. Kortabarria, I. M. de Alegría y E. Robles, “Powertrain systems of electric, hybrid and fuel-cell vehicles: State of the technology,” en *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, páginas 1445–1450, 2017.
- [75] “Switched/Synchronous Reluctance Magnet-free Motors for Electric Vehicles, VENUS,” Comisión Europea, Tech. Rep., 2016.
- [76] “Advanced Reluctance Motors for Electric Vehicle Application, ARMEVA,” Comisión Europea, Tech. Rep., 2016.
- [77] P. Cairoli, L. Mazza y Z. Pan, “Industrial electrical machine,” U.S. Patent 20 180 351 438, 2018.
- [78] C. Lin, S. Zhong y J. Xu, “Electrical apparatus and methods for forming an electrical machine and an electrical apparatus,” U.S. Patent 20 200 021 175, 2020.

- [79] G. Shrestha y C.-E. Tschida, "Electrical machine with liquid cooling," U.S. Patent 20 200 021 169, 2018.
- [80] S. Zhong, B. D., C. E. Tschida, D. Tremelling y L. Malinowski, "Polymer industrial electrical machine," U.S. Patent 20 200 204 032, 2020.
- [81] J.-L. Miller *et al.*, "Switched reluctance motor power estimation compensation for variable DC-link voltage," U.S. Patent 9 941 831, 2018.
- [82] J. Friedlung, P.-T. Schmidt, V. Arguelles, S. Desigan, E. Duheric y T. Nakashi, "Power inverter with balanced power flow for multiple electrical machines," U.S. Patent 20 180 206 357, 2017.
- [83] J. Dorothy, C.-A. Kauk, R.-G. Auch, C.-E. Nino-Baron y R.-T. Adra, "End plate for rotors of switched reluctance motors," U.S. Patent 20 180 294 684, 2017.
- [84] B.-D. Kuras, S.-C. Landers, S. Sonth y A. Sharma, "Propulsion control system with carrying aggressiveness of response," U.S. Patent 20 190 176 826, 2018.
- [85] A. Khalil, C.-E. Nino-Baron, C. Brewer, J. Wai y Y. Bhatia, "Optimized switched reluctance phase current control in a continuous conduction mode," U.S. Patent 10 476 421, 2019.
- [86] A. Khalil, J. Wai, J. Gerdes, J. Thorne y A. Saad, "Inverter Topology," U.S. Patent 20 200 067 422, 2019.
- [87] A. Khalil *et al.*, "Switched reluctance motor control system," U.S. Patent 20 200 067 433, 2020.
- [88] C.-E. Nino-Baron, A. Khalil, J. Wai, J. Gerdes, S. Sonth y A. Saad, "System to control a rotary electric machine," U.S. Patent 10 666 182, 2020.
- [89] S.-C. Landers y S. Sonth, "Mobile machines, electric drive systems, and methods for testing electric drive systems," U.S. Patent 20 200 132 009, 2020.
- [90] J. M. Baumann, R.-T. Adra, T. J. Schlack y G. T. Austin, "Cooling system for a rotary electric machine," U.S. Patent 20 200 072 244, 2020.
- [91] A. J. Kieser *et al.*, "System for controlling the operation of an electric winch," U.S. Patent 20 200 189 890, 2020.
- [92] J. Yamada, "Shift range controller," U.S. Patent 20 180 283 545, 2018.
- [93] T. Ishikawa, M. Nashiki y Y. Itou, "Switched reluctance motor," U.S. Patent 20 080 278 010, 2008.

- [94] M. Nashiki, T. Ishikawa y Y. Itou, "Reluctance motor with improved stator structure," U.S. Patent 8 847 522B2, 2009.
- [95] T. Ishikawa, M. Nashiki y Y. Itou, "Switched reluctance motor," U.S. Patent 7 781 931B2, 2007.
- [96] S. Kamio, "Shift range control device," U.S. Patent 20 200 198 639, 2020.
- [97] N.-J. Hirsch, "Control unit for inder-sink appliances faucet having an inder-sink faucet base and an above sink faucet heah," U.S. Patent 20 180 313 068, 2017.
- [98] J. Orozco y A. Spongeimer, "Plug-in hybrid vehicle with integrated charger operating electric engine turbocharger," U.S. Patent 20 180 334 042, 2018.
- [99] F. Leonardi, H.-H. Huang, J.-L. Miller y M.-W. Degner, "Diagnostic strategy for an electric motor using sensorless control and a position sensor," U.S. Patent 6 750 626, 2004.
- [100] L.-D. Elie, T.-J. Potter, R.-F. Novak, J.-W. Jaranson, J.-A. Wallace y M.-M. Azzouz, "Programmable door power assist," U.S. Patent 20 190 063 138, 2019.
- [101] V. Hauser, U. Gussen y C. Gusten, "Method for operating a hybrid electric motor vehicle," Germany Patent 102 018 212 887, 2020.
- [102] S. Gopalakrishnan, L. Hao, C.-S. Namuduri, P.-S. Lombardo, C.-J. Aldrich, J.-R. andLee y N.-S. Shildore, "Starter for an internal combustion engine," U.S. Patent 20 190 338 743, 2018.
- [103] S. Gopalakrishnan *et al.*, "Method and apparatus for controlled stopping of internal combustion engine," U.S. Patent 20 190 338 742, 2019.
- [104] A. M. Omekanda, C.-S. Namuduri, S. Gopalakrishnan y T.-W. Nehl, "Starter including a switched reluctance electric motor," U.S. Patent 20 190 326 842, 2019.
- [105] B.-A. Welchko y B.-S. Gagas, "Method and apparatus for controlling a cascaded inverter circuit and electric machine," U.S. Patent 20 200 021 226, 2019.
- [106] S. Gopalakrishnan, A. M. Omekanda, T.-W. Nehl, C.-S. Namuduri y L. Hao, "Method and apparatus for controlling a switched reluctance electric motor," U.S. Patent 20 190 356 257, 2019.
- [107] M. S. Islam, S. Mir, T. Sebastian y I. Husain, "Sensorless control of switched reluctance electric machines," U.S. Patent 20 040 189 240, 2004.

- [108] —, “Identification of parameters for switched reluctance electric machines,” U.S. Patent 20 040 189 239, 2006.
- [109] A. Fatemi y D. F. Lahr, “Partial-load phase deactivation of polyphase electric machine,” U.S. Patent 20 200 162 005, 2020.
- [110] D. Kumar y V.-K. Somani, “Novel motor drive architecture for variable frequency alternating current loads,” U.S. Patent 20 190 348 924, 2018.
- [111] R. Himmelmann, “Unmanned underunder vehicle propulsion system including a DC bus,” U.S. Patent 20 180 370 606, 2018.
- [112] J.-F. Gieras y L.-A. Ribarov, “Kinetic energy storage with a switched reluctance machine,” U.S. Patent 20 190 165 645, 2019.
- [113] J.-F. Gieras y G.-I. Rozman, “Switched reluctance electric machine including pole flux barriers,” U.S. Patent 20 190 181 702, 2017.
- [114] B.-I. Wawrzyniak, V. Venugopalan y P.-M. Kshirsagar, “Method and system for desdesign electrical machines using reinforcement learning,” U.S. Patent 20 190 332 725, 2019.
- [115] Y. Arimura, D. Hoshino, T. Ohzu, S. Soma y Y. Tanaka, “Sensor unit, motor unit, and vehicle,” U.S. Patent 20 190 293 502, 2019.
- [116] T. Ohzu, Y. Arimura, N. Hoshi, S. Soma y Y. Tanaka, “Motor unit and vehicle,” U.S. Patent 20 190 296 616, 2019.
- [117] A. Puydin, “Vehicle drive apparatus,” U.S. Patent 20 190 393 755, 2019.
- [118] H. Ozawa, “Switched reluctance motor and vehicle,” U.S. Patent 20 200 036 274, 2018.
- [119] S. Choi, “Motor control strategy for electric shift-by-wire system,” U.S. Patent 20 190 178 373, 2018.
- [120] S. Seokwan, “Shift by wire system switched reluctance motor control device and control method thereof,” South Korea Patent 101 988 749, 2019.
- [121] L.-S. Kwang, “Switched reluctance motor control circuit and fault diagnostic method using the same,” South Korea Patent 101 957 514, 2019.
- [122] U.-J. Yong, “System having switched reluctance motor and operating method therod,” South Korea Patent 101 916 795, 2018.
- [123] K.-M. Cao, R.-H. Edmunds, S.-M. Maddox y D.-B. Woodward, “Compressor and fan staging in heating, ventilation, and air conditioning systems,” U.S. Patent 20 180 372 386, 2018.

- [124] J.-A. Kohler, P.-C. Marks, I.-M. Casper y K. Devlin, “Vapor compression syetem,” U.S. Patent 20 190 128 578, 2019.
- [125] J.-T. Weinert, “Heating, ventilation, and air conditioning combustion sup-pression syetem,” U.S. Patent 20 190 170 382, 2019.
- [126] M.-L. Heisey y P.-W. Snell, “Thrust bearing placement for compressor,” U.S. Patent 20 190 203 730, 2019.
- [127] A.-M. Boyd, “System and methods for zoning system setup,” U.S. Patent 20 190 346 167, 2018.
- [128] E.-D. Ray y R.-E. Cabrera, “Over-bent coil arrangements for climate ma-nagement systems,” U.S. Patent 20 190 376 697, 2018.
- [129] S.-A. Hanchett, “Variable speed motor Sdrive with Integrated motor hea-ting systems and methods,” U.S. Patent 20 200 067 447, 2019.
- [130] J.-L. McElvany, U.-K. Ramanujam, S. Sharma y C.-A. Trammell, “Hvac systems having air-tight access doors,” U.S. Patent 20 190 330 917, 2018.
- [131] P.-W. Snell, “Collector for a compressor,” U.S. Patent 20 200 003 467, 2018.
- [132] A.-M. Seiler y N.-O. Ostrye, “Condenser fan control system,” U.S. Patent 20 200 018 325, 2019.
- [133] I. Jadric y A.-W. Kane, “Variable speed drive for a HVAC&R system,” U.S. Patent 20 190 331 380, 2020.
- [134] A.-M. Noor, J.-O. Bentz, S.-B. Atchison, J.-W. Uerkvitz y D.-H. Carlton, “Hvac refrigerant charging and relieving systems and methods,” U.S. Patent 20 200 041 185, 2018.
- [135] T. Kawaguchi, Y. Kamoshita y K. Oshima, “Control system and work machine,” U.S. Patent 2018, 20180305899.
- [136] W.-A. Dorsett, J.-B. Dillinger, M.-J. Lyten, M.-N. Barr, B.-M. Neilson y D.-F. Owings, “Mining machine and energy, storage system for same,” U.S. Patent 20 200 047 604, 2020.
- [137] M. Yoshizawa, S. Miyamoto y Y. Ohkura, “Hybrid work vehicle and hybrid work vehicle control method,” U.S. Patent 20 190 031 014, 2019.
- [138] K. Kitamura, “Hybrid work machine and method of controlling auto-stop of engine for the same,” U.S. Patent 9 605 410, 2017.

- [139] K. Yamada, “Control device for rotating electric machine, work machine and method for controlling rotating electric machine,” WIPO Patent 2017/111101, 2017.
- [140] Y. Miyama, H. Arita y A. Daikoku, “Rotary electric machine,” U.S. Patent 20180175707, 2018.
- [141] Y. Miyama y A. Arias, “Rotary electric machine,” U.S. Patent 20180337572, 2018.
- [142] K. Uemura y K. Arisawa, “Heat pump apparatus, air conditioner, and water heater,” U.S. Patent 20190178254, 2019.
- [143] Y. Takano, K. Fukushima y T. Fukumura, “Motor system including reluctance motor,” U.S. Patent 20200059188, 2017.
- [144] —, “Reluctance motor and motor system including reluctance motor,” U.S. Patent 20200059137, 2017.
- [145] P.-B. Shahi *et al.*, “System-specific interface module for motor control subassembly for electric motor,” U.S. Patent 20190173408, 2019.
- [146] M. Nakanishi, Y. Ishikawa, Y. Nakamura y T. Okada, “Motor,” U.S. Patent 20190238024, 2019.
- [147] S. Ramakrishna y E. F. H. Chong, “Switched reluctance machine,” U.S. Patent 20190173335, 2019.
- [148] I. C. D. Care y A. C. Newton, “Electrical machine,” U.S. Patent 6729140, 2004.
- [149] A. Lambourne, A. C. Smith y J. B. Khan, “Electrical machine winding assembly and method of manufacture thereof,” U.S. Patent 20200098492, 2020.
- [150] G. E. Harvey, P. A. Smeeton y E. F. H. Chong, “Turbomachine,” U.S. Patent 20200227966, 2020.
- [151] M. Krishnamurthy y T. Creary, “Method for reliable control of high rotor pole switched reluctance,” U.S. Patent 20180069500, 2018.
- [152] M. Krishnamurthy, M. Johnston, T. Creary y P. Desai, “Mirroring of high rotor pole switched reluctance machines,” U.S. Patent 20180301967, 2018.
- [153] T.-A. Creary, M. Krishnamurthy, P. Desai, M. Johnston y T. Knodel, “Method and apparatus for quasi-sensorless adaptive control of switched reluctance motor drives,” U.S. Patent 20180367078, 2018.

- [154] P. Desai, E. Hu y M. Johnston, “Shaped stator windings for a switched reluctance machine and method of making the same,” U.S. Patent 20 200 177 042, 2020.
- [155] M. Krishnamurthy, T. Creary, P. Desai y M. Johnston, “Low-noise, high rotor pole switched reluctance motor,” U.S. Patent 20 200 144 950, 2020.
- [156] M. Krishnamurthy y T. Creary, “Method for reliable control of high rotor pole switched reluctance machine,” U.S. Patent 20 200 076 344, 2020.
- [157] J. Deguchi, T. Shiina y K. Yoshizue, “Control device for switched reluctance motor,” U.S. Patent 20 180 152 130, 2018.
- [158] T. Nishigaki, T. Suzuki y T. Suzuki, “Hybrid vehicle,” U.S. Patent 20 180 149 103, 2018.
- [159] J. Deguchi *et al.*, “Control device for switched reluctance motor,” U.S. Patent 20 180 102 722, 2018.
- [160] T. Takeuchi, “Control device of hybrid vehicle,” U.S. Patent 20 180 109 534, 2018.
- [161] T. Hashimoto, “Vehicle and electric power transmission system,” U.S. Patent 20 180 238 449, 2018.
- [162] J. Deguchi *et al.*, “Switched reluctance motor system, and method of controlling switched reluctance motor system,” U.S. Patent 20 180 309 401, 2018.
- [163] J. Deguchi, H. Kubonoya y T. Fujiyoshi, “Controller for switched reluctance motor,” U.S. Patent 20 190 158 009, 2019.
- [164] T. Fujiyoshi, J. Deguchi y H. Kubonoya, “Electric vehicle,” U.S. Patent 20 190 193 578, 2019.
- [165] J. Deguchi, H. Kubonoya, T. Fujiyoshi y Y. Iwama, “Controller for switched reluctance motor,” U.S. Patent 20 190 267 924, 2019.
- [166] K. Yoshizue, K. Arakawa, J. Deguchi y K. Uemura, “Switched reluctance motor,” U.S. Patent 10 418 867, 2019.
- [167] J. Deguchi, K. Arakawa, K. Yoshizue, N. Hoshi, N. Nakayama y T. Iguchi, “Switched reluctance motor,” U.S. Patent 9 515 596, 2016.
- [168] T. Suzuki, A. Onoue, S. Ishikawa y K. Yamaguchi, “Vessel propulsion system and vessel including the same,” U.S. Patent 20 190 382 090, 2019.
- [169] T. Suzuki, R. Matsuo, S. Ishikawa y N. Hiraoka, “Rotating electrical machine apparatus,” U.S. Patent 20 200 031 446, 2020.

- [170] S. Suzuki, S. Ishikawa y T. Suzuki, "Marine propulsión unit," U.S. Patent 20 180 257 750, 2020.
- [171] T. Suzuki, S. Ishikawa y T. Suzuki, "Marine propulsion unit," U.S. Patent 10 618 617, 2020.
- [172] K. Rasmussen, P. Kongerslev, R. Jaeger y S.-S. Nielsen, "Double u-core switched reluctance machine," U.S. Patent 20 180 152 060, 2016.
- [173] D. Jiang, A. Li, R. Qu, W. Kong y Z. Yu, "Open-winding motor drive topology and modulation method thereof," U.S. Patent 20 190 229 668, 2020.
- [174] Q. Chen, W. Zhao, H. Ji, G. Liu, G. Xu y Z. Lin, "Motor with separated permanent magnet torque and reluctance torque and its optimal efficiency control," U.S. Patent 20 180 323 665, 2018.
- [175] B. Bilgin y A. Emadi, "Switched reluctance machine with even pole-phase index," U.S. Patent 20 180 138 792, 2016.
- [176] —, "Switched reluctance machine with odd pole-phase index," U.S. Patent 20 180 131 261, 2016.
- [177] A. Emadi, "Switched reluctance machine with toroidal winding," U.S. Patent 20 180 083 519, 2018.
- [178] B. Bilgin, R. Yang, N. Schofield y A. Emadi, "Alternating-current driven, salient-teeth reluctance motor with concentrated windings," U.S. Patent 20 180 287 473, 2018.
- [179] Y. Oner, B. Bilgin y A. Emadi, "Switched reluctance machine with short flux path," U.S. Patent 20 190 148 998, 2018.
- [180] —, "Multi-teeth switched reluctance motor with short flux path," U.S. Patent 20 190 157 953, 2018.
- [181] —, "Multi-teeth switched reluctance motor," U.S. Patent 20 190 190 364, 2019.
- [182] J.-D. Widmer, R. Martin y B.-C. Mecrow, "Electrical sub-assembly," U.S. Patent 20 190 109 517, 2019.
- [183] B.-C. Mecrow, "Control of a switched reluctance drive," U.S. Patent 7 205 694, 2007.
- [184] A. C. Pop, I. Vintiloiu, C. Martis y T. Rusu, "Method and apparatus for controlling the current flow of at least one phase winding of a switched reluctance motor," U.S. Patent 20 190 020 297, 2017.

- [185] A. Parsapout, M. Moallem y B. Fahimi, “System, apparatus and method for high torque density permanent magnet switched reluctance machine,” U.S. Patent 20 190 288 627, 2019.
- [186] A. Van-Den-Bossche, “Switched reluctance machine and power converter,” U.S. Patent 20 190 149 075, 2019.
- [187] Y. Sozer, T. Husain y A. Elayyah, “D-Q control system and method for controlling a switched reluctance motor,” U.S. Patent 9 608 554, 2017.
- [188] R. Mikail, M.-S. Islam, Y. Sozer y I. Husain, “System for reducing torque ripple in an electric motor,” U.S. Patent 20 140 253 002, 2016.
- [189] I. Husain y G. Pasquosoone, “Position estimation at starting and lower speed in three-phase switched reluctance machine,” U.S. Patent 20 100 277 113, 2014.
- [190] S.-A. Hossain, I. Husain, B.-P.-B. Lequesne, A. M. Omekanda y H. Klode, “Controlling an electric motor,” U.S. Patent 7 042 189, 2006.
- [191] Y. Sozer y Y. Yasa, “Acoustic noise mitigation system for an electric machine,” U.S. Patent 20 200 119 631, 2020.
- [192] —, “Acoustic noise mitigation system for an electric machine,” U.S. Patent 20 200 153 313, 2020.
- [193] Y. Sozer, J. Cohen, I. Hasan y T. Husain, “Integrated motor compressor for vapor compression refrigeration system,” U.S. Patent 10 570 924, 2020.
- [194] A. Khaligh, Y. Tang y C. Shi, “Integrated onboard charger for plug-in electric vehicles,” U.S. Patent 10 562 404, 2020.
- [195] A. Khaligh y S. Dusmez, “Powertrain system in plug-in electric vehicles,” U.S. Patent 9 878 635, 2018.
- [196] H.-F. Hofmann, “Brushless, self-excited synchronous field-winding machine,” U.S. Patent 20 190 319 567, 2019.
- [197] S. Li, S. Zhang, T. G. Habetler y R. G. Harley, “Modeling, Design Optimization, and Applications of Switched Reluctance Machines-A Review,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 3, páginas 2660–2681, 2019.
- [198] R. Galloway, “Metallized Film Capacitor Lifetime Evaluation and Failure Mode Analysis,” *Proceedings of the CAS-CERN Accelerator School: Power Converter*, páginas 45–56, 2014.

- [199] C. C. Chan, A. Bouscayrol y K. Chen, “Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 59, n^o 2, páginas 589–598, 2010.
- [200] C. Mahmoudi, A. Flah y L. Sbita, “An overview of electric Vehicle concept and power management strategies,” en *International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, páginas 1–8, 2014.
- [201] A. Emadi, Y. J. Lee y K. Rajashekara, “Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” *Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing*, vol. 55, n^o 6, páginas 2237–2245, 2008.
- [202] V. Katic, B. Dumnic, Z. Corba y D. Milicevic, “Electrification of The Vehicle Propulsion System – An Overview,” *Facta Universitatis Series: Electronics and Energetics*, vol. 27, n^o 2, páginas 299–316, 2014.
- [203] E. Morris, “From horse power to horsepower,” *ACCESS Magazine*, n^o 30, páginas 2–9, 2007.
- [204] A. Burton, *Richard Trevithick: Giants of Steam*. Aurum PressLtd, 2000.
- [205] H. W. Dickinson y A. Titley, *Richard Trevithick: the engineer and the man*. Cambridge University Press, 2010.
- [206] H. Michelet, “Les voitures automobiles d’Isaac de Rivaz,” *Annales valaisannes: bulletin trimestriel de la Société d’histoire du Valais romand*, 1969.
- [207] M. Guarnieri, “When Cars Went Electric, Part Two [Historical],” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, n^o 2, páginas 46–53, 2011.
- [208] E. J. J. Lenoir, “Lenoir,” U.S. Patent 345 596A, 1886.
- [209] D. J. N. Limebeer y R. S. Sharp, “Bicycles, motorcycles, and models,” *IEEE Control Systems*, vol. 26, n^o 5, páginas 34–61, 2006.
- [210] K. Dutton, *A brief history of the car*. New Ideas, 2006, vol. 1.
- [211] D. Cabezuelo, A. matallana, J. Andreu, I. Aranzabal y I. Kortabarria, “Ibilgailu elektrikoa, hibrido eta erregai-piladunak: teknologiaren egoera,” *Ekaia*, páginas 45–59, 2017.
- [212] L. Kumar, K. K. Gupta y S. Jain, “Architecture and configuration of electrified vehicles: A review,” en *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, páginas 1–6, 2013.

- [213] G. Wu, X. Zhang y Z. Dong, “Powertrain architectures of electrified vehicles: review, classification and comparison,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. 352, n° 2, páginas 425–448, 2015.
- [214] C. C. Chan, “The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, n° 4, páginas 704–718, 2007.
- [215] S. A. Zulkifli, N. Saad, S. Mohd y A. R. A. Aziz, “Split-parallel in-wheel-motor retrofit hybrid electric vehicle,” en *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, páginas 11–16, 2012.
- [216] C. Shumei, H. Shouliang y C. C. Chan, “Overview of multi-machine drive systems for electric and hybrid electric vehicles,” en *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, páginas 1–6, 2014.
- [217] S. A. Zulkifli, S. Mohd, N. Saad y A. R. A. Aziz, “Operation, power flow, system architecture and control challenges of split-parallel through-the-road hybrid electric vehicle,” en *Asian Control Conference (ASCC)*, páginas 1–6, 2015.
- [218] C. Shumei, Y. Yongjie y W. Tiecheng, “Research on switched reluctance double-rotor motor used for hybrid electric vehicle,” en *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, páginas 3393–3396, 2008.
- [219] P. Bauer, Y. Zhou, J. Doppler y N. Stembridge, “Charging of electric vehicles and impact on the grid,” en *International Symposium MECHATRONIKA*, páginas 121–127, 2010.
- [220] A. Pozo y E. Molero, *El vehículo eléctrico y su infraestructura de carga*. Marcombo, 2013.
- [221] J. Thankachan y S. P. Singh, “Bidirectional multiport solar-assisted SRM drive for pure electric vehicle applications with versatile driving and autonomous charging capabilities,” *IET Electric Power Applications*, vol. 14, n° 4, páginas 570–583, 2020.
- [222] M. Mahmoud, R. Garnett, M. Ferguson y P. Kanaroglou, “Electric buses: A review of alternative powertrains,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, páginas 673–684, 2016.
- [223] I. Sulaeman, V. Vega-Garita, N. Narayan, L. Ramirez-Elizondo y P. Bauer, “Comparison of PV-battery architectures for residential applications,” en *International Energy Conference*, páginas 1–7, 2016.
- [224] G. R. Chandra Mouli, P. Bauer y M. Zeman, “Comparison of system archi-

- ecture and converter topology for a solar powered electric vehicle charging station,” en *International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, páginas 1908–1915, 2015.
- [225] J. Altzibar, E. Ibarra, J. Andreu, J. I. Garate y I. Kortabarria, “Ibilgailu elektrikoak eta hibridoak: efizientzia energetikoa hobetzeko aukera,” *Ekaia*, vol. 27, páginas 113–129, 2015.
- [226] E. Wang, D. Guo y F. Yang, “System design and energetic characterization of a four-wheel-driven series-parallel hybrid electric powertrain for heavy-duty applications,” *Energy Conversion and Management*, vol. 106, páginas 1264–1275, 2015.
- [227] A. Liu, J. Lou y S. Yu, “Influence of Exciting Field on Electromagnetic Torque of Novel Switched Reluctance Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, n^o 7, páginas 1–7, 2019.
- [228] W. Ding, Y. Hu, T. Wang y S. Yang, “Comprehensive Research of Modular E-Core Stator Hybrid-Flux Switched Reluctance Motors With Segmented and Nonsegmented Rotors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, n^o 1, páginas 382–393, 2017.
- [229] H. Wang y F. Li, “Design Consideration and Characteristic Investigation of Modular Permanent Magnet Bearingless Switched Reluctance Motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n^o 6, páginas 4326–4337, 2019.
- [230] Y. Ehsani, M. and Gao, S. E. Gay y A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*, 1st ed. CRC Press, 2005.
- [231] UE, “Reducing CO2 emissions from passenger cars.” https://ec.europa.eu/clima/policies/transport/vehicles/cars_en
- [232] “Australian Electric Vehicle Market Study,” Energeia, Tech. Rep., 2018.
- [233] I. Aranzabal, A. Matallana, O. Oñederra, I. Martínez-de Alegría y D. Cabezuolo, “Ibilgailu elektroko potentzia-bihurgailuaren hozte-metodoak,” *Ekaia*, páginas 83–96, 2017.
- [234] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino y A. Boglietti, “High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n^o 6, páginas 2946–2959, 2014.
- [235] D. Cabezuolo, E. Ibarra, E. Planas, I. Kortabarria y J. I. Garate, “Rare-Earth Free EV and HEV Motor Drives: State of the Art,” en *International*

- Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, páginas 1–8, 2018.
- [236] A. M. El-Refai, “Motors/generators for traction/propulsion applications: A review,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 8, n° 1, páginas 90–99, 2013.
- [237] M. Zeraoulia, M. E. Benbouzid y D. Diallo, “Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, n° 6, páginas 1756–1764, 2006.
- [238] Y. Hu, C. Gan, W. Cao, J. Zhang, C. Li y S. J. Finney, “Flexible Fault-Tolerant Topology for Switched Reluctance Motor Drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 6, páginas 4654–4668, 2016.
- [239] P. Zheng, F. Wu, Y. Lei, Y. Sui y B. Yu, “Investigation of a Novel 24-Slot/14-Pole Six-Phase Fault-Tolerant Modular Permanent-Magnet In-Wheel Motor for Electric Vehicles,” *Energies*, vol. 6, n° 10, páginas 4980–5002, 2013.
- [240] H. Chen y W. Yan, “Novel U-Shaped Structure Switched Reluctance Machine With a Module Outer Rotor,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 28, n° 3, páginas 1–6, 2018.
- [241] D. Fodorean, L. Idoumghar, M. Breuille, P. Minciunescu y C. Irimia, “Hybrid Differential Evolution Algorithm Employed for the Optimum Design of a High-Speed PMSM Used for EV Propulsion,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 12, páginas 9824–9833, 2017.
- [242] M. Ehsani, Y. Gao y A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory and Design*, 2nd ed. CRC Press, 2009.
- [243] T. Finken, M. Felden y K. Hameyer, “Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles,” en *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, páginas 1–5, 2008.
- [244] D. Fodorean, “State of the Art of Magnetic Gears, their Design, and Characteristics with Respect to EV Application,” en *Modeling and Simulation for Electric Vehicle Applications*. InTech, 2016.
- [245] N. Hashemnia y B. Asaei, “Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles,” en *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, páginas 1–5, 2008.

- [246] R. Moss, E. Tzimas, H. Kara, P. Willis y J. Kooroshy, “Critical Metals in Strategic Energy Technologies,” JRC Institute for Energy and Transport, Oakdene Hollins Ltd, The Hague Centre for Strategic Studies, Tech. Rep., 2011.
- [247] E. Commission, “20 critical raw materials - major challenge for EU industry,” 2014. http://europa.eu/rapid/press-release_IP-14-599_es.htm
- [248] F. Un-Noor, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa, M. N. Mollah y E. Hossain, “A Comprehensive Study of Key Electric Vehicle (EV) Components, Technologies, Challenges, Impacts, and Future Direction of Development,” *Energies*, vol. 10, páginas 1–71, 2017.
- [249] A. M. Bazzi, Y. Liu y D. S. Fay, “Electric Machines and Energy Storage: Over a Century of Technologies in Electric and Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 6, n° 3, páginas 49–53, 2018.
- [250] T. A. Burress *et al.*, “Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System,” Oak Ridge National Laboratory, Tech. Rep., 2011.
- [251] T. Burress, “Benchmarking EV and HEV Technologies,” Oak Ridge National Laboratory, Tech. Rep., 2016.
- [252] M. De la Hoz, “Las Tierras Raras: elementos claves del Siglo XXI,” *Temas de Biología y Geología del NOA*, vol. 2, n° 2, páginas 39–47, 2012.
- [253] N. A. Mancheri, B. Sprecher, G. Bailey, J. Ge y A. Tukker, “Effect of Chinese policies on rare earth supply chain resilience,” *Resources, Conservation and Recycling*, vol. 142, páginas 101–112, 2019.
- [254] Y. Matsuura, M. Sagawa y D. Fujimura, “Process for producing permanent magnet materials,” U.S. Patent 4597938A, 1983.
- [255] L. Erdman, K. Bette, J. M. Merino y D. Velte, “Roadmap for the Substitution of Critical Raw Materials in Electric Motors and Drives,” Fraunhofer ISI, Tecalia, Tech. Rep., 2015.
- [256] V. Zepf, J. Simmons, A. Reller, M. Ashfield y C. Rennie, “Materials critical to the energy industry, An introduction,” British Petroleum, University of Augsburg, Tech. Rep., 2014.
- [257] T. Ault, S. Krahn y A. Croff, “Radiological Impacts and Regulation of Rare Earth Elements in Non-Nuclear Energy Production,” *Energies*, vol. 8, n° 3, páginas 2066–2081, 2015.
- [258] W. D. Judge, Z. W. Xiao y G. J. Kiporous, *The Minerals, Metals & Mate-*

- rials Series*, capítulo Application of Rare Earths for Higher Efficiencies in Energy Conversion, páginas 37–45. Springer, 2017.
- [259] “Mineral Commodity Summaries 2015,” U.S. Geological Survey, Tech. Rep., 2015.
- [260] K. Kirkpatrick, “Electronics need rare earths,” *Communications of the ACM*, Tech. Rep., 2019.
- [261] B. S. Van Gosen, P. L. Verplanck y P. Emsbo, “Rare Earth Element Mineral Deposits in the United States,” U.S. Geological Survey, Tech. Rep., 2019.
- [262] L. Wang, P. Wang, C. W.-Q., Q.-Q. Wang y H.-S. Lu, “Environmental impacts of scandium oxide production from rare earths tailings of Bayan Obo Mine,” *Journal of Cleaner Production*, vol. 270, páginas 1–11, 2020.
- [263] H.-R. Fan, K.-F. Yang, Y.-F. Hu, S. Liu y K.-Y. Wang, “The giant Bayan Obo REE-Nb-Fe deposit, China: Controversy and ore genesis,” *Geoscience Frontiers*, vol. 7, n° 3, páginas 335–344, 2016.
- [264] X. Huang, H. Deng, C. Zheng y G. Cao, “Hydrogeochemical signatures and evolution of groundwater impacted by the Bayan Obo tailing pond in northwest China,” *Science of The Total Environment*, vol. 543, Part A, páginas 357–372, 2016.
- [265] Q. Zheng, W. Wu y X. Bian, “Investigations on mineralogical characteristics of rare earth minerals in Bayan Obo tailings during the roasting process,” *Journal of Rare Earths*, vol. 35, n° 3, páginas 300–308, 2017.
- [266] http://politica.elpais.com/politica/2015/05/10/actualidad/1431279961_277518.html
- [267] C. Cox y J. Kynicky, “The rapid evolution of speculative investment in the REE market before, during, and after the rare earth crisis of 2010-2012,” *The Extractive Industries and Society*, vol. 5, n° 1, páginas 8–17, 2018.
- [268] <http://www.elmundo.es/elmundo/2012/03/13/economia/1331663012.html>
- [269] J. Proelss, D. Schweizer y V. Seiler, “The economic importance of rare earth elements volatility forecasts,” *International Review of Financial Analysis*, páginas 1–17, 2019.
- [270] M. V. Riesgo García, A. Krzemien, M. A. Manzanedo del Campo, C. Escanciano García-Miranda y F. Sánchez Lasheras, “Rare earth elements price forecasting by means of transgenic time series developed with ARIMA models,” *Resources Policy*, vol. 59, páginas 95–102, 2018.

- [271] A. Scherk, “Tierras raras: su escasez e implicaciones bursátiles,” *Observatorio de Divulgación Financiera, Institut d’Estudis Financers*, n° 7, páginas 1–6, 2011.
- [272] T. Finken, M. Hombitzer y K. Hameyer, “Study and comparison of several permanent-magnet excited rotor types regarding their applicability in electric vehicles,” en *Emobility - Electrical Power Train*, páginas 1–7, 2010.
- [273] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz y E. a. Clarke, “Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 70, n° 2, páginas 1248–1255, 1951.
- [274] R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, n° 3, páginas 716–727, 1929.
- [275] K. T. Chau, C. C. Chan y C. Liu, “Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 6, páginas 2246–2257, 2008.
- [276] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen y O. Pyrhonen, “Dual three-phase permanent magnet synchronous machine supplied by two independent voltage source inverters,” en *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, páginas 741–747, 2012.
- [277] J. Wang, X. Yuan y K. Atallah, “Design Optimization of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor With Concentrated Windings for Electric Vehicle Applications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, n° 3, páginas 1053–1064, 2013.
- [278] D. Fodorean, “Study of a High-Speed Motorization With Improved Performances Dedicated for an Electric Vehicle,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 2, páginas 921–924, 2014.
- [279] A. M. Andwari, A. Pesiridis, S. Rajoo, R. Martinez-Botas y V. Esfahanian, “A review of Battery Electric Vehicle technology and readiness levels,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 78, páginas 414–430, 2017.
- [280] K. Zhang, G. J. Li, Q. Z. Zhu y G. W. Jewell, “Investigation on Contribution of Inductance Harmonics to Torque Production in Multiphase Doubly Salient Synchronous Reluctance Machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, n° 4, páginas 1–10, 2019.
- [281] C. Liu, H. Y. Chung y S. Y. Lin, “On the Electromagnetic Steel Selections

- and Performance Impact Assessments of Synchronous Reluctance Motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n° 3, páginas 2569–2577, 2017.
- [282] F.-N. Jurca, R. Inte y C. Martis, “Optimal rotor design of novel outer rotor reluctance synchronous machine,” *Electrical Engineering*, vol. 102, páginas 107–116, 2019.
- [283] E. Trancho, E. Ibarra, A. Arias, I. Kortabarria y P. Prieto, “A practical approach to HFI based sensorless control of PM-assisted synchronous reluctance machines applied to EVs and HEVs,” en *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, páginas 1735–1740, 2017.
- [284] P. B. Reddy, K. Grace y A. El-Refaie, “Conceptual design of sleeve rotor synchronous reluctance motor for traction applications,” en *International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, páginas 195–201, 2015.
- [285] R. Wrobel y B. Mecrow, “Additive Manufacturing in Construction of Electrical Machines – A Review,” en *IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, vol. 1, páginas 15–22, 2019.
- [286] Ricardo, “Ricardo develops next-generation electric vehicle motor.” <https://ricardo.com/news-and-media/press-releases/ricardo-develops-next-generation-electric-vehicle>
- [287] X. Liu, Y. Li, Z. Liu, T. Ling y Z. Luo, “Analysis and design of a high power density permanent magnet-assisted synchronous reluctance machine with low-cost ferrite magnets for EVs/HEVs,” *The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 35, n° 6, páginas 1949–1964, 2016.
- [288] E. Trancho *et al.*, “PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine Flux Weakening Control for EV and HEV Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n° 4, páginas 2986–2995, 2017.
- [289] C. T. Liu *et al.*, “On the Design and Construction Assessments of a Permanent-Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, n° 11, páginas 1–4, 2017.
- [290] Y. Li, H. Yang, H. Lin, S. Fang y W. Wang, “A Novel Magnet-Axis-Shifted Hybrid Permanent Magnet Machine for Electric Vehicle Applications,” *Energies*, vol. 12, n° 4, páginas 1–13, 2019.
- [291] H. Huang, Y. S. Hu, Y. Xiao y H. Lyu, “Research of Parameters and Anti-demagnetization of Rare-Earth-Less Permanent Magnet-Assisted Synchro-

- nous Reluctance Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, n° 11, páginas 1–4, 2015.
- [292] H. C. Liu, I. G. Kim, Y. J. Oh, J. Lee y S. C. Go, “Design of Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor for Maximized Back-EMF and Torque Ripple Reduction,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, n° 6, páginas 1–4, 2017.
- [293] K. Kondo, S. Kusase, T. Maekawa y K. Hanada, “A New PM-Assisted Synchronous Reluctance Motor With Three-Dimensional Trench Air Gap,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n° 4, páginas 2485–2492, 2014.
- [294] S. S. R. Bonthu, A. Arafat y S. Choi, “Comparisons of Rare-Earth and Rare-Earth-Free External Rotor Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 12, páginas 9729–9738, 2017.
- [295] M. Kimiabeigi *et al.*, “High-Performance Low-Cost Electric Motor for Electric Vehicles Using Ferrite Magnets,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 1, páginas 113–122, 2016.
- [296] J. Merwerth, J. Halbedel y G. Schlangen, “Electrical Drive Motor for a Vehicle,” U.S. Patent 20 120 267 977A1, 2009.
- [297] K. V. Singh, H. O. Bansal y D. Singh, “A comprehensive review on hybrid electric vehicles: architectures and components,” *Journal of Modern Transportation*, vol. 27, n° 2, páginas 77–107, 2019.
- [298] J. D. Widmer, R. Martin y M. Kimiabeigi, “Electric vehicle traction motors without rare earth magnets,” *Sustainable Materials and Technologies*, vol. 3, páginas 7–13, 2015.
- [299] N. Uzhegov, A. Smirnov, C. H. Park, J. H. Ahn, J. Heikkinen y J. Pyrhonen, “Design Aspects of High-Speed Electrical Machines With Active Magnetic Bearings for Compressor Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 11, páginas 8427–8436, 2017.
- [300] A. Smirnov, N. Uzhegov, T. Sillanpaa, J. Pyrhonen y O. Pyrhonen, “High-Speed Electrical Machine with Active Magnetic Bearing System Optimization,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 12, páginas 9876–9885, 2017.
- [301] N. Zabihi, I. Lopez, E. Trancho, E. Ibarra y A. Peña, “Switched Reluctance Machines for Electric Vehicles: State of the Art,” en *Seminario Anual de*

- Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, páginas 1–6, 2016.
- [302] E. W. Fairall, B. Bilgin y A. Emadi, “State-of-the-art high-speed switched reluctance machines,” en *International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, páginas 1621–1627, 2015.
- [303] X. Guo, R. Zhong, M. Zhang, D. Ding y W. Sun, “Resonance Reduction by Optimal Switch Angle Selection in Switched Reluctance Motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n° 3, páginas 1867–1877, 2019.
- [304] C. H. Lee, J. L. Kirtley y M. Angle, “Switched Reluctance Motor Drives for Hybrid Electric Vehicles,” en *Switched Reluctance Motor*. InTech, 2017.
- [305] M. Korkosz, P. Bogusz y J. Prokop, “Complex Performance Analysis and Comparative Study of Very High-Speed Switched Reluctance Motors,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, n° 8, páginas 1–14, 2019.
- [306] C. Gong, “Design and Control of Ultra-High Speed Switched Reluctance Machines over 1 Million rpm,” Tesis Doctoral, Georgia Institute of Technology, 2019.
- [307] C. Gong, S. Li y T. Habetler, “High-Strength Rotor Design for Ultra-High Speed Switched Reluctance Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, n° 2, páginas 1432–1442, 2020.
- [308] N. Rao, S. G. V. Krishna y G. V. N. Kumar, “A Novel Technique for Controlling Speed and Position of Bearingless Switched Reluctance Motor Employing Sensorless Sliding Mode Observer,” *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 43, páginas 4327–4346, 2017.
- [309] C. Gong, S. Li, T. Habetler, J. A. Restrepo y B. Soderholm, “Direct Position Control for Ultra-High Speed Switched Reluctance Machines Based on Low-Cost Non-Intrusive Reflective Sensors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 1, páginas 480–489, 2018.
- [310] J. Lyu, K. Zhou y H. Rong, “Design and control of a 48/36 switched reluctance motor for high performance direct-drive applications,” en *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, páginas 1–8, 2017.
- [311] Z. Omac *et al.*, “Design, analysis, and control of in-wheel switched reluctance motor for electric vehicles,” *Electrical Engineering*, 2017.
- [312] E. Oksuztepe, “In-Wheel Switched Reluctance Motor Design for Electric Vehicles by Using a Pareto-Based Multiobjective Differential Evolution Al-

- gorithm,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, n° 6, páginas 4706–4715, 2017.
- [313] B. Lenzo, G. Filippis, A. Sorniotti, P. Gruber y K. Sannen, “Understeer characteristics for energy-efficient fully electric vehicles with multiple motors,” en *International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium (EVS)*, páginas 1–9, 2016.
- [314] Y. Zhu, C. Zhao, J. Zhang y Z. Gong, “Vibration control for electric vehicles with in-wheel switched reluctance motor drive system,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 7205–7216, 2020.
- [315] —, “Vibration Control for Electric Vehicles With In-Wheel Switched Reluctance Motor Drive System,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 7205–7216, 2020.
- [316] Y. Y. Wang, Y. N. Li, W. Sun y L. Zheng, “Effect of the unbalanced vertical force of a switched reluctance motor on the stability and the comfort of an in-wheel motor electric vehicle,” *Journal of Automobile Engineering*, vol. 229, n° 12, páginas 1569–1584, 2015.
- [317] X. Shao, F. Naghdy, H. Du y Y. Qin, “Coupling effect between road excitation and an in-wheel switched reluctance motor on vehicle ride comfort and active suspension control,” *Journal of Sound and Vibration*, vol. 443, páginas 683–702, 2018.
- [318] Z. Li, L. Zheng, Y. Ren, Y. Li y Z. Xiong, “Multi-objective optimization of active suspension system in electric vehicle with In-Wheel-Motor against the negative electromechanical coupling effects,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 116, páginas 545–565, 2019.
- [319] Z. Li y L. Zheng, “Integrated design of active suspension parameters for solving negative vibration effects of switched reluctance-in-wheel motor electrical vehicles based on multi-objective particle swarm optimization,” *Journal of Vibration and Control*, vol. 25, n° 3, páginas 1–16, 2018.
- [320] B. Xu, C. Xiang, Y. Qin, P. Ding y M. Dong, “Semi-active vibration control for in-wheel switched reluctance motor driven electric vehicle with dynamic vibration absorbing structures: Concept and Validation,” *IEEE Access*, vol. 6, páginas 60 274–60 285, 2018.
- [321] Y. Qin, C. He, X. Shao, H. Du, C. Xiang y M. Dong, “Vibration mitigation for in-wheel switched reluctance motor driven electric vehicle with dynamic vibration absorbing structures,” *Journal of Sound and Vibration*, vol. 419, páginas 249–267, 2018.

- [322] J. Zhu, K. W. E. Cheng, X. Xue y Y. Zou, "Design of a New Enhanced Torque In-Wheel Switched Reluctance Motor With Divided Teeth for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, n° 11, páginas 1–4, 2017.
- [323] S. R. Mousavi-Aghdam, M. R. Feyzi, N. Bianchi y M. Morandini, "Design and Analysis of a Novel High-Torque Stator-Segmented SRM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 3, páginas 1458–1466, 2016.
- [324] Y. Huang, F. Huang, Y. Yuan, F. Yang y K. Xie, "Design and Analysis of a Novel Bearingless Segmented Switched Reluctance Motor," *IEEE Access*, vol. 7, páginas 94 342–94 349, 2019.
- [325] H. Eskandari y M. Mirsalim, "An Improved 9/12 Two-Phase E-Core Switched Reluctance Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, n° 4, páginas 951–958, 2013.
- [326] W. Ding, Y. Hu, H. Fu y Q. Chen, "Analysis and evaluation of modular E-shaped stator switched reluctance machines employing segmented and conventional rotor topologies," *IET Electric Power Applications*, vol. 10, n° 9, páginas 939–951, 2016.
- [327] X. Sun, Y. Shen, S. Wangm, G. Lei, Z. Yang y S. Han, "Core Losses Analysis of a Novel 16/10 Segmented Rotor Switched Reluctance BSG Motor for HEVs Using Nonlinear Lumped Parameter Equivalent Circuit Model," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 23, n° 2, páginas 747–757, 2018.
- [328] R. Vandana y B. G. Fernandes, "Design Methodology for High-Performance Segmented Rotor Switched Reluctance Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, n° 1, páginas 11–21, 2015.
- [329] W. Sun, Q. Li, K. Liu y L. Li, "Design and analysis of a novel rotor-segmented axial-field switched reluctance machine," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 1, n° 3, páginas 238–245, 2017.
- [330] W. Ding, H. Fu y C. Hu, "Characteristics Assessment and Comparative Study of a Segmented-Stator Permanent-Magnet Hybrid-Excitation SRM Drive With High-Torque Capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 1, páginas 482–500, 2018.
- [331] P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez y M. Torrent, "A Novel Type of Hybrid Reluctance Motor Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 8, páginas 4337–4345, 2014.

- [332] H. Hwang, S. Bae y C. Lee, “Analysis and Design of a Hybrid Rare-Earth-Free Permanent Magnet Reluctance Machine by Frozen Permeability Method,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, n° 7, páginas 1–4, 2016.
- [333] J. Kwon y B. Kwon, “High efficiency dual output stator-PM machine for the two-mode operation of washing machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, n° 4, páginas 2050–2059, 2018.
- [334] S. Ullah, S. McDonald, R. Martin, M. Benarous y G. Atkinson, “A permanent magnet assist, segmented rotor, switched reluctance drive for fault tolerant aerospace applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 1, páginas 298–305, 2018.
- [335] W. Ding, S. Yang y Y. Hu, “Performance Improvement for Segmented-Stator Hybrid-Excitation SRM Drives Using an Improved Asymmetric Half-Bridge Converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n° 2, páginas 898–909, 2019.
- [336] W. Ding y S. Li, “Maximum Ratio of Torque to Copper Loss Control for Hybrid Excited Flux-Switching Machine in Whole Speed Range,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n° 2, páginas 932–943, 2019.
- [337] W. Ding, G. Liu y P. Li, “A Hybrid Control Strategy of Hybrid-Excitation Switched Reluctance Motor for Torque Ripple Reduction and Constant Power Extension,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n° 1, páginas 38–48, 2020.
- [338] M. Masoumi y M. Mirsalim, “E-Core Hybrid Reluctance Motor With Permanent Magnets Inside Stator Common Poles,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, n° 2, páginas 826–833, 2018.
- [339] D. Jiang, B. Bilgin y A. Emadi, “Three-Phase 24/16 Switched Reluctance Machine for a Hybrid Electric Powertrain,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, n° 1, páginas 76–85, 2017.
- [340] F. Qi, A. Stippich, I. Ralev, A. Klein-Hessling y R. De Doncker, “Model Predictive Control of a Switched Reluctance Machine for Guaranteed Overload Torque,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 2, páginas 1321–1331, 2018.
- [341] H. Cheng, L. Wang, L. Xu, X. Ge y S. Yang, “An Integrated Electrified Powertrain Topology with SRG and SRM for Plug-In Hybrid Electrical Vehicle,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, páginas 278–286, 2019.

- [342] Q. Sun, J. Wu, C. Gan, J. Si, J. Guo y Y. Hu, “Cascaded multiport converter for srm-based hybrid electrical vehicle applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 12, páginas 11 940–11 951, 2019.
- [343] J. D. Widmer, “Segmental rotor switched reluctance machines for use in automotive traction,” Tesis Doctoral, Newcastle University, 2013.
- [344] A. EL-Refaie, “Toward a Sustainable More Electrified Future: The Role of Electrical Machines and Drives,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 7, n° 1, páginas 49–59, 2019.
- [345] E. Elhomdy, G. Li, J. Liu, S. Bukhari y W.-P. Cao, “Design and Experimental Verification of a 72/48 Switched Reluctance Motor for Low-Speed Direct-Drive Mining Applications,” *Energies*, vol. 11, n° 1, páginas 1–21, 2018.
- [346] D. S. Mihic, M. V. Terzic y S. N. Vukosavic, “A New Nonlinear Analytical Model of the SRM With Included Multiphase Coupling,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, n° 4, páginas 1322–1334, 2017.
- [347] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. CRC Press, 2001.
- [348] J. A. Melkebeek, *Electrical Machines and Drives*, capítulo Switched Reluctance Machines, páginas 537–550. Springer International Publishing, 2018.
- [349] R. De Doncker, D. W. J. Pulle y A. Veltman, *Advanced Electrical Drives*, capítulo Switched Reluctance Drive Systems, páginas 361–437. Springer Netherlands, 2011.
- [350] R. Rocca, F. G. Capponi, S. Papadopoulos, G. De-Donato, M. Rashed y M. Galea, “Optimal Advance Angle for Aided Maximum-Speed-Node Design of Switched Reluctance Machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, n° 2, páginas 775–785, 2020.
- [351] M. F. Hsieh *et al.*, “A regenerative braking system for switched reluctance machine applied to electric vehicles,” en *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, páginas 1–6, 2016.
- [352] Y. Zhu, H. Wu y J. Zhang, “Regenerative Braking Control Strategy for Electric Vehicles Based on Optimization of Switched Reluctance Generator Drive System,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 76 671–76 682, 2020.
- [353] F. Yi, W. Cai y B. Fahimi, “Seamless transition control between motoring and generating modes of a bidirectional multi-port power converter used

- in automotive SRM drive,” en *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 1–6, 2016.
- [354] O. Boler, O. Gundogmus y Y. Sozer, “A Control Method for Smooth Transition from Motoring to Generating MMode in Switched Reluctance Machines,” en *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, páginas 2434–2438, 2020.
- [355] H. Chen, R. Nie y W. Zhao, “A Novel Tubular Switched Reluctance Linear Launcher With a Module Stator,” *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 47, n° 5, páginas 2539–2544, 2019.
- [356] X. Sun, K. Diao y Z. Yang, “Performance improvement of a switched reluctance machine with segmental rotors for hybrid electric vehicles,” *Computers & Electrical Engineering*, vol. 77, páginas 244–259, 2019.
- [357] Y. Zhu, Y. Jia y H. Wu, “Modeling, Simulation and Experimental Verification of Four-Phase 8/6 Switched Reluctance Motor Considering Interactive Excitation,” *IEEE*, vol. 8, páginas 70 411–70 419, 2020.
- [358] B. Howey, B. Bilgin y A. Emadi, “Design of an External-Rotor Direct Drive E-Bike Switched Reluctance Motor,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, n° 3, páginas 2552–2562, 2020.
- [359] P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J. I. Perat, J. A. Sánchez y M. Torrent, “Design of a Novel Modular Axial-Flux Double Rotor Switched Reluctance Drive,” *Energies*, vol. 13, páginas 1–17, 2020.
- [360] H. Torkaman, A. Ghaheri y A. Keyhani, “Axial flux switched reluctance machines: a comprehensive review of design and topologies,” *IET Electric Power Applications*, vol. 13, n° 3, páginas 310–321, 2019.
- [361] W. Sun, Q. Li, L. Sun, L. Zhu y L. Li, “Electromagnetic Analysis on Novel Rotor-Segmented Axial-Field SRM Based on Dynamic Magnetic Equivalent Circuit,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, n° 6, páginas 1–5, 2019.
- [362] Y. Wu-Sung, “Rapid Optimization of Double-Stators Switched Reluctance Motor with Equivalent Magnetic Circuit,” *Energies*, vol. 10, n° 10, páginas 1–20, 2017.
- [363] S. Q., J. Wu, C. Gan, C. Shi y J. Guo, “DSSRM Design with Multiple Pole Arcs Optimization for High Torque and Low Torque Ripple Applications,” *IEEE Access*, vol. 6, páginas 27 166–27 175, 2018.
- [364] E. Farmahini-Farahani, M. A. Jalali Kondelaji y M. Mirsalim, “A New Exterior-Rotor Multiple Teeth Switched Reluctance Motor With Embed-

- ded Permanent Magnets for Torque Enhancement,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 56, n° 2, páginas 1–5, 2020.
- [365] Z. Li, X. Wang, L. Zhang y Q. Du, L. and Wang, “Magnetic Field Analysis and Iron Loss Calculation of a Special Switched Reluctance Generator,” *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 14, páginas 1991–2003, 2019.
- [366] A. H. Isfahani y B. Fahimi, “Comparison of Mechanical Vibration Between a Double-Stator Switched Reluctance Machine and a Conventional Switched Reluctance Machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 2, páginas 293–296, 2014.
- [367] W. Wang, M. Luo, E. Cosoroaba, B. Fahimi y M. Kiani, “Rotor Shape Investigation and Optimization of Double Stator Switched Reluctance Machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, n° 3, páginas 1–4, 2015.
- [368] X. Sun, K. Diao, G. Lei, Y. Guo y J. Zhu, “Real-Time HIL Emulation for a Segmented-Rotor Switched Reluctance Motor Using a New Magnetic Equivalent Circuit,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n° 4, páginas 3841–3849, 2020.
- [369] X. Sun, K. Diao, Z. Yang, G. Lei, Y. Guo y J. Zhu, “Direct Torque Control Based on a Fast Modeling Method for a Segmented-Rotor Switched Reluctance Motor in HEV Application,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, páginas 2168–6777, 2019.
- [370] V. S. D. C. Teixeira, T. A. D. S. Barros, A. B. Moreira y E. R. Filho, “Methodology for the Electromagnetic Design of the Axial-Flux C-Core Switched Reluctance Generator,” *IEEE Access*, vol. 6, páginas 65 463–65 473, 2018.
- [371] M. M. Bouiabady, A. D. Aliabad, S. R. Mousavi-Aghdam y E. Amiri, “Design and analysis of E-core PM-assisted switched reluctance motor,” *IET Electric Power Applications*, vol. 14, n° 5, páginas 859–864, 2020.
- [372] M. Masoumi, M. Jalali-Kondelaji, M. Mirsalim y J. S. Moghani, “Analytical modelling and experimental verification of E-type reluctance motors,” *IET Electric Power Applications*, vol. 13, n° 1, páginas 110–118, 2019.
- [373] M. A. J. Kondelaji y M. Mirsalim, “Segmented-Rotor Modular Switched Reluctance Motor with High Torque and Low Torque Ripple,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, n° 1, páginas 62–72, 2020.
- [374] M. A. Jalali Kondelaji, E. Farmahini Farahani y M. Mirsalim, “Performance Analysis of a New Switched Reluctance Motor with Two Sets of Embedded

- Permanent Magnets,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, n° 2, páginas 818–827, 2020.
- [375] J. Zhu, K. W. E. Cheng y X. Xue, “Design and Analysis of a New Enhanced Torque Hybrid Switched Reluctance Motor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, n° 4, páginas 1965–1977, 2018.
- [376] C. Kamalakannan, V. Kamaraj, S. Paramasivam y S. R. Paranjothi, “Switched reluctance machine in automotive applications - A technology status review,” en *International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, páginas 187–197, 2011.
- [377] E. S. Elwakil y M. K. Darwish, “Critical review of converter topologies for switched reluctance motor drives,” *International Review of Electrical Engineering*, vol. 2, n° 1, páginas 50–58, 2007.
- [378] S. M. Mahmoud, M. Z. El-Sherif, E. S. Abdel-Aliem y M. N. F. Nashed, “Studying Different Types of Power Converters Fed Switched Reluctance Motor,” *International Journal of Electronics and Electrical Engineering*, vol. 1, n° 4, páginas 281–290, 2013.
- [379] J.-W. Ahn, J. Liang y D.-H. Lee, “Classification and Analysis of Switched Reluctance Converters,” *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 5, n° 4, páginas 571–579, 2010.
- [380] F. Faradjizadeh, R. Tavakoli y E. S. Afjei, “Accumulator Capacitor Converter for a Switched Reluctance Generator,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 1, páginas 501–512, 2018.
- [381] D. Cabezuelo, J. Andreu, I. Kortabarria, E. Ibarra y I. Garate, “SRM converter topologies for EV application: State of the technology,” en *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, páginas 861–866, 2017.
- [382] A. Anand y B. Singh, “Design and implementation of PFC Cuk converter fed SRM drive,” *IET Power Electronics*, vol. 10, n° 12, páginas 1539–1549, 2017.
- [383] T. Wu, W. Li, K. Ni, S. Song y M. Alkahtani, “Modular Tri-Port Converter for Switched Reluctance Motor based Hybrid Electrical Vehicles,” *IEEE Access*, vol. 7, páginas 15 989–15 998, 2019.
- [384] V. Fernão Pires, A. Cordeiro, D. Foito, A. J. Pires, J. Martins y H. Chen, “A Multilevel Fault-Tolerant Power Converter for a Switched Reluctance Machine Drive,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 21 917–21 931, 2020.

- [385] A. Abdel-Aziz, K. Ahmed, S. Wang y B. Massoud, A. M. and Williams, "A neutral-point diode-clamped converter with inherent voltage-boosting for a four-phase SRM drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n° 7, páginas 5313–5324, 2019.
- [386] S. N. V. Akhila y K. Rajani, "Control of SRM using 3-level Neutral point diode clamped converter with PI and Fuzzy controller," *International Advanced Research Journal in Science, Engineering and Technology*, vol. 3, n° 8, páginas 211–217, 2016.
- [387] D. Patil, S. Wang y L. Gu, "Multilevel converter topologies for high-power high-speed switched reluctance motor: Performance comparison," en *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, páginas 2889–2896, 2016.
- [388] C. Gan, Q. Sun, J. Wu, W. Kong, C. Shi y Y. Hu, "MMC-Based SRM Drives with Decentralized Battery Energy Storage System for Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 3, páginas 2608–2621, 2018.
- [389] K. Miyane y K. Akatsu, "High voltage driving method by using low voltage inverters for SRM," en *International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, páginas 335–339, 2015.
- [390] F. Yi y W. Cai, "A Quasi-Z-Source Integrated Multiport Power Converter as Switched Reluctance Motor Drives for Capacitance Reduction and Wide-Speed-Range Operation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 11, páginas 7661–7676, 2016.
- [391] H. Yihua, G. Chun, C. Wenping, L. ChFinney y S. J. Finney, "Split Converter-Fed SRM Drive for Flexible Charging in EV/HEV Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 10, páginas 6085–6095, 2015.
- [392] V. Hrabovcová, P. Rafajdus, M. Lipták y L. Szabó, "Performance of Converters Suitable for Switched Reluctance Generator (SRG) Operation," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 64, n° 4, páginas 201–211, 2013.
- [393] S. Marinkov y B. de Jager, "Four-Quadrant Control of 4/2 Switched Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 12, páginas 7393–7403, 2016.
- [394] Q. Sun, J. Wu, C. Gan y J. Guo, "Modular Full-Bridge Converter for Three-Phase Switched Reluctance Motors with Integrated Fault-Tolerance Capa-

- bility,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 3, páginas 2622–2634, 2018.
- [395] M. Guan, C. Liu, S. Han y X. Sun, “Analysis of Midpoint Current Characteristics for Novel Six-Phase N+2 Power Converter in Different Working Condition,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 105 104–105 117, 2020.
- [396] S. Xu, H. Chen, J. Yang y F. Dong, “Performance evaluation and Reliability Enhancement of Switched Reluctance Drive System by a Novel Integrated Power Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 11, páginas 11 090–11 102, 2019.
- [397] S. Gairola, Priti y L. N. Paliwal, “A new power converter for SRM drive,” en *International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICP-CES)*, páginas 1–6, 2010.
- [398] D. Jiang y P. Kshirsagar, “Analysis and control of a reduced switch converter for active magnetic bearings,” en *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, páginas 3616–3622, 2016.
- [399] J. Y. Yong, “Performande of Proposed Resonant C-dump Converter in Switched Reluctance Motor Drive,” *Journal of Electrical Engineering & Technology*, páginas 1–9, 2020.
- [400] T.-W. Lee, Y.-H. Yoon, Y.-C. Kim, B.-K. Lee y C.-Y. Won, “Control of c-dump converters fed switched reluctance motor on an automotive application,” *Electric Power Systems Research*, vol. 77, n° 7, páginas 804–812, 2007.
- [401] K. Tomczewski y K. Wrobel, “Improved C-dump converter for switched reluctance motor drives,” *IET Power Electronics*, vol. 7, n° 10, páginas 2628–2635, 2014.
- [402] M. Ma, Z. Chang, Y. Hu, F. Li, C. Gan y W. Cao, “An Integrated Switched Reluctance Motor Drive Topology with Voltage-Boosting and On-Board Charging Capabilities for Plug-In Hybrid Electric Vehicles (PHEVs),” *IEEE Access*, vol. 6, páginas 1550–1559, 2017.
- [403] C. Hu, C. Hao, M. Lei y Y. Guojun, “Research on switched reluctance machine drive topology and control strategies for electric vehicles,” *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 24, páginas 590–604, 2016.
- [404] Z. Qu, H. Wang, S. Tang, X. Wei y Q. Chen, “A new hybrid asymmetric and buck-boost fronted converter for SRM with active boost voltage capability,”

- en *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, páginas 1–6, 2017.
- [405] J. L. Beniwal y K. Tripathi, “A Novel Four-Phase Active Boost Switched Reluctance Inverter for High Speed SRM Drive,” *International Journal of Power Electronics and Drive System*, vol. 8, n° 4, páginas 1562–1574, 2017.
- [406] Q. Wang, H. Chen, H. Cheng, S. Yan y S. Abbas, “An Active Boost Power Converter for Improving the Performance of Switched Reluctance Generators in DC Generating Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n° 5, páginas 4741–4755, 2019.
- [407] D. Cabezuelo, J. Andreu, I. Kortabarria, I. Martínez-de Alegría y E. Planas, “Comparativa de topologías asimétrica y C-Dump para convertidores SRM en aplicación de EV,” en *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, páginas 1–6, 2017.
- [408] X. Deng, B. C. MeMecrow, H. Wu, R. Martin y Y. Gai, “Cost-Effective and High-Efficiency Variable-Speed Switched Reluctance Drives with Ring-Connected Winding Configuration,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, n° 1, páginas 120–129, 2018.
- [409] J. Liang, D. H. Lee, A. J. W. y Y. J. An, “A Novel 4-Level Converter for High Speed SR Drive,” en *Power Electronics Specialists Conference*, páginas 1–6, 2006.
- [410] B.-Y. Ma, T.-H. Liu, C.-G. Chen y Y.-H. Chang, “Design and implementation of a switched reluctance motor drive with a novel converter,” *Electric Power Systems Research*, vol. 56, n° 2, páginas 111–119, 2000.
- [411] D. H. Lee, H. Wang y J. W. Ahn, “An advanced multi-level converter for four-phase SRM drive,” en *Power Electronics Specialists Conference*, páginas 2050–2056, 2008.
- [412] S. Muthulakshmi y R. Dhanasekaran, “A New Front End Capacitive Converter Fed Switched Reluctance Motor for Torque Ripple Minimization,” *Circuits and Systems*, vol. 7, páginas 585–595, 2016.
- [413] S. Mir, I. Husain y M. E. Elbuluk, “Energy-efficient C-dump converters for switched reluctance motors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, n° 5, páginas 912–921, 1997.
- [414] S. Song, G. Fang, R. Hei, J. Jiang, R. Ma y W. Liu, “Torque Ripple and Efficiency Online Optimization of Switched Reluctance Machine Based on Torque per Ampere Characteristics,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n° 9, páginas 9610–9618, 2020.

- [415] I. Aranzabal, O. Oñederra, I. Martínez-de Alegría y D. Cabezuelo, “Status and advances in Electric Vehicle’s power modules packaging technologies,” en *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, 2016.
- [416] I. Aranzabal, A. Matallana, O. Oñederra, I. Martínez-de Alegría y D. Cabezuelo, “Estado actual y avances en las tecnologías de ensamblado de los módulos de potencia asociados al vehículo eléctrico,” en *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, páginas 1–6, 2016.
- [417] S. Xu, H. Chen, F. Dong y J. Yang, “Reliability Analysis on Power Converter of Switched Reluctance Machine System Under Different Control Strategies,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n° 8, páginas 6570–6580, 2019.
- [418] C. Gan, J. Wu, Y. Hu, S. Yang, W. Cao y J. M. Guerrero, “New Integrated Multilevel Converter for Switched Reluctance Motor Drives in Plug-in Hybrid Electric Vehicles With Flexible Energy Conversion,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 5, páginas 3754–3766, 2017.
- [419] Y. Sozer, I. Husain y D. A. Torrey, “Guidance in Selecting Advanced Control Techniques for Switched Reluctance Machine Drives in Emerging Applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n° 6, páginas 4505–4514, 2015.
- [420] R. Mikail, I. Husain, Y. Sozer, M. S. Islam y T. Sebastian, “A Fixed Switching Frequency Predictive Current Control Method for Switched Reluctance Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n° 6, páginas 3717–3726, 2014.
- [421] H. Cai, H. Wang, M. Li, S. Shen, Y. Feng y J. Zheng, “Torque Ripple Reduction for Switched Reluctance Motor with Optimized PWM Control Strategy,” *Energies*, vol. 11, n° 11, páginas 1–27, 2018.
- [422] J.-J. Wang, “Harmonic Spectra Shaping for Switched Reluctance Motor with Asymmetric-Carrier Random PWM,” *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 28, n° 6, páginas 737–747, 2017.
- [423] P. Bober y Z. Ferkova, “Comparison of an Off-Line Optimized Firing Angle Modulation and Torque Sharing Functions for Switched Reluctance Motor Control,” *Energies*, vol. 13, páginas 1–13, 2020.
- [424] X. Rain, M. Hilairét y A. Arias, “Switched reluctance machines control with

- a minimized sampling frequency,” *Energy Conversion and Management*, vol. 86, páginas 701–708, 2014.
- [425] C. Labiod, K. Srairi, B. Mahdad y M. E. H. Benbouzid, “A novel control technique for torque ripple minimization in switched reluctance motor through destructive interference,” *Electrical Engineering*, vol. 100, páginas 481–490, 2017.
- [426] P. K. Reddy, D. Ronanki y P. Perumal, “Efficiency improvement and torque ripple minimisation of four-phase switched reluctance motor drive using new direct torque control strategy,” *IET Electric Power Applications*, vol. 14, n° 1, páginas 52–61, 2020.
- [427] N. Yan, X. Cao y Z. Q. Deng, “Direct Torque Control for Switched Reluctance Motor to Obtain High Torque-Ampere Ratio,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n° 7, páginas 5144–5152, 2018.
- [428] C. Shang, A. Xu, L. Huang y J. Chen, “Flux linkage optimization for direct torque control of switched reluctance motor based on model predictive control,” *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 14, n° 7, páginas 1105–1113, 2019.
- [429] M. Chaple, S. B. Bodkhe y P. Daigavane, “Four phase (8/6) SRM with DTC for minimization of torque ripple,” *International Journal of Electrical Engineering & Education*, páginas 1–14, 2019.
- [430] S. Yao y W. Zhang, “A Simple Strategy for Parameters Identification of SRM Direct Instantaneous Torque Control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 4, páginas 3622–3630, 2018.
- [431] S. Wang, Z. Hu y X. Cui, “Research on Novel Direct Instantaneous Torque Control Strategy for Switched Reluctance Motor,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 66 910–66 916, 2020.
- [432] D. Nguyen *et al.*, “Efficiency Improvement by the Intermittent Control for Switched Reluctance Machine in Automotive Application,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 4, páginas 4167–4182, 2019.
- [433] H. Cheng, H. Chen y Z. Yang, “Average torque control of switched reluctance machine drives for electric vehicles,” *IET Electric Power Applications*, vol. 9, n° 7, páginas 459–468, 2015.
- [434] M. U. Jamil, W. Kongprawechnon y N. Chayopitak, “Average Torque Control of a Switched Reluctance Motor Drive for Light Electric Vehicle Application,” *IFAC*, vol. 50, n° 1, páginas 11 535–11 540, 2017.

- [435] D. Marcsa y M. Kuczmann, “Design and control for torque ripple reduction of a 3-phase switched reluctance motor,” *Computers & Mathematics with Applications*, vol. 74, n° 1, páginas 89–95, 2017.
- [436] X. D. Xue, K. W. E. Cheng y N. C. Cheung, “Evaluation of torque sharing functions for torque ripple minimization of switched reluctance motor drives in electric vehicles,” en *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, páginas 1–6, 2008.
- [437] A. C. Pop, V. Petrus, C. S. Martis, V. Iancu y J. Gyselinck, “Comparative study of different torque sharing functions for losses minimization in Switched Reluctance Motors used in electric vehicles propulsion,” en *International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, páginas 356–365, 2012.
- [438] S. Rafael, P. J. Santos y A. J. Pires, “An adaptive PID speed controller for an 8/6 switched reluctance machine,” en *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, páginas 1147–1150, 2013.
- [439] M. Divandari, B. Rezaie y E. Amiri, “Robust Speed Control of Switched Reluctance Motor Drive Based on Full Order Terminal Sliding Mode Control,” en *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, páginas 2423–2428, 2020.
- [440] H. N. Huang, K. W. Hu y C. M. Liaw, “Switch-mode rectifier fed switched-reluctance motor drive with dynamic commutation shifting using DC-link current,” *Electric Power Applications*, vol. 11, n° 4, páginas 640–652, 2017.
- [441] L. Senthil Murugan y P. Maruthupandi, “Sensorless speed control of 6/4-pole switched reluctance motor with ANFIS and fuzzy-PID-based hybrid observer,” *Electrical Engineering*, vol. 102, páginas 831–844, 2020.
- [442] A. Azadru, S. Masoudi, R. Ghanizadeh y P. Alemi, “New adaptive fuzzy sliding mode scheme for speed control of linear switched reluctance motor,” *IET Electric Power Applications*, vol. 13, n° 8, páginas 1141–1149, 2019.
- [443] C.-H. Lin y K.-T. Chang, “Switched reluctance motor circuit drive system using adaptive nonlinear backstepping control with mended recurrent Romanovski polynomials neural network and mended particle swarm optimization,” *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 32, n° 5, páginas 1–24, 2019.
- [444] K. M. Arun, A. Unnikrishnan y U. Nair, “Fuzzy Sliding Mode Control of a Switched Reluctance Motor,” *Procedia Technology*, vol. 25, páginas 735–742, 2016.

- [445] E. Rahmanian, H. Akbari y G. H. Sheisi, “Maximum Power Point Tracking in Grid Connected Wind Plant by Using Intelligent Controller and Switched Reluctance Generator,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, n° 3, páginas 1313–1320, 2017.
- [446] S.-Y. Wang, F.-Y. Liu y J.-H. Chou, “Adaptive TSK fuzzy sliding mode control design for switched reluctance motor DTC drive systems with torque sensorless strategy,” *Applied Soft Computing*, vol. 66, páginas 278–291, 2018.
- [447] S. Masoudi, M. R. Soltanpour y H. Abdollahi, “Adaptive fuzzy control method for a linear switched reluctance motor,” *IET Electric Power Applications*, vol. 12, n° 9, páginas 1328–1336, 2018.
- [448] M. Divandari, B. Rezaie y A.-R. Noei, “Speed control of switched reluctance motor via fuzzy fast terminal sliding-mode control,” *Computers & Electrical Engineering*, vol. 80, páginas 1–16, 2019.
- [449] C. Li, G. Wang, Y. Li y A. Xu, “Robust adaptive neural network control for switched reluctance motor drives,” *Automatika*, vol. 59, n° 1, páginas 24–34, 2018.
- [450] M. Polat, E. Oksuztepe y H. Kurum, “Switched reluctance motor control without position sensor by using data obtained from finite element method in artificial neural network,” *Electrical Engineering*, vol. 98, n° 1, páginas 43–54, 2016.
- [451] J.-F. Xiao y Q.-M. Xiao, “Control of Switched Reluctance Motors based on Improved BP Neural Networks,” *Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering*, vol. 11, n° 2, páginas 97–102, 2018.
- [452] L. Cunhe, W. Guofeng, L. Yan y X. Aide, “Direct adaptive neural network control for switched reluctance motors with input saturation,” *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 13, n° 12, páginas 1804–1814, 2018.
- [453] A. Rajendran y S. Padma, “H-infinity robust control technique for controlling the speed of switched reluctance motor,” *Frontiers of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 7, n° 3, páginas 337–346, 2012.
- [454] M. Boukhnifer, A. Chaibet, N. Ouddah y E. Monmasson, “Speed robust design of switched reluctance motor for electric vehicle system,” *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 9, n° 11, páginas 1–14, 2017.
- [455] G. Rigatos, P. Siano y S. Ademi, “Nonlinear H-infinity control for switched reluctance machines,” *Nonlinear Engineering*, vol. 9, páginas 14–27, 2019.

- [456] Y. Hu, C. Gan, Q. Sun, P. Li, J. Wu y H. Wen, “Modular Tri-port High-Power Converter for SRM based Plug-in Hybrid Electrical Trucks,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, n° 99, páginas 1–11, 2017.
- [457] P. Nageswara Rao, N. Manoj Kumar, S. Madmanaban, M. S. P. Subathra y A. A. Chand, “A Novel Sensorless Approach for Speed and Displacement Control of Bearingless Switched Reluctance Motor,” *Applied Sciences*, vol. 10, páginas 1–26, 2020.
- [458] Q. Xiang, Y. Yuan, J. Yu y K. Chen, “Rotor Position Self-Sensing of SRM Using PSO-RVM,” *Energies*, vol. 1, n° 66, páginas 1–71, 2018.
- [459] C. Yan, W. Yu, X. Hainan, S. Siyuan, W. Chenhui y S. Liubin, “Research on Rotor Position Model for Switched Reluctance Motor Using Neural Network,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 23, n° 6, páginas 2762–2773, 2018.
- [460] P. Sovicka, *ELECTRIMACS*, vol. 1, capítulo Sensorless Control Strategy for Switched Reluctance Traction Drive Based on High Frequency Injection, páginas 97–109. Springer, 2020.
- [461] H. Liu, Z. Zhou, Y. Li, W. Wu, J. Jiang y E. Shi, *Impedance Source Inverters*. Springer, 2020.
- [462] H. We, W. Xiao, X. Wen y P. Armstrong, “Analysis and Evaluation of DC-Link Capacitors for High-Power-Density Electric Vehicle Drive Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, n° 7, páginas 2950–2964, 2012.
- [463] N. Valentine, M. H. Azarian y M. Pecht, “Metallized film capacitors used for EMI filtering: A reliability review,” *Microelectronics Reliability*, vol. 92, páginas 123–135, 2019.
- [464] N. Pfeiffenberger, F. Milandou, M. Niemeyer, T. Sugawara y M. Sanner, “High temperature dielectric polyetherimide film development,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 25, n° 1, páginas 120–126, 2018.
- [465] “Application Guide, Film Capacitors,” CDE, Tech. Rep.
- [466] *Capacitor RFI PTC NTC*. Siemens, 1984.
- [467] “Film Capacitorsfor - Industrial Applications,” TDK, Tech. Rep., 2012.
- [468] “Film Capacitors - Power Electronic Capacitors,” TDK, Tech. Rep., 2018.

- [469] W. Wang, K. Ma y F. Blaabjerg, “Design for reliability of power electronic systems,” en *Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, páginas 33–44, 2012.
- [470] H. Wang, “Capacitors in Power Electronics Applications - Reliability and Circuit Design,” Tech. Rep., 2016.
- [471] “Power Film Capacitor Application Guide,” CDE, Tech. Rep.
- [472] A. Fatemi y L. Yang, “Cumulative fatigue damage and life prediction theories: a survey of the state of the art for homogeneous materials,” *International Journal of Fatigue*, vol. 20, n° 1, páginas 9–34, 1998.
- [473] S. S. Manson y G. R. Halford, “Practical implementation of the double linear damage rule and damage curve approach for treating cumulative fatigue damage,” *International Journal of Fracture*, vol. 17, n° 2, páginas 169–192, 1981.
- [474] B. W. Williams, *Principles and Elements of Power Electronics: Devices, Drivers, Application and Passive Components*. University of Strathclyde, 2006.
- [475] J. Bao, K. Boynov, J. Paulides y E. Lomonova, “Usage of the Inductive Energy Storage in the Field Winding for Driving the Variable Reluctance Motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, n° 7, páginas 1–4, 2016.
- [476] W. Cai y F. Yi, “An Integrated Multiport Power Converter With Small Capacitance Requirement for Switched Reluctance Motor Drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 4, páginas 3016–3026, 2016.
- [477] A. Klein-Hessling, B. Burkhart y R. W. De Doncker, “Active source current filtering to minimize the DC-link capacitor in switched reluctance drives,” *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 4, n° 1, páginas 62–71, 2019.
- [478] M. E. Haque, A. Chowdhury y Y. Sozer, “Power Decoupling Technique for Reducing DC-Link Capacitor of Switched Reluctance Machine Drive,” en *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 1822–1826, 2019.
- [479] T. Kusumi, K. Kobayashi, K. Umetani y E. Hiraki, “Analytical Derivation of Phase Current Waveform Eliminating Torque Ripple and Input Current Ripple of Switched Reluctance Motors under Magnetically Saturated Operation,” en *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 6540–6547, 2019.

- [480] Y. Fan y C. Wen, “Repetitive control-based current ripple reduction method with a multi-port power converter for SRM drive,” en *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, páginas 1–6, 2015.
- [481] C. R. Neuhaus, N. H. Fuengwarodsakul y R. W. De Doncker, “Control Scheme for Switched Reluctance Drives With Minimized DC-Link Capacitance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 5, páginas 2557–2564, 2008.
- [482] W. Suppharangsarn y J. Wang, “Switching technique for minimisation of DC-link capacitance in switched reluctance machine drives,” *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 5, n° 4, páginas 185–193, 2015.
- [483] B. Chai, J. Zhang y S. Wu, “Robust shifting control of a motor-transmission integrated system considering anti-jerking and speed regulation for electric vehicles,” *IET Intelligent Transport Systems*, vol. 13, n° 1, páginas 141–152, 2019.
- [484] V.-S. Vetcham, K. Pradeep y B. G. Fernandes, “Switching strategy for improving the lifetime of DC-link capacitor in a fault-tolerant active power decoupling Topology,” *IET Power Electronics*, vol. 11, n° 1, páginas 52–61, 2018.
- [485] R. Parvari, M. Zarghani y S. Kaboli, “RCD snubber design vased on reliability consideration: a case study for thermal balancing in power electronic converter,” *Microelectronics Reliability*, vol. 88-90, páginas 1311–1315, 2018.
- [486] S. Xu, H. Chen y F. Dong, “Converter-level reliability prediction and analysis in switched reluctance motor drive,” *IET Electric Power Applications*, vol. 14, n° 3, páginas 500–511, 2020.
- [487] A. Gupta, O. Prakash-Yadav, D. DeVoto y J. Major, “A Review of Degradation Behavior and Modeling of Capacitors,” en *ASME International Technical Conference and Exhibition on Packaging and Integration of Electronic and Photonic Microsystems*, 2018.
- [488] A. Matallana, E. Robles, E. Ibarra, J. Andreu, N. Delmonte y P. Cova, “A methodology to determine reliability issues in automotive SiC power modules combining iD and 3D thermal simulation under driving cycle profiles,” *Microelectronics Reliability*, vol. 102, páginas 1–9, 2019.
- [489] D. Zhou, Y. Song, Y. Liu y F. Blaabjerg, “Mission Profile Based Reliability Evaluation of Capacitor Banks in Wind Power Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n° 5, páginas 4665–4677, 2019.

- [490] B. Yao, X. Ge, H. Wang, H. Wang, D. Zhou y B. Gou, “Multitimescale Reliable Evaluation of DC-Link Capacitor Banks in Metro Traction Drive System,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, n^o 1, páginas 213–227, 2020.
- [491] <https://www.altair.com/flux/>
- [492] <https://www.ansys.com/products/structures/ansys-mechanical-enterprise>
- [493] H. Wang, R. Zhu, H. Wang, M. Liserre y F. Blaabjerg, “A Thermal Modeling Method Considering Ambient Temperature Dynamics,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 1, páginas 6–9, 2020.
- [494] J. Ko, D. Jin, W. Jang, C.-L. Myung, S. Kwon y S. Park, “Comparative Investigation of NOx emission characteristics from a Euro 6-compliant diesel passenger car over the NEDC and WLTC at various ambient temperatures,” *Applied Energy*, vol. 187, páginas 652–662, 2017.
- [495] E. Trancho *et al.*, “Sensorless control strategy for light-duty EVs and efficiency loss evaluation of high frequency injection under standardized urban driving cycles,” *Applied Energy*, vol. 224, páginas 647–658, 2018.
- [496] D. Cabezuelo, I. Kortabarria, J. Andreu, E. Ibarra y J. I. Garate, “Topologías de convertidor SRM para aplicación de EV: estado de la tecnología,” en *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, páginas 1–6, 2017.
- [497] S. Rajagopal y S. S. Dash, “Implementation of Low Cost Single Switch Based Switched Reluctance Motor Drive,” *Power Electronics and Renewable Energy Systems*, vol. 326, páginas 1077–1085, 2015.
- [498] P. Kavitha y B. Umamaheswari, “R Dump Converter without DC Link Capacitor for an 8/6 SRM: Experimental Investigation,” *The Scientific World Journal*, vol. 2015, páginas 1–13, 2015.
- [499] O. Oñederra, A. Matallana, I. Aranzabal, D. Cabezuelo y I. Kortabarria, “Loss and stress reduction on VSI devices for EVs using general discontinuous PWM,” en *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, páginas 1–6, 2016.
- [500] M. Mohamadi, A. Rashidi, S. M. N. Saghalian y M. Ebrahimi, “A Switched Reluctance Motor Drive Based On Quasi Z-Source Converter With Voltage Regulation and Power Factor Correction,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n^o 10, páginas 8330–8339, 2017.
- [501] A. Matallana, J. Andreu, E. Planas, J. I. Garate y D. Cabezuelo, “Fun-

damentos para la paralelizapara de IGBTs,” en *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, páginas 1–6, 2016.

[502] “Current Ratings Application Notes,” SBE Inc., Tech. Rep., 2009.